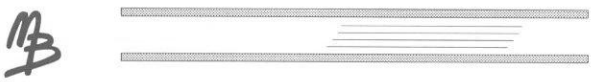
Juarez do Nascimento

TELECOMUNICAÇÕES



MAKRON *Books*

Mc Graw Hill



MAKRON
Books

TELECOMUNICAÇÕES

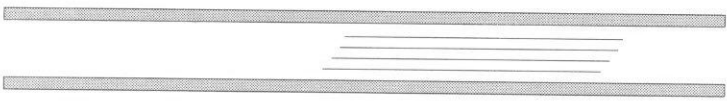
www.baixebr.org



EDITORA AFILIADA



MAKRON
Books





TELECOMUNICAÇÕES

Juarez do Nascimento

MAKRON *Books* do Brasil Editora Ltda.
Editora McGraw-Hill Ltda.
São Paulo
Rua Tabapuã, 1105, Itaim-Bibi
CEP 04533-905
(011) 829-8604 e (011) 820-8528

Rio de Janeiro • Lisboa • Porto • Bogotá • Buenos Aires • Guatemala • Madrid • México • New York • Panamá • San Juan • Santiago

Auckland • Hamburg • Kuala Lumpur • London • Milan • Montreal • New Delhi • Paris • Singapore • Sydney • Tokyo • Toronto

Telecomunicações

Copyright © 1992 da Makron *Books* do Brasil Editora Ltda.

Todos os direitos para a língua portuguesa reservados pela Makron *Books* do Brasil Editora Ltda.

Nenhuma parte desta publicação poderá ser reproduzida, guardada pelo sistema "retrieval" ou transmitida de qualquer modo ou por qualquer outro meio, seja este eletrônico, mecânico, de fotocópia, de gravação, ou outros, sem prévia autorização, por escrito, da Editora.

EDITOR: MILTON MIRA DE ASSUMPÇÃO FILHO

Consultor Técnico: Antonio Pertence Júnior

Editor Assistente: Adauto Bertolla
Produtora Editorial: Daisy Pereira Daniel
Produtor Gráfico: José Rodrigues

Dados de Catalogação na Publicação (CIP) Internacional
(Câmara Brasileira do Livro, SP, Brasil)

Nascimento, Juarez do. 1951 –
Telecomunicações / Juarez do Nascimento. -- São Paulo : Makron *Books*, 1992.

1. Telecomunicação 2. Telecomunicação – Sistemas I. Título

CDD–621.38
91–1811 –621.3811

Índices para catálogo sistemático:

1. Telecomunicações : Engenharia 621.38
2. Telecomunicações : Sistemas : Engenharia 621.3811

Para

Ledir,

Mariza e

Elisa.

MAKRON
Books

AGRADECIMENTOS

Desejo agradecer ao corpo administrativo e de funcionários da MAKRON BOOKS Editora Ltda., na pessoa do Sr. Adauto Bertolla, pelo excelente trabalho realizado na composição deste livro. Quero externar minha gratidão ao Sr. José Koehler, por seu interesse em remeter os originais para a apreciação dos editores; ao Prof. Antônio Pertence Júnior, pela leitura do original e das versões subseqüentes, tendo apresentado inúmeras sugestões que contribuíram de forma decisiva para o aspecto final deste livro; ao Sr. Andres Cordeiro da Fonseca, por seus comentários favoráveis.

Desejo agradecer aos diretores do CEFET-PR, em especial, ao Prof. Artur Antônio Bertol, cujo convite para participar do convênio CEFET-PR-TELEPAR proporcionou-me a oportunidade de escrever as apostilas que deram origem a este livro. Sou grato a todos os coordenadores e chefes do Departamento de Eletrônica, pelo incentivo, o apoio e a confiança. As disciplinas e planos de trabalho relacionados com o Rádio tornaram mais fácil escrever este livro. Dentre eles, quero mencionar os Profs. Paulo Tavares da Natividade, Wanderley Veiga, Ogê Marques Filho, Carlos Eduardo Cantarelli, Hélio Gomes de Carvalho e Maurício Alves. Agradeço à Prof. Maria Gertrudes te Vaarwerk, e aos demais colegas, pelas sugestões relacionadas com o conteúdo do livro. Sinto-me em débito com o Prof. Thomas Milton Navarro Verastegui: sua generosa ajuda, deduzindo as equações que permitiram a solução totalmente algébrica para o projeto de casadores de impedâncias com "microstrip", tornou dispensável a utilização da Carta de Smith. Finalmente, quero mencionar a ajuda do Prof. Eduardo Magalhães Lima, recentemente falecido, na revisão do texto sobre os osciladores a cristal, apresentando importantes sugestões, todas incorporadas ao texto.

Desejo expressar minha gratidão aos amigos e colegas da PPM Radiocomunicações Ltda., especialmente ao seu diretor, Paulo de Oliveira Maia. Quero agradecer, também, a Antônio Carlos Alves e a Francisco Scaramella pela proveitosa troca de experiências.

Desejo externar minha profunda gratidão à Mariza, minha esposa, pela ajuda na datilografia e nos desenhos dos originais.

Finalmente, desejo homenagear, *in memorian,* a três grandes amigos: meu pai, Oclides Nascimento, Paulo Penna Maia e Eduardo Magalhães Lima.

MAKRON
Books

Sumário

Prefácio XXI

Introdução XXIII

1 Propagação de Ondas Eletromagnéticas 1

A Propagação das Ondas de Rádio 7

Propagação das Ondas de Superfície 8

Propagação das Ondas Ionosféricas 9

A Camada Ionosférica 9

Mecanismo de Reflexão 9

Freqüência Crítica da Camada 10

Máxima Freqüência Utilizável (MUF) 10

Desvanecimento ou Fading 11

Ondas Diretas 11

O Alcance das Emissões 12

Comunicações Via Satélite 13

Questionário 14

Problemas Propostos 16

2 Modulação em Amplitude 17

Modulação em Amplitude 18

Níveis de Potência de um Sinal Modulado em Amplitude 22
Medição do Índice de Modulação 25
Questionário 27
Problemas Propostos 28
3 Moduladores em Amplitude 30
Princípio de Funcionamento 31
Modulador de Amplitude Síncrono, Ativo, de Alto Nível 31
Determinação da Potência do Sinal Modulante 34
Modulador Quadrático com Transistor de Efeito de Campo 37
Modulador Síncrono a Diodo 43
Projeto de Moduladores de Amplitude 46
Moduladores Síncronos de Alto Nível 46
Escolha do Transistor 47
Requisitos Mínimos do Transistor 47
Exemplo de Projeto 47
Projeto do Circuito 48
Características dos Componentes 50
Choque de Áudio, X_{AF} 50
O Efeito Pelicular 51
O Indutor Ajustável, L_1 51
Características dos Capacitores 51
Fiação Impressa 52
Questionário 52
Problemas Propostos 54
4 Amplificadores 56
Classificação dos Amplificadores 56
Classes de Operação 57
Classe A 57
Classe AB 57
Classe B 58

Classe C 58
Configuração 59
Aplicação das Diversas Configurações 63
Nível de Potência de Operação 67
Linearidade 68
Amplificadores de Potência de RF 75
Questionário 77
Problemas Propostos 78
5 Transmissores de AM 79
Diagramas Básicos de Transmissores de AM 79
Obtenção da Estabilidade de Freqüência 81
Obtenção de Potência de Saída Adequada 82
Transmissores com Modulação em Baixo Nível 83
Transmissor com Modulação em Alto Nível 84
Descrição de Funcionamento do Transmissor 87
1 – Oscilador de Portadora 88
2 – Separador 89
3 – Excitador 89
4 – Amplificador de Potência Modulado 90
Detalhes de Projeto 91
Questionário 94
Problemas Propostos 96
6 Modulação AM-DSB/SC 97
Vantagens 97
Desvantagens 97
Aplicações 98
Processo de Obtenção do Sinal AM-DSB/SC 98
Moduladores Síncronos 101
Projeto 102
Moduladores em Anel 103

Função dos Componentes (Figura 8) 105
Conversores de Freqüência 109
Questionário 113
Problemas Propostos 114
7 Transmissão em SSB 115
SSB por Filtragem 115
O Filtro de Faixa Lateral 118
Filtros Mecânicos 120
Filtros Piezoelétricos 121
O Excitador de SSB 124
Função dos Principais Componentes 124
Modulador Balanceado 126
Misturador de Canal 127
Amplificador Linear 128
Questionário 138
Problemas Propostos 140
8 Modulação em Freqüência e Fase 141
Obtenção da Modulação Angular 141
Constante de Freqüência e Fase 142
Desvio de Freqüência e Fase 142
Largura de Faixa de um Sinal FM 143
Espectro do Sinal FM 144
Relação de Desvio 145
A Pré-ênfase 147
Limitador de Desvio 149
Filtro Passa-baixa 149
Circuito de Áudio Completo 149
Modulador de Freqüência a Varactor 151
O Processo de Modulação 152
Questionário 152

Problemas Propostos 153
9 O Transmissor de VHF-FM 155
Transmissor VHF-FM para Radiocomunicação 158
Unidade Amplificadora de Potência 161
Projeto 164
Questionário 165
Problemas Propostos 167
10 Misturadores de Freqüência 168
Demoduladores de Amplitude 183
Classificação dos Demoduladores de Amplitude 183
Detetores de Amplitude para AM com Portadora 184
Condições para Operação Linear 185
Projeto de um Detetor de Envoltória a Diodo 186
Questionário 187
Problemas Propostos 188
11 Receptores 190
O Funcionamento do Super-heteródino 190
Circuitos Essenciais para um Receptor Super-heteródino 192
O Amplificador de RF 192
O Amplificador de FI 194
Intermodulação por Sinais Intensos 194
O Controle Automático de Ganho (CAG) 197
O Receptor de FM 201
Limitador 202
Sintonizador de AM 205
Conversor 205
Amplificador de FI 205
Demodulador 207
Sintonizador de FM 207
Amplificador de FI para FM com Circuito Integrado 210

Receptor de AM, SSB, e CW 210
Amplificador de Áudio 215
Funcionamento 216
Projeto 219
Questionário 219
Problemas Propostos 221
12 Osciladores 222
Conceito 222
Classificação 222
Quanto ao Princípio de Funcionamento 222
Quanto à Freqüência de Operação 223
Quanto à Forma de Onda 223
Osciladores Realimentados 223
Osciladores LC 225
Elos de Realimentação com Três Impedâncias 226
Exemplo de Projeto de Oscilador LC 234
Projeto de um Oscilador Hartley com FET 237
Escolha das Características da Rede de Realimentação 240
Projeto de um Oscilador Hartley em Fonte-comum na Freqüência de 5 MHz ... 240
Projeto de um Oscilador Colpitts com Sintonia Série em Dreno-comum 243
Oscilador Clapp 243
Oscilador Armstrong 248
Projeto de um Oscilador Armstrong em Fonte-comum para 10 MHz 251
Osciladores a Cristal 254
O Cristal Oscilador 256
Medições em Cristais 260
O Cristal como Oscilador 262
Projeto de um Oscilador a Cristal 265
Projeto Sistemático do Oscilador Pierce 276
Cristais de Sobretom 279

Questionário 280
Problemas Propostos 283
13 Casadores de Impedância 285
Introdução 285
Dispositivos Casadores de Impedância 288
Transformadores com o Primário Sintonizado 298
Cálculo dos Parâmetros do Transformador 299
Casadores de Impedâncias com Redes LC 305
Casamento de Impedância com Cargas Reativas 308
Técnicas para Redução da Largura de Faixa 313
Rede Casadora em PI 317
Rede "L" com "Q" Controlado 321
Casadores de Impedância com "Microstrip" 326
Conclusão 338
Questionário 339
Problemas Propostos 341
14 Amplificadores Sintonizados 343
Seletividade 343
Sintonia Múltipla 344
Sintonia Escalonada 346
Sensibilidade 350
Fator de Ruído 351
Projeto para Baixo Ruído 352
Faixa Dinâmica 352
Procedimentos para o Aumento da Faixa Dinâmica 353
Escolha do Dispositivo Amplificador 353
Redução do Ganho 354
Aumento da Potência do Amplificador 354
Parâmetros Y 354
Cálculo do Desempenho de um Amplificador 357

Estabilidade de um Amplificador 358
Formas de Neutralização 359
Ajuste da Neutralização 362
Projeto de Amplificadores Neutralizados 362
Parâmetros Y do Dispositivo Neutralizado 363
Ganho de Potência 364
Projeto dos Filtros 365
Efeito da Eficiência do Transformador de Entrada no Fator de Ruído do Amplificador 377
A Estabilização de Amplificadores Sintonizados pela Técnica do Descasamento de Impedância 377
Obtendo a Estabilidade do Circuito 378
Procedimento de Projeto 379
Considerações Práticas 384
Questionário 385
Problemas Propostos 388
15 Filtros 390
Classificação 392
Resposta em Freqüência 392
Tecnologia de Fabricação 393
Características dos Filtros 394
Filtros Elétricos 401
Filtros de Constantes Concentrados ou Filtros RLC 401
Filtros de Constantes Distribuídas 403
Filtros Ultrassônicos 404
Filtros RLC – Projeto 405
Princípio de Funcionamento 405
O Filtro Passa-faixa RLC Paralelo de Sintonia Simples 408
Projeto de um Filtro RLC Paralelo de Sintonia Simples 409
Projeto 1 409

Análise do Projeto 411
Filtro com Sintonia Dupla 412
Projeto 2 416
Análise 418
Filtro com Sintonia Dupla RLC Série 421
Projeto 3 421
Análise 423
Filtro Passa-baixa RLC 425
Filtro de um Quarto de Onda 425
Projeto 4 427
Análise 428
Filtro Passa-baixa de Meia-onda 428
Filtro de Meia-onda com Armadilha de Harmônico 429
Projeto 5 430
Observações Finais 432
Questionário 432
Problemas Propostos 435
16 PLL 436
A Finalidade do PLL 437
Aplicações do PLL 437
PLL – Características 439
Os Blocos Integrantes de um PLL 442
O Comparador de Fase 444
Princípio de Funcionamento dos Comparadores de Fase 444
Características dos Comparadores de Fase 447
Comparadores de Fase-freqüência 448
O VCO 451
O Filtro do Elo 455
A Estabilidade do PLL e o Filtro do Elo 456
As Funções do Filtro do Elo 457

Projeto 461
Montagem e Teste do PLL 467
Medição da Faixa de Retenção 468
Medição da Faixa de Captura 469
Demodulador de Freqüência com PLL 470
Questionário 473
Problemas Propostos 477
Apêndice 1 O Circuito Equivalente Pi-híbrido 478
Exercício 1 481
Exercício 2 483
Equações Referentes ao Circuito Equivalente Pi-híbrido 485
Polarização por Corrente Constante 487
Apêndice 2 Polarização de Dispositivos Semicondutores 487
Projeto 1 488
Exercício 1 489
Circuito de Polarização com Realimentação Negativa 489
Projeto 2 489
Exercício 2 491
Circuito de Polarização com Divisor de Tensão de Base 491
Projeto 3 492
Exercício 3 494
Polarização de FETs 495
Projeto 4 496
Exercício 4 497
Polarização de FETs por Tensão Constante 498
Projeto 5 499
Exercício 5 500
Polarização de Amplificadores em Classe B ou AB 500
Apêndice 3 Acoplamento e Desacoplamento em Circuitos Eletrônicos 503
Acoplamento 503

Desacoplamento 503
Princípios para Acoplamento e Desacoplamento Capacitivo de Circuitos 505
Desacoplamento da Alimentação 509
A Capacidade de Isolação Contínua no Acoplamento e Desacoplamento 510
Projeto de Acoplamento e Desacoplamento 511
Projeto 1 511
Desacoplamento de Emissor ou Fonte em Amplificadores com BJTs ou FETs .. 513
Projeto 2 513
Observações Finais 516
Problemas Propostos 517
Apêndice 4 Transistores de Potência para Radiofreqüência 518
Cuidados na Utilização de Transistores de Potência de RF 522
Apêndice 5 Multiplicadores de Freqüência 524
Projeto 528
Apêndice 6 Projeto de um Amplificador de Potência Classe C 528
Exemplo de Projeto 529
Procedimento de Cálculo 529
Respostas aos Problemas Propostos 536
Bibliografia 541

Referências Bibliográficas, por capítulo

Capítulo	**Número da Referência***
Introdução	2,5,10,19.
Capítulo 1	2, 5, 7, 12, 15, 21.
Capítulo 2	2, 10, 18.
Capítulo 3	2, 6, 9, 10, 18, 19, 21.
Capítulo 4	2, 6, 10, 19, 21.

* Veja a Bibliografia, pág. 541

Capítulo 5	2, 9, 21.
Capítulo 6	2, 6, 9, 18.
Capítulo 7	2, 5, 9, 18, 21.
Capítulo 8	2, 5, 10, 18, 21.
Capítulo 9	19, 21.
Capítulo 10	1, 2, 3, 6, 16, 19, 21.
Capítulo 11	2, 5, 6, 10, 18, 19, 21.
Capítulo 12	1, 2, 6, 10, 16, 19, 20, 21.
Capítulo 13	1, 2, 3, 4, 6, 9, 14, 17, 21.
Capítulo 14	1, 2, 3, 10, 16, 19, 20, 21.
Capítulo 15	1, 2, 6, 9, 16, 21.
Capítulo 16	2, 6, 11, 20, 21.
Apêndice 1	12.
Apêndice 2	19.
Apêndice 3	1, 2, 6.
Apêndice 4	1, 8, 9, 13.
Apêndice 5	6, 10, 21.
Apêndice 6	1, 2, 3, 4, 6, 8, 9, 13, 16.



MAKRON
Books

PREFÁCIO

Quando iniciei minha carreira no magistério , no CEFET-PR, em julho de 1976, os alunos projetavam, montavam e ensaiavam circuitos de áudio, de pulsos e de eletrônica digital. Os circuitos de radiofreqüência, porém, eram apenas montados e ensaiados: dizia-se que o projeto de tais circuitos não poderia ser executado por alunos, pois exigia experiência, além de muitos testes e modificações, antes de funcionarem.

Eu pensava diferente. Acreditava que os alunos, tendo os conhecimentos de Matemática, Análise de Circuitos e Eletrônica necessários, poderiam aprender a projetar circuitos de radiofreqüência. A falta de experiência dos alunos poderia ser compensada por uma orientação adequada.

Um obstáculo à realização dessa idéia era a falta de livros que ensinassem a projetar circuitos de radiofreqüência e que fossem acessíveis aos alunos. Os que existiam eram em língua estrangeira.

Para suprir a falta de literatura, escrevi algumas apostilas, utilizadas com ótimos resultados por alunos do 2º grau do 5º e 6º períodos (3º ano). Eles passaram a projetar, além de montar e ensaiar em laboratório, osciladores LC e a cristal, amplificadores sintonizados, multiplicadores de freqüência, moduladores e demoduladores de AM e FM, conversores de freqüência e PLLs.

Este livro foi baseado nas apostilas. O texto original das apostilas foi ampliado, incluindo casadores de impedâncias, filtros passa-faixa, circuitos de acoplamento e desacoplamento.

Ele pode ser utilizado por pessoas com conhecimento de eletrônica básica, como estudantes de escolas técnicas ou de engenharia; por experimentadores, especialmente radioamadores; e por projetistas. Professores de Eletrônica e Telecomunicações poderão usá-lo em disciplinas teóricas ou de laboratório, existindo dezenas de exercícios no final de cada capítulo.

O texto do livro foi organizado para cobrir os principais assuntos relacionados com a comunicação via rádio na faixa de freqüências entre 500 KHz e 300 MHz.

A parte básica do estudo é composta pela introdução, pelos primeiros quatro capítulos, e pelos Capítulos 8 e 10. Na parte básica são estudados os sistemas de comunicações via rádio, suas aplicações, conceitos e definições. Ondas eletromagnéticas, modos de propagação, faixas de freqüências. Teoria de modulação em amplitude, circuitos moduladores em amplitude. Amplificadores, características e suas aplicações em radiofreqüência. Modulação em freqüência e circuitos moduladores. Misturadores de freqüência, conversores de freqüência e demoduladores.

O estudo dos equipamentos transmissores e receptores de rádio é feito nos Capítulos 5 a 11, exceto os Capítulos 8 e 10. Nos Capítulos 5 a 9 são estudados os transmissores de AM, SSB e FM-VHF, todos para radiocomunicação, sendo analisada a estrutura de cada equipamento, seus circuitos e a função dos componentes. No Capítulo 11 são analisados os receptores de AM, FM e SSB. Como no caso de transmissores, a análise é feita a nível de blocos e de circuito, sendo fornecidos detalhes sobre a estrutura dos receptores, seus circuitos e a função dos componentes.

A parte do livro que trata do projeto de circuitos de radiofreqüência é composta pelo Capítulo 3, que trata dos moduladores de amplitude; pelo Capítulo 10, que trata dos misturadores de freqüência e pelos Capítulos 12 a 15, onde estudaremos os osciladores de radiofreqüência, casadores de impedâncias, amplificadores sintonizados e filtros de alta freqüência. São fornecidos diagramas esquemáticos completos dos circuitos, juntamente com a descrição de funcionamento, a função dos componentes e a análise matemática. O projeto dos circuitos é tratado de forma detalhada, com inúmeros exemplos resolvidos. O projeto de amplificadores classe C é estudado no Apêndice 6.

O Capítulo 16 é uma introdução aos PLLs. Nele são estudados conceitos básicos sobre o assunto e um PLL é projetado e utilizado como demodulador de freqüência. Sua inclusão justifica-se pela grande aplicação dos PLLs nos sintetizadores de freqüência utilizados nos modernos equipamentos de rádio.

No final do livro, foram incluídos textos, na forma de apêndices, sobre acoplamento e desacoplamento de circuitos, polarização de dispositivos semicondutores, transistores em alta freqüência, multiplicadores de freqüência e o projeto de amplificadores de potência classe C.

MAKRON
Books

INTRODUÇÃO

Sistemas de Comunicação

É inegável a importância dos modernos sistemas de comunicação para a economia, a cultura e a ciência, entre outras atividades. Isso decorre da enorme quantidade de informações geradas em locais diferentes daquele onde elas são utilizadas. Informações transitam entre estabelecimentos bancários e comerciais através de sistemas de comunicação espalhados pelo mundo inteiro; programas de rádio e televisão são transmitidos para centenas de milhões de pessoas em todos os continentes, difundindo notícias, cultura e lazer; sinais oriundos de espaçonaves em regiões distantes do sistema solar chegam à Terra trazendo informações que resultam em novas descobertas científicas. Tudo isso, com a velocidade da luz.

Sistemas de Comunicação Genéricos

A Figura 1 mostra a representação gráfica de uma cadeia de comunicação, podendo-se identificar três elementos essenciais: a fonte de informação, o sistema de comunicação e o destino.



Figura 1 A posição de um sistema de comunicação dentro de uma cadeia de comunicação.

A fonte de informações é, como o nome sugere, a origem da mensagem ou informação transmitida. Essa costuma apresentar-se na forma de sons, imagens ou textos. O destino é onde a informação será utilizada. A finalidade do sistema de comunicação é transportar a informação da fonte até o destino, preservando ao máximo suas características originais.

Elementos de um Sistema de Comunicação

A Figura 2 mostra os elementos que fazem parte de um sistema de comunicação.



Figura 2 Diagrama em blocos de um sistema de comunicação.

Sistemas de Comunicação

O transmissor tem a finalidade de transformar a informação nele aplicada num sinal adequado para vencer a distância que o separa do receptor. Nos diagramas em blocos, o fluxo do sinal é representado pelas setas.

O meio de transmissão é responsável pelo transporte do sinal do transmissor até o receptor, sendo, com certeza, o elemento que, isoladamente, exerce maior influência sobre o desempenho de um sistema de comunicação, determinando, inclusive, o tipo de transmissor e receptor utilizados.

Ao receptor, finalmente, cabe a tarefa de resgatar a informação presente no sinal recebido, devolvendo-lhe o formato original.

Sistemas de Comunicação por Sinais Elétricos

Os sistemas de comunicação que utilizam sinais elétricos para a transmissão de informações conseguem um excelente desempenho no processamento dos sinais, sendo indicados para comunicação a grandes distâncias. Esses sistemas de comunicação podem ser divididos em dois grandes grupos: os Sistemas Via Cabo e os Sistemas Via Rádio. Como a análise detalhada dos sistemas de comunicação via cabo foge ao escopo desta obra, somente serão apreciadas as características que permitam compará-los com os sistemas via rádio.

Sistemas Via Cabo

O meio de transmissão utilizado nos sistemas de comunicação via cabo é, como o nome sugere, um cabo condutor, chamado de linha de transmissão.

As principais características deste sistema são: confiabilidade excelente, pouca flexibilidade para ampliações que não tenham sido objeto de cuidadoso planejamento, necessitando de grandes investimentos de capital para a implantação da rede de cabos e da central de comutação.

Essas características tornam os sistemas via cabo adequados para comunicação a curta distância, principalmente nas regiões urbanas.

A necessidade de uma linha de transmissão, interligando o transmissor ao receptor, torna impossível a comunicação móvel e é a principal causa dos custos elevados da telefonia nas regiões escassamente povoadas.

Sistemas Via Rádio

Os sistemas de comunicação via rádio utilizam ondas eletromagnéticas como elemento de ligação entre transmissor e receptor. Como essas ondas possuem a propriedade de irradiarem-se pelo espaço, dispensando a existência de quaisquer meios físicos para sua transmissão, a implantação de sistemas de comunicação via rádio é grandemente facilitada.

Sistemas de Comunicação Via Rádio

Quando comparado com os sistemas via cabo, os sistemas de comunicação via rádio apresentam as seguintes características: utilizam equipamentos eletrônicos relativamente complexos para o processamento dos sinais necessários à operação do sistema; a confiabilidade é menor e depende das condições de propagação da onda eletromagnética. Em compensação, os custos de implantação são menores para distâncias superiores a algumas dezenas de quilômetros, apresentando ótima flexibilidade para ampliações. Essas características tornam os sistemas via rádio adequados tanto para comunicação a longa distância quanto para comunicação móvel.

A telefonia interurbana a longa distância é um exemplo deste sistema de comunicação.

Configuração do Sistema

Um sistema de comunicação via rádio é composto por duas estações de rádio, pelo menos, sendo uma transmissora e a outra receptora (Figura 3).

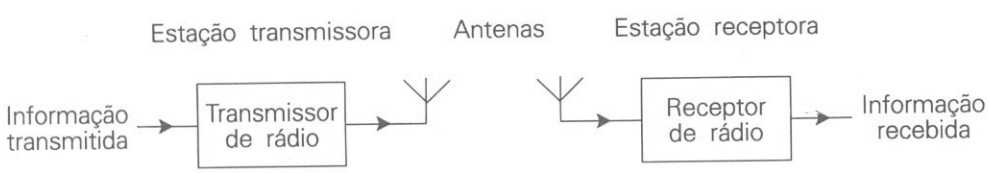


Figura 3 Diagrama em blocos de um sistema de comunicação via rádio.

Cada estação é composta por um equipamento de rádio, uma linha de transmissão e uma antena. A função dos equipamentos de rádio é, no caso do transmissor, gerar sinais de radiofreqüência e, no caso do receptor, recebê-los; da linha de transmissão é conduzir o sinal de radiofreqüência do transmissor até a antena, ou da antena até o receptor. Finalmente, a função da antena é gerar ou captar ondas eletromagnéticas.

Muitas estações receptoras de radiodifusão, principalmente as de ondas médias, não utilizam antenas externas, nem linha de transmissão. Isso ocorre em função de os receptores utilizarem antenas internas, geralmente de ferrite.

Transdutores, Moduladores e Demoduladores

Para transformar em sinais elétricos as informações que se apresentam originalmente na forma de sons ou imagens, os sistemas de comunicação utilizam transdutores eletroacústicos, eletromecânicos ou optoeletrônicos. O microfone, utilizado para transformar sons em sinais elétricos, e o alto-falante, para fazer a transformação oposta, são exemplos de transdutores eletroacústicos.

Para transformar os sinais provenientes de transdutores em sinais adequados para a transmissão por meio de ondas eletromagnéticas, utilizam-se circuitos moduladores, que são essenciais nos transmissores de rádio.

Os moduladores são circuitos utilizados com a finalidade de incorporar informação a um sinal de alta freqüência, controlando-lhe uma de suas características – a amplitude, a freqüência ou a fase.

O sinal correspondente à informação e o sinal de alta freqüência são chamados, respectivamente, de sinal modulante e portadora, sendo este último proveniente de um circuito oscilador. O sinal de saída do modulador é chamado de sinal modulado.

Tanto a portadora quanto o sinal modulado são denominados sinais de radiofreqüência, ou RF, devido ao uso intensivo da modulação nos sistemas de comunicação via rádio.

Para recuperar-se a informação incorporada ao sinal modulado, os receptores de rádio utilizam circuitos demoduladores, que operam segundo os mesmos princípios utilizados nos moduladores (pelo menos quando se tratar de sinais modulados em amplitude).

Para a demodulação, é necessário aplicar-se o sinal modulado, mais a portadora, num demodulador, para que na saída obtenha-se o sinal modulante.

O Canal de Radiofreqüência

A antena de uma estação transmissora de rádio irradia para o espaço sinais na forma de ondas eletromagnéticas. Como é grande o número de estações transmissoras existentes, uma antena receptora irá captar inúmeros outros sinais, além do sinal desejado. Portanto, antes de recuperar a informação contida num determinado sinal, é necessário separá-lo. Para que isso possa ser realizado, o sinal precisa possuir alguma característica que permita distingui-lo dos demais. Esta característica é a sua freqüência – ou faixa de freqüências.

A faixa de freqüências reservada a um sistema de comunicação é chamada de canal de radiofreqüência, ou simplesmente canal. Para que a recepção ocorra sem interferências, é essencial que não existam dois sinais ocupando o mesmo canal, numa mesma região. A aplicação mais conhecida desse conceito está relacionada com os canais de televisão, que ocupam uma faixa de freqüências de 6 MHz de largura, cada um.

Para regulamentar a operação dos sistemas de comunicação via rádio, permitindo que os mesmos cumpram seus objetivos com o mínimo de interferência mútua, existem, em todos os países, órgãos incumbidos da tarefa de controlar a ocupação do espectro de radiofreqüência. Esses órgãos são, quase todos, membros do CCIR, Comitê Consultivo Internacional de Radiocomunicações, com sede na Suíça.

No Brasil, o órgão responsável por esse serviço é o DENTEL, Departamento Nacional de Telecomunicações. O DENTEL também estabelece as normas técnicas relacionadas com a construção de equipamentos de rádio, principalmente transmissores, determinando-lhes as características, além de expedir as licenças e permissões necessárias para a instalação e operação dos sistemas de comunicação via rádio. O DENTEL atua, ainda, como órgão responsável pela fiscalização do cumprimento das normas e disposições por ele baixadas.

Os Equipamentos de Rádio

Um equipamento de rádio é utilizado com a finalidade de transmitir ou receber mensagens e outras espécies de informações por intermédio de ondas eletromagnéticas, incluindo-se nesta categoria os equipamentos destinados à transmissão e recepção de imagens (instrumentos óticos e antenas estão, naturalmente, excluídos).

Os equipamentos de rádio mais comuns são os transmissores, os receptores e os transceptores, sendo este último uma combinação dos dois primeiros.

Características dos Equipamentos de Rádio

O desempenho de um sistema de comunicação depende das características dos equipamentos que o compõe. No Quadro 1, estão citadas as principais características dos transmissores e receptores de rádio, estando incluída a antena, por ser ela parte integrante de uma estação. A qualidade da comunicação e a distância alcançada pelo sistema são proporcionais à potência do transmissor, ao ganho das antenas e à sensibilidade do receptor, mantidas constantes as outras características.

Quadro 1 Características principais de antenas e equipamentos de rádio.

ANTENAS	*TRANSMISSORES*	*RECEPTORES*
freqüência de operação	freqüência de operação	freqüência de operação
ganho	potência de saída	sensibilidade
diretividade	atenuação de harmônicos	seletividade
impedância característica	impedância de saída	impedância de entrada
tipo de polarização	tipo de modulação	tipo de modulação

Transmissores de Rádio

O transmissor de rádio é um equipamento eletrônico especificamente projetado para gerar sinais modulados, com freqüência e nível de potência compatíveis com a distância a ser alcançada pela transmissão. Os transmissores devem executar três funções básicas: geração e modulação da portadora; e a amplificação do sinal modulado.

Sistemas de Comunicação

A Figura 4 mostra o diagrama em blocos de um transmissor de rádio básico, contendo os três circuitos essenciais: o oscilador de portadora, o modulador e o amplificador de potência. O oscilador gera a portadora de radiofreqüência, necessária ao procedimento de modulação.

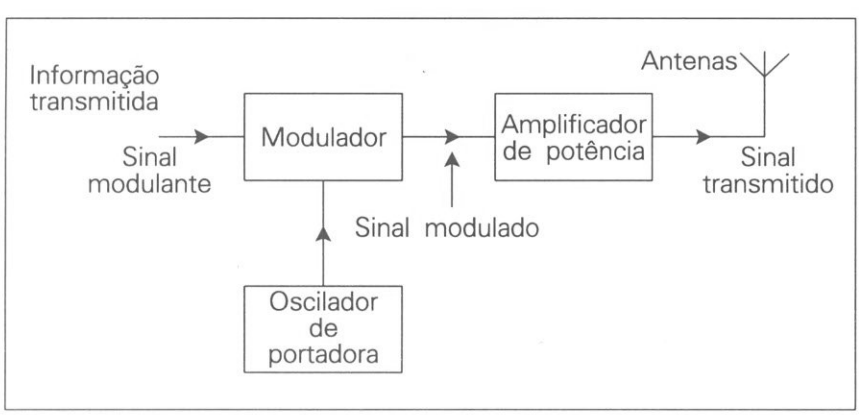


Figura 4 Diagrama em blocos de um transmissor de rádio básico.

No modulador, a informação transmitida é incorporada à portadora, obtendo-se o sinal modulado, ainda em baixo nível. Antes de ir para a antena, o sinal modulado precisa ser aplicado ao amplificador de potência, de onde sai com nível suficiente para ser irradiado pela antena.

Receptores de Rádio

O receptor de rádio é um equipamento eletrônico cuja finalidade é a recepção de sinais modulados de radiofreqüência. Isso exige que os receptores de rádio possuam, pelo menos, duas características: seletividade e sensibilidade.

A seletividade é a capacidade de discriminar sinais de diferentes freqüências, sendo conseguida pelo uso de filtros.

A sensibilidade, que é a capacidade de operar com sinais de pequena intensidade, é conseguida pelo uso de amplificadores.

Além de selecionar e amplificar o sinal, os receptores devem proceder sua demodulação. Para cumprir essas funções, os receptores precisam utilizar diversos circuitos diferentes. Um receptor básico, contudo, pode ser feito a partir de apenas dois circuitos: um amplificador sintonizado – que é um circuito composto por amplificador e filtros – e um demodulador, como mostrado na Figura 5.

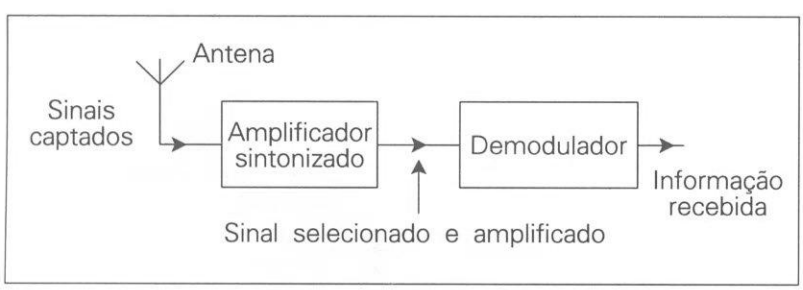


Figura 5 Diagrama em blocos de um receptor de rádio básico.

Características e Aplicações dos Sistemas Via Rádio

Os sistemas de comunicação via rádio são utilizados, basicamente, para a transmissão em fonia, televisão ou telegrafia.

A fonia é utilizada para transmitir sons, como a voz e a música; a televisão é utilizada para a transmissão de imagens; e a telegrafia, para a transmissão de textos ou dados.

As estações de rádio podem ser fixas, móveis ou portáteis. As estações fixas são instaladas em prédios ou casas, sendo alimentadas, na maioria das vezes, pela rede de energia elétrica.

As móveis são instaladas em veículos, embarcações, aeronaves, espaçonaves ou satélites, sendo alimentadas pelo sistema elétrico do veículo.

As portáteis são aquelas transportadas pelo operador e utilizam baterias internas para sua alimentação.

São incontáveis as aplicações dos sistemas de comunicações via rádio, exigindo, cada uma, equipamentos com características apropriadas.

Dentre as muitas aplicações existentes, podem-se destacar as seguintes: a radiodifusão, a radiocomunicação, o radioamadorismo, o radiocontrole e a radiossinalização.

A radiodifusão destina-se ao entretenimento. Um único transmissor gera sinais que são captados por muitos receptores. Para reduzir os custos, com o objetivo de tornar mais popular a radiodifusão, os receptores são simples e econômicos, tendo, portanto, uma sensibilidade relativamente baixa. Para compensar a falta de sensibilidade dos receptores, a potência de transmissão precisa ser bastante elevada, podendo superar a marca dos 100 kW.

A finalidade da radiocomunicação e do radioamadorismo é a transmissão de mensagens, exigindo, por isso, comunicação bidirecional. Assim, cada estação precisa estar equipada com um transmissor e um receptor (ou com um transceptor, para substituir a ambos). A potência de transmissão raramente excede 100 W, sendo os receptores mais caros e complexos do que os destinados à radiodifusão, devido à maior sensibilidade e seletividade exigidas.

O radiocontrole destina-se ao comando à distância de aparelhos. Os equipamentos utilizados são de peso, potência e dimensões reduzidas, sendo o sinal modulante obtido internamente do circuito de controle.

A radiossinalização é utilizada para fins científicos e destina-se à localização de veículos, objetos, pessoas ou animais, tendo os equipamentos características semelhantes aos utilizados para radiocontrole.

Distorção, Ruído e Interferência

Num sistema de comunicação, a informação recebida deve ser, idealmente, uma cópia fiel da informação transmitida. Contudo, no processo de transmissão, o sinal pode ser contaminado por distorções, ruídos e interferências, chegando alterado ao seu destino.

A distorção é, geralmente, uma deformação introduzida no sinal devido à falta de linearidade da curva característica de um dispositivo eletrônico, como um transistor, diodo ou transformador. A distorção pode ser causada, também, pela variação do ganho dos circuitos em função da freqüência do sinal. Nesse caso, tem-se a distorção linear.

O ruído é uma perturbação introduzida por uma fonte qualquer, podendo ser interna ou externa ao circuito. A quantidade de distorção e ruído gerados pelo equipamento eletrônico podem ser controladas mediante um cuidadoso projeto dos circuitos. Como o grau de contaminação pelo ruído depende do nível do sinal, o uso de potências elevadas na transmissão e a redução da distância entre as estações, sempre que possíveis, ajudam a reduzir o problema.

A interferência é uma perturbação causada, quase sempre, por uma outra emissão de rádio, no mesmo canal do sinal desejado ou num canal adjacente. Ela pode ser reduzida – quando a causa for um sinal de freqüência próxima – pelo aumento da seletividade e da estabilidade de freqüência dos equipamentos utilizados.

Um plano eficiente de distribuição dos canais de RF, tendo em vista a região coberta pelo sistema de comunicação, a potência e o período de funcionamento das estações transmissoras e o tipo de antenas utilizadas, também contribui para minimizar o problema.

Uma outra fonte de interferências são as escovas das máquinas elétricas e as lâmpadas de descarga gasosa. Ambos geram grande quantidade de ruídos, principalmente nas freqüências mais baixas. Neste caso, a interferência precisa ser combatida diretamente na fonte, mediante a utilização de filtros de linha, para a obtenção de resultados satisfatórios.

Questionário

1) Quantos e quais são os elementos essenciais de uma cadeia de comunicação?

2) O que se entende por fonte de informação?

3) Quais os elementos que fazem parte de um sistema de comunicação?

4) Descreva a finalidade de cada um de seus componentes.

5) Quais são os sistemas de comunicação por sinais elétricos?

6) O que é um sistema via cabo?

7) Cite as características do sistema da questão anterior.

8) Qual o elemento de ligação entre transmissor e receptor em um sistema via rádio?

9) Cite algumas aplicações dos sistemas de comunicação via rádio.

10) Quais as características do sistema via rádio?

11) Desenhe o diagrama em blocos do sistema via rádio.

12) Como é composto um equipamento de rádio? E qual é a sua função?

13) O que é utilizado para transformar em sinais elétricos as informações que se apresentam na forma de sons ou imagens?

14) Qual a finalidade dos circuitos moduladores?

15) Defina moduladores.

16) O que são portadora e sinal modulado?

17) Qual a aplicação dos circuitos demoduladores?

18) O que é um canal de radiofreqüência?

19) Quais os órgãos que controlam a ocupação do espectro de radiofreqüência?

20) E, no Brasil, qual é o órgão responsável?

21) Qual a finalidade de um equipamento de rádio?

22) Quais as características dos equipamentos de rádio?

23) O que se entende por transmissor de rádio? Cite suas funções básicas.

24) Quantos e quais são os circuitos essenciais de um transmissor de rádio básico?

25) Qual a finalidade de um receptor?

26) Quais são as características de um receptor? Defina-as.

27) Desenhe o diagrama em blocos de um receptor de rádio básico.

28) Basicamente, no que são utilizados os sistemas de comunicação via rádio? Explique cada uma delas.

29) A que se destina a radiodifusão?

30) Qual a finalidade da radiocomunicação?

31) Que é distorção?

32) Quais os tipos de distorção existentes?

33) O que é ruído?

34) O que é interferência?

35) Cite algumas fontes de interferência.

MAKRON
Books

1

Propagação de Ondas Eletromagnéticas

A comunicação através do rádio está relacionada com a existência de uma onda eletromagnética (OEM) interligando uma estação transmissora a uma ou mais estações receptoras (Figura 1). A estação transmissora é normalmente composta por um transmissor (Tx) que gera a energia de radiofreqüência (RF), uma linha de transmissão (LT) que serve para conduzir a energia de RF produzida pelo transmissor e uma antena que transforma essa energia numa onda eletromagnética. A estação receptora é composta por uma antena, uma linha de transmissão e um receptor. A finalidade da antena receptora é extrair uma parte da energia da OEM e transformá-la em energia de RF que é conduzida, através da linha de transmissão, até o receptor, onde é devidamente processada.

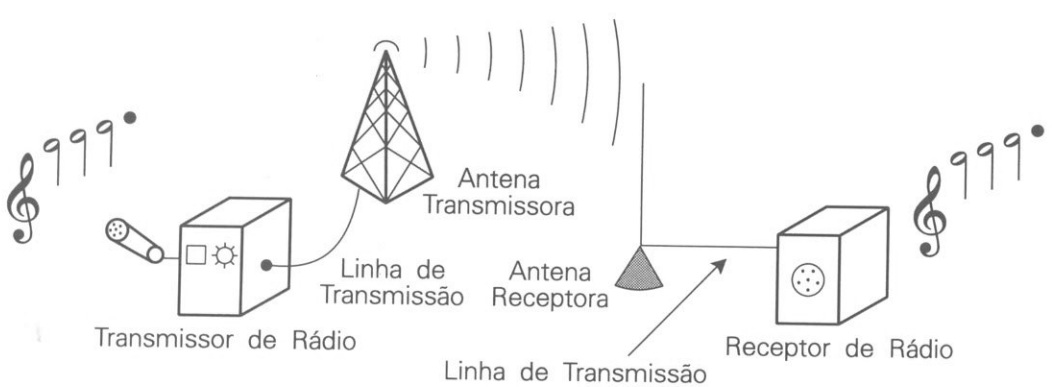


Figura 1 Diagrama básico de um sistema de comunicação via rádio.

Uma OEM é composta por um campo elétrico $\vec{E}$ e um campo magnético $\vec{H}$ perpendiculares entre si e ao sentido de propagação $\vec{P}$ (Figura 2).

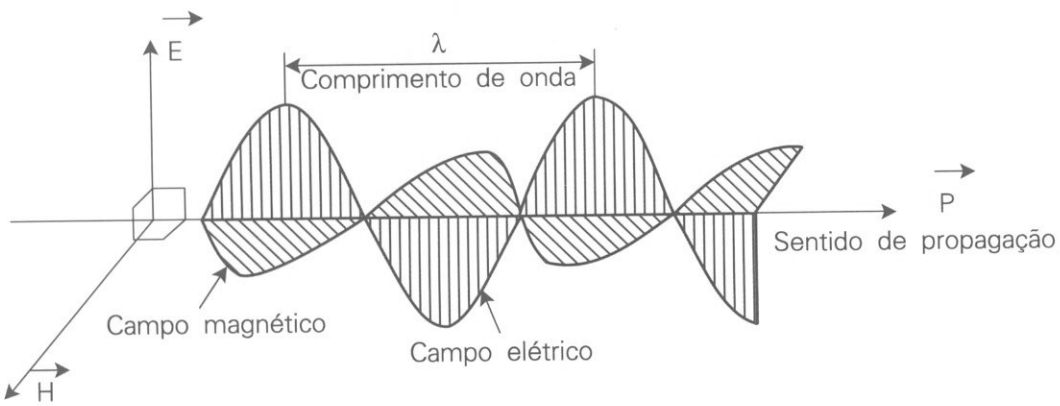


Figura 2 Componentes de uma onda eletromagnética polarizada verticalmente.

A OEM propaga-se no vácuo à velocidade da luz. Duas cristas consecutivas do campo elétrico estarão separadas por uma distância igual ao seu comprimento de onda, dado por:

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

Equação 1

λ (lambda) = comprimento de onda, em m

c = velocidade da luz, igual a 3.10^8 m/s

f = freqüência da OEM, em Hz

A direção do campo elétrico de uma OEM é paralela ao eixo longitudinal do elemento irradiante da antena e determina sua polarização (Figura 3).

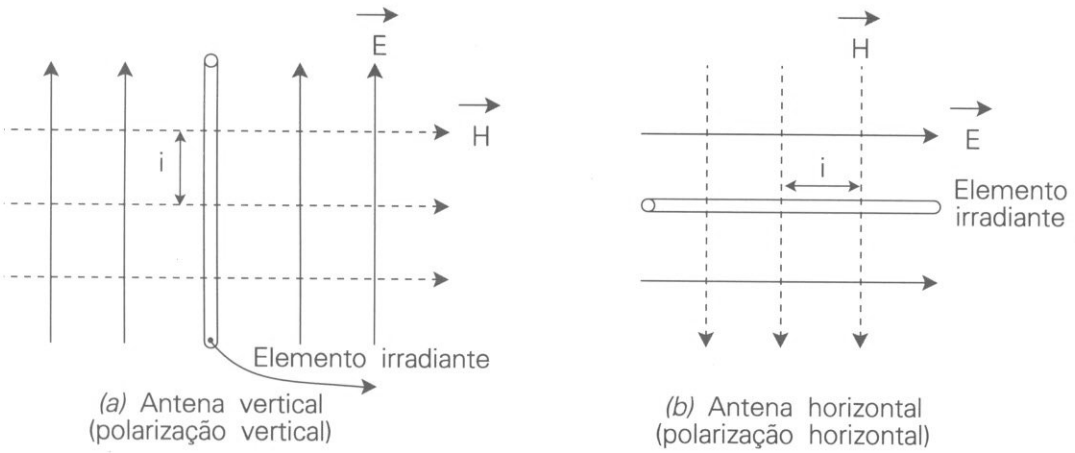


Figura 3 Polarização de uma onda eletromagnética.

No espaço, as OEM espalham-se uniformemente em todas as direções a partir do ponto de origem, fazendo com que a densidade de potência seja inversamente proporcional ao quadrado da distância (Figura 4).

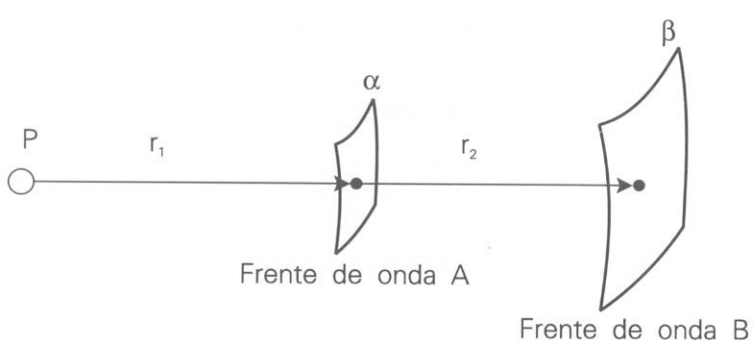


Figura 4 Frentes de ondas esféricas irradiadas por uma fonte isotrópica.

O enfraquecimento da OEM, nessas condições, é um fenômeno puramente geométrico e sua intensidade é dada por:

$$P = \frac{P_t}{4 \pi r^2}$$ Equação 2

onde: P : é a densidade de potência à distância *r* de uma fonte isotrópica, em W/m^2;
r : distância entre a origem e a frente de onda, em m;
P_t : potência transmitida, em W.

Exemplo: Calcular a densidade de potência a 10 km de uma fonte isotrópica de 10 W.

Solução:

$$P = \frac{10}{4 \cdot \pi \cdot (10^4)^2} = 7{,}96 \text{ nW/m}^2$$

Observação: *uma fonte isotrópica é aquela que irradia uniformemente em todas as direções.*

Outra quantidade bastante relacionada com as OEM é intensidade de campo, dada por:

$$\vec{E} = \frac{\sqrt{30P_t}}{r} \qquad \text{Equação 3}$$

onde: $\vec{E}$: intensidade do campo elétrico, em V/m;
P_t : potência irradiada por uma fonte isotrópica, em W
r : distância entre a origem e a frente de onda.

Exemplo: Determinar a intensidade de campo a 10 km de uma fonte isotrópica de 10 W.

Solução:

$$\vec{E} = \frac{\sqrt{30 \cdot 10}}{10^4} = 1{,}73 \text{ mV/m}$$

Da mesma maneira que no circuito elétrico, a impedância é dada por E^2/P, pode-se obter a impedância característica de um meio de propagação (no exemplo, o vácuo) através de:

$$Z = \frac{E^2}{P} = 30 \frac{P_t}{r^2} \div \frac{P_t}{4 \pi r^2} = \frac{120 \cdot P_t \cdot \pi \cdot r^2}{P_t \cdot r^2} = 120 \pi \quad Z = 377 \ \Omega$$

Observação: *a impedância característica do meio de propagação pode também ser achada por:*

$$Z = \sqrt{\mu/\varepsilon} \qquad \text{Equação 4}$$

onde: μ = permeabilidade do meio = $1{,}26 \cdot 10^{-6}$ H/m no vácuo

ε = permissividade elétrica do meio = $8{,}85 \cdot 10^{-12}$ F/m, no vácuo.

Exemplo: Determinar a impedância característica do polietileno, sabendo-se que sua constante dielétrica é igual a 2,3.

$$Z = \sqrt{\frac{1{,}26 \cdot 10^{-6}}{2{,}3 \cdot 8{,}85 \cdot 10^{-12}}} = 249\Omega$$

Quando uma OEM se propaga na superfície terrestre, ou seja, em condições diversas àquelas do espaço livre, percebe-se a ocorrência de reflexão, refração e difração (Figura 5), de forma semelhante ao que ocorre nas ondas de luz, descontadas as diferenças de comprimento de onda.

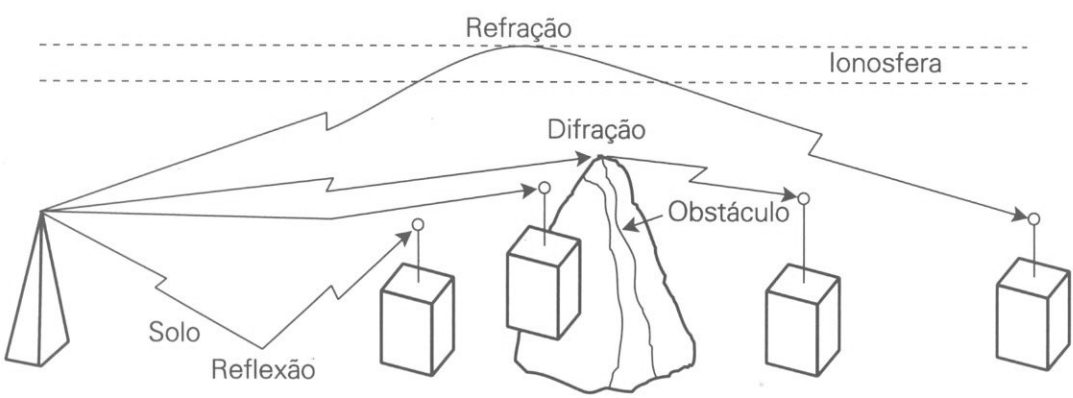


Figura 5 O fenômeno da reflexão, refração e difração de uma OEM.

Como no caso das ondas luminosas, a reflexão depende da existência de uma superfície condutora. Também é importante que o vetor do campo elétrico da OEM seja perpendicular a essa superfície. A relação entre a intensidade da onda refletida e da onda incidente é chamada de "coeficiente de reflexão" e varia de zero, para isolantes, até 1, para condutores perfeitos.

Em se tratando de ondas de rádio, a reflexão mais comum ocorre no solo, nos edifícios e montanhas.

A refração ocorre quando da passagem da OEM pela região limítrofe entre dois meios, com constantes dielétricas diversas e num ângulo diferente da normal (Figura 6). É um fenômeno amplamente aproveitado na comunicação em ondas curtas, onde ocorre

a chamada reflexão ionosférica, causada pela variação da densidade da camada ionosférica (mínima na região limite e máxima na região central).

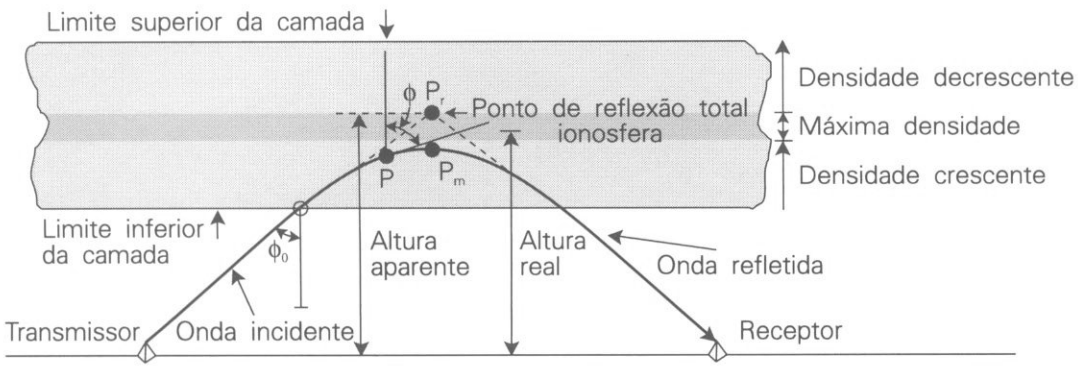


Figura 6 Refração de uma OEM na ionosfera, causando o aparecimento de um raio refletido.

A difração é um fenômeno que pode ser explicado pelo uso do "princípio de Huygens": cada frente de onda equivale a uma coleção de radiadores infinitesimais, radiando para frente ondas esféricas (Figura 7).

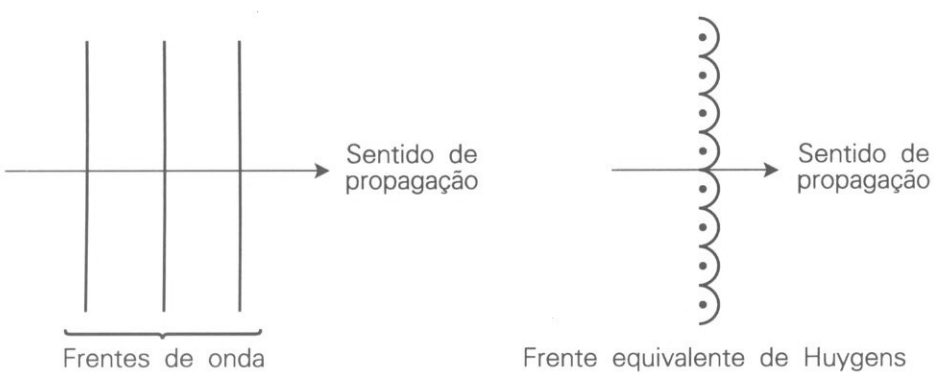


Figura 7 Princípio de Huygens.

De acordo com esse princípio, quando as frentes de onda atingem um obstáculo de dimensões comparáveis (ou menores) que seu comprimento de onda, elas o contornam. Por isso, a uma certa distância atrás do obstáculo é possível a captação dos sinais de rádio (Figura 8).

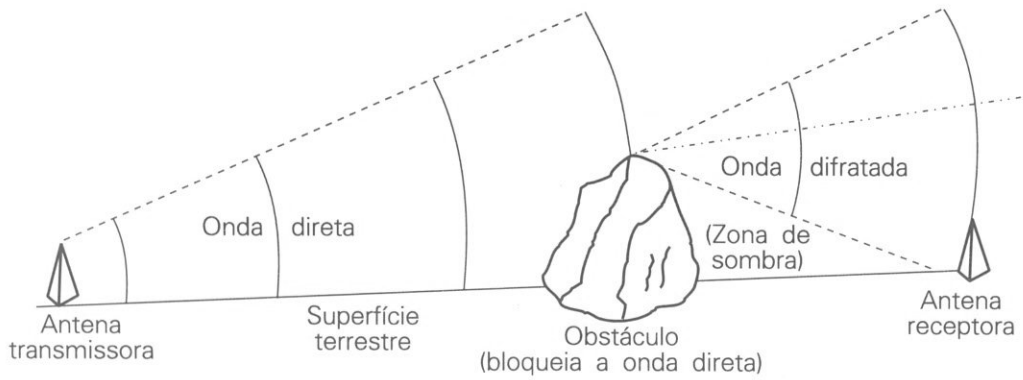


Figura 8 Difração da onda de rádio por um obstáculo.

A difração, por sua natureza, é útil na propagação de ondas médias e longas.

A Propagação das Ondas de Rádio

A propagação das ondas eletromagnéticas nas proximidades do solo dependem da freqüência e das características do percurso. As Tabelas 1 e 2 mostram o resumo das principais características das OEM para diversas faixas de freqüência.

Tabela 1 Classificação das ondas de rádio.

SIGLA	*FREQÜÊNCIAS*	*ONDAS*	*FAIXAS DE FREQÜÊNCIAS*
VLF	muito baixas	muito longas	3 kHz a 30 kHz
LF	baixas	longas	30 kHz a 300 kHz
MF	médias	médias	300 kHz a 3 MHz
HF	elevadas	curtas	3 MHz a 30 MHz
VHF	muito elevadas	–	30 MHz a 300 MHz
UHF	ultra-elevadas	–	300 MHz a 3 GHz
SHF	superelevadas	microondas	3 GHz a 30 GHz
EHF	extremamente elevadas	microondas	30 GHz a 300 GHz

Tabela 2 Características principais das ondas de rádio.

FREQÜÊNCIA	*MODO DE PROPAGAÇÃO*	*ALCANCE*	*VARIAÇÃO*
menor do que 3 MHz (VLF, LF MF)	Ondas Terrestres (é usada exclusivamente à polarização vertical)	Inversamente proporcional à freqüência do sinal. Necessita potência elevada	Pequena
entre 3 MHz e 30 MHz (HF)	Ondas Ionosféricas e Ondas Diretas (nas freqüências mais elevadas)	Proporcional à freqüência	Depende da hora do dia e da estação do ano
acima de 30 MHz (VHF, UHF, SHF e EHF)	Ondas Diretas	Depende da altura das antenas	Muito Pequena

As OEM, principalmente as das faixas de VHF e superiores, propagam-se em linha reta, sendo chamadas, por essa razão, de ondas diretas, espaciais ou troposféricas.

Freqüências inferiores a 3 MHz propagam-se acompanhando a curvatura da terra. Por isso são chamadas de ondas de superfície ou terrestres. Esse tipo de onda é responsável, por exemplo, pela recepção dos sinais das emissoras de ondas médias.

As ondas de rádio da faixa de HF são refletidas pelas camadas ionizadas da atmosfera. Por isso, são chamadas de ondas ionosféricas ou indiretas.

Propagação das Ondas de Superfície

Quando a propagação se faz sobre um terreno de alta condutividade, ou sobre a superfície do mar, a atenuação da onda terrestre é pequena, permitindo uma comunicação eficiente e confiável, principalmente se a potência transmitida for elevada. Para distâncias de até 1000 km, a intensidade de campo de uma onda de superfície é relativamente estável.

Propagação das Ondas Ionosféricas

Existem diversas camadas ionizadas localizadas a diferentes altitudes. O principal efeito dessas camadas é refletir de volta para a terra as ondas de rádio da faixa de HF, permitindo um alcance mundial para esse tipo de onda.

A Camada Ionosférica

A ionosfera é a camada superior da atmosfera e está localizada a altitudes superiores a 70 km, em média. Sua origem está relacionada com a radiação solar, principalmente a radiação ultravioleta e as partículas alfa e beta do sol. Como nas altitudes elevadas a densidade molecular do gás atmosférico é muito baixa, os elétrons arrancados dos átomos encontram dificuldades para a recombinação. Quanto maior a altitude, tanto menor a possibilidade de recombinação. Por isso, as camadas mais elevadas permanecem ionizadas durante toda a noite. O mesmo não acontece com as camadas inferiores da ionosfera, porque ali a densidade é elevada o suficiente para que o tempo de recombinação não ultrapasse alguns minutos. A Tabela 3 mostra as características mais importantes das diversas camadas ionosféricas.

Tabela 3 Características das camadas ionosféricas.

CAMADA	*ALTITUDE/ESPESSURA (km)*	*HORÁRIO*
D	70/10	dia
E	100/25	dia
F_1	180/20	dia
F_2	200 a 400/até 200	dia
F	280	noite

Mecanismo de Reflexão

Quando uma onda eletromagnética atinge uma camada ionizada, os elétrons desta camada, por serem mais leves, são colocados em movimento. Se a densidade da camada for

elevada ou o comprimento da onda for muito longo, o elétron poderá se chocar com uma molécula de gás. No choque, a energia absorvida pelo elétron é liberada de forma aleatória e, portanto, sem contribuir para o mecanismo de reflexão. Contudo, se a densidade da camada e o comprimento de onda forem menores, a possibilidade de choque é pequena e a energia absorvida pelo elétron é devolvida na forma de uma onda eletromagnética, que poderá ser recebida na superfície da terra. Finalmente, se a densidade da camada ionosférica for muito pequena, o número de elétrons livres será insuficiente para refletir a onda eletromagnética, que se perderá no espaço, não retornando à terra.

Freqüência Crítica da Camada

A "freqüência crítica" (fc) para uma dada camada é a maior freqüência que pode ser devolvida para a terra pela camada, para um raio de incidência normal (Figura 9).

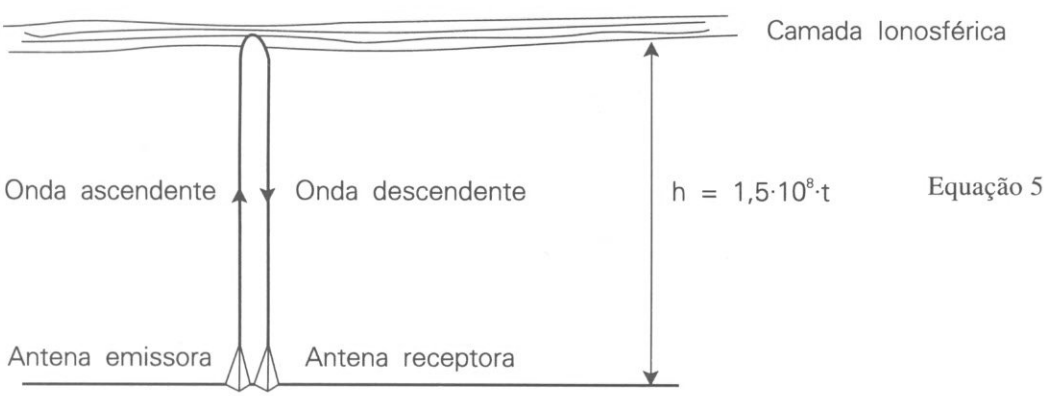


Figura 9 Medição da altura da camada ionizada. "t" é o período de tempo entre a emissão e a recepção da onda de rádio.

Máxima Freqüência Utilizável (MUF)

É a maior freqüência que pode ser refletida pela camada para determinado ângulo de incidência da onda eletromagnética. A MUF geralmente não ultrapassa 35 MHz e é dada pela equação abaixo:

$$MUF = \frac{\text{freqüência crítica}}{\cos \theta} \qquad \text{Equação 6}$$

Desvanecimento ou Fading

É uma flutuação que ocorre na intensidade de uma OEM devido, principalmente, à interferência entre duas ondas que incidem sobre a antena receptora. É um fenômeno comum na recepção de ondas curtas. Pode ser evitado pelo uso de duas ou mais antenas separadas de um comprimento de onda, pelo menos.

Ondas Diretas

As ondas diretas viajam em linha reta e seu alcance é limitado ao horizonte ótico. Na verdade, o horizonte de rádio é 4/3 mais distante que o horizonte ótico (Figura 10).

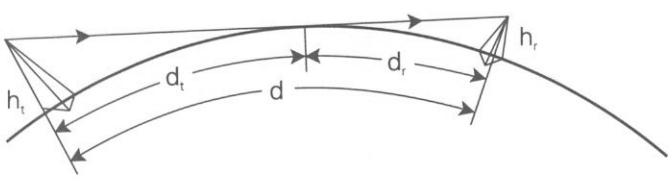


Figura 10 Horizonte de rádio para ondas diretas.

A máxima distância de transmissão de uma antena, ou seja, seu horizonte de rádio é dado pela fórmula:

$$d_t = 4\sqrt{h_t} \qquad \text{Equação 7}$$

onde:

h_t : altura da antena transmissora em metros

d_t : distância da transmissão em km

A mesma fórmula aplica-se também à antena receptora. A distância entre as antenas transmissoras e receptoras é dada por:

$$d = 4\sqrt{h_t} + 4\sqrt{h_r}\ (km) \qquad \text{Equação 8}$$

onde:

h_r : altura da antena receptora em metros

Exemplo: Qual a distância máxima entre a antena transmissora e a receptora para $h_t = 50$ m e $h_r = 20$ m.

Aplicando-se a fórmula, obtém-se:

$$d = 4\sqrt{50} + 4\sqrt{20} = 28{,}3 + 17{,}9$$

$$d = 46{,}2 \text{ km}$$

O Alcance das Emissões

O alcance das transmissões de rádio está relacionado, principalmente, com a freqüência da onda eletromagnética, a potência empregada na transmissão e o tipo de antena empregada.

Um alcance mundial pode ser conseguido pelo emprego de sinais de ondas curtas, ou HF, cujas freqüências estão compreendidas entre 3 e 30 MHz. Quanto maior a freqüência utilizada, dentro desta faixa, maior é o alcance dos sinais. A Tabela 4 mostra o alcance aproximado das emissões em função da freqüência. Os valores ótimos variam com as estações do ano e com os ciclos de manchas solares de 11 anos (ciclo de Wolf). Em todo caso, a freqüência ótima de trabalho (FOT) está em torno de 85% da MUF e a mínima freqüência utilizável (LUF) está em torno de 60% da MUF.

Tabela 4 Alcance das emissões em ondas curtas em função da freqüência, para transmissões em SSB, com potência de 100 W_{PEP}.

DISTÂNCIA (km)	*FREQÜÊNCIA (MHz)*	
	DIA	*NOITE*
100 a 200	3 a 4	3 a 4
200 a 300	4 a 5	3 a 5
300 a 500	5 a 7	3 a 6
500 a 700	7 a 9	3 a 7
700 a 1000	8 a 12	4 a 8
1000 a 2000	10 a 15	5 a 9
2000 a 4000	13 a 18	7 a 12
4000 a 10000	14 a 22	10 a 14
8000 a 20000	17 a 30	13 a 17

A potência utilizada nas transmissões em ondas curtas deve ser suficiente (em torno de 100 W), para que se possa superar o ruído elétrico, que costuma ser elevado, principalmente nas freqüências mais baixas (em torno de 3 MHz), e para compensar a falta de diretividade das antenas utilizadas (nas freqüências inferiores a 10 MHz, pelo menos).

Os sinais das faixas de VHF, UHF e SHF, propagam-se exclusivamente através de ondas direta, e constituem os sistemas de enlace por visibilidade, onde uma antena deve "ver" a outra. A potência de emissão pode ser pequena, de apenas alguns watts, em virtude de reduzida intensidade de ruído presente nas freqüências superiores a 30 MHz, e ao ganho das antenas que, devido a suas dimensões mais reduzidas, facilita a utilização de elementos diretores, o que concentra a energia irradiada pela antena numa direção definida. O alcance confiável não costuma ultrapassar 40 km.

Comunicações Via Satélite

A ionosfera não permite que se obtenha confiabilidade total das comunicações a longa distância na faixa de HF. Embora a faixa de VLF permita enlaces seguros a longa distância, a largura da faixa disponível é insuficiente para as atuais necessidades do homem. Por outro lado, as comunicações em VHF, UHF e SHF estão limitadas a distâncias de poucas dezenas de quilômetros, se não levarmos em conta o uso da técnica da tropodifusão. Distâncias maiores obrigam o uso de estações repetidoras de sinal. Como a distância média entre cada repetidora não ultrapassa 40 km, a comunicação entre dois centros separados 400 km obriga o uso de, pelo menos, 9 repetidoras (Figura 11). Modernamente, prefere-se a utilização de um satélite geoestacionário orbitando a terra a aproximadamente 36.000 km de altitude (Figura 12).

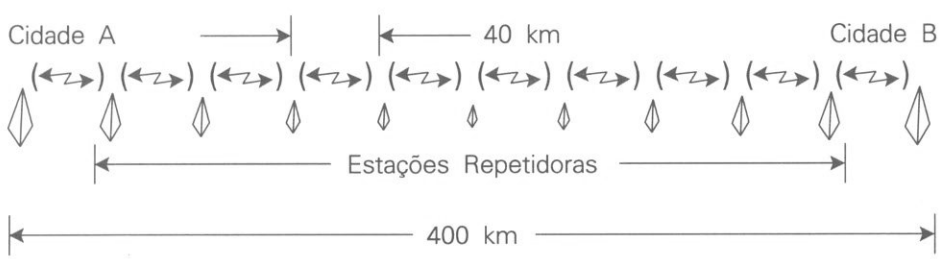


Figura 11 Enlace de radiovisibilidade entre duas cidades afastadas, via repetidora.

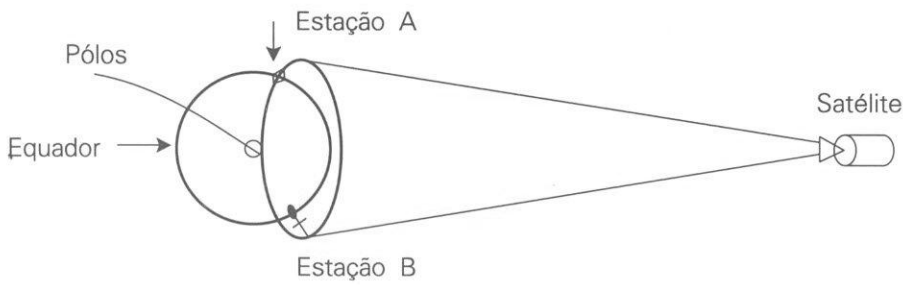


Figura 12 Enlace via satélite.

Nesta altitude o tempo de translação do satélite é de 24 horas, ou seja, coincide com o período de rotação da terra, fazendo com que o satélite permaneça sempre sobre um determinado ponto do equador. Devido à grande altitude do mesmo, é possível afastar as antenas das estações rastreadoras em até aproximadamente 1/3 da circunferência terrestre, ou quase 15.000 km de distância entre elas.

A faixa de freqüência apropriada para esse tipo de comunicação deve ser suficientemente elevada para que as ondas de rádio "perfurem" as camadas ionosféricas. Isso fixa o limite inferior de freqüência em torno de 100 MHz. No outro extremo, contudo, a freqüência não poderá ser tão elevada a ponto de haver absorção atmosférica. Isso fixa o limite superior de freqüências em, talvez, 12 GHz.

As freqüências de operação típicas ficam em volta de 4 e 6 GHz. A largura da faixa típica excede 500 MHz. A potência de saída do satélite é equivalente a mais de 100 W, considerando o ganho de sua antena.

Questionário

1) Desenhe o diagrama de um sistema de comunicação via rádio.

2) Qual a finalidade das antenas transmissoras e receptoras?

3) Qual a composição de uma onda eletromagnética?

4) Desenhe a representação de uma onda eletromagnética.

5) Qual a velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas no vácuo?

6) Como se calcula o comprimento de uma onda eletromagnética?

7) O que determina a polarização de uma onda eletromagnética?

8) Como varia a densidade de potência de uma onda eletromagnética em relação à distância da fonte?

9) O que é uma fonte ou irradiador isotrópico?

10) O que significa a impedância característica do meio?

11) Quais os fenômenos que afetam a propagação de uma onda eletromagnética?

12) O que significa "coeficiente de reflexão" e como ele varia, de acordo com o tipo de material refletor?

13) O que é a refração e quais são as suas causas mais comuns?

14) Qual o fenômeno de propagação que possibilita a recepção de ondas eletromagnéticas atrás de obstáculos?

15) Forneça a classificação das ondas de rádio de acordo com a freqüência.

16) Quais as principais características das ondas de rádio, de acordo com a sua faixa de freqüência?

17) Classifique as ondas de rádio segundo o modo de propagação.

18) Quais as características das ondas de superfície?

19) Qual a faixa de freqüência que mais é beneficiada pela propagação de ondas ionosféricas?

20) Descreva a constituição da ionosfera, sua origem e localização.

21) Por que as camadas superiores da ionosfera mantêm a sua ionização durante a noite?

22) Descreva os mecanismos de reflexão ionosférica para ondas eletromagnéticas de diversos comprimentos.

23) Qual o efeito da densidade da camada ionizada sobre a reflexão de ondas eletromagnéticas de diferentes freqüências?

24) O que é a freqüência crítica de uma camada ionosférica?

25) O que significa a máxima freqüência utilizável de uma camada ionosférica?

26) O que é o desvanecimento de uma onda eletromagnética e quais as suas causas?

27) O que são ondas diretas?

28) Qual a relação existente entre a distância do horizonte de rádio e o horizonte ótico?

29) Quais os fatores que limitam o alcance das transmissões de rádio nas faixas de VHF, UHF e SHF?

30) Qual a distância máxima típica entre duas estações repetidoras de rádio que operam nas faixas de VHF, UHF e SHF?

31) Quais os limites de freqüência adequados para as comunicações via satélite?

32) Qual a altitude de operação de um satélite de comunicações síncrono e qual a distância máxima entre duas estações terrestres de comunicações via satélite?

33) Quais as características dos sinais gerados por um satélite de comunicações?

34) Quais os fatores que determinam o alcance das emissões de rádio?

35) Qual a potência utilizada para a comunicação em ondas curtas?

36) Qual a faixa de freqüência apropriada para a comunicação à distância de 600 km, durante o dia?

Problemas Propostos

1) Calcular o comprimento de uma onda eletromagnética de freqüência igual a 4,105 MHz?

2) Calcular a densidade de potência de uma onda direta gerada por uma antena isotrópica alimentada por uma potência de transmissão de 1 W, numa distância de 3 km da fonte irradiadora.

3) Calcular a intensidade de campo, para os dados da questão anterior.

4) Sabendo-se que a freqüência crítica de uma camada ionosférica é de 8 MHz, calcular a MUF para um ângulo de incidência de 70°.

5) Com relação ao problema anterior, determinar a freqüência ótima de trabalho (FOT) e a mínima freqüência utilizável (LUF).

2

Modulação em Amplitude

Um sistema de comunicação existe para transmitir uma mensagem. Essa mensagem é proveniente de alguma fonte de informação. Para poder ser transmitida, essa mensagem deve estar na forma de sinais elétricos. Os sinais tipicamente utilizados como fontes de informação são os provenientes de interruptores (no caso da transmissão telegráfica), microfones e câmaras de televisão.

Para transmissão eficiente de informações através de ondas eletromagnéticas, é necessário algum tipo de codificação ou modulação. A codificação é utilizada na transmissão de informações que podem assumir apenas estados discretos, como, por exemplo, a transmissão telegráfica. A modulação é empregada principalmente quando a fonte de informação produz um sinal continuamente variável, como a transmissão radiofônica.

O motivo que obriga o uso da modulação é a impossibilidade de transformar-se a corrente elétrica, produzida pelo sinal, numa onda eletromagnética com características apropriadas para comunicação a longa distância.

Para que um sinal seja irradiado, é necessário que o comprimento da antena emissora seja da mesma ordem de grandeza do comprimento de onda da onda eletromagnética. Como o comprimento de onda é dado por $\lambda = c/f$, um sinal de freqüência igual a 300Hz (a freqüência mais baixa necessária à transmissão da voz humana) exigiria uma antena de aproximadamente 500 km de extensão, instalada a igual altura. Como essas dimensões são, naturalmente, exageradas para as finalidades práticas, torna-se obrigatória a elevação da freqüência do sinal emitido. Isso é conseguido através da técnica da *modulação*.

Modulação: é o processo de se variar alguma das características de uma onda senoidal de alta freqüência, de acordo com o valor instantâneo do sinal a ser transmitido.

O sinal de alta freqüência é chamado de *portadora*, enquanto o sinal a ser transmitido é chamado de *sinal modulador* ou *modulante*.

Para que a modulação se processe de forma correta, é importante que a freqüência da portadora seja muito maior que a freqüência do sinal modulante.

Modulação em Amplitude

Modulação em amplitude consiste em variar-se a tensão de saída de uma fonte de radiofreqüência de acordo com a tensão instantânea do sinal modulador

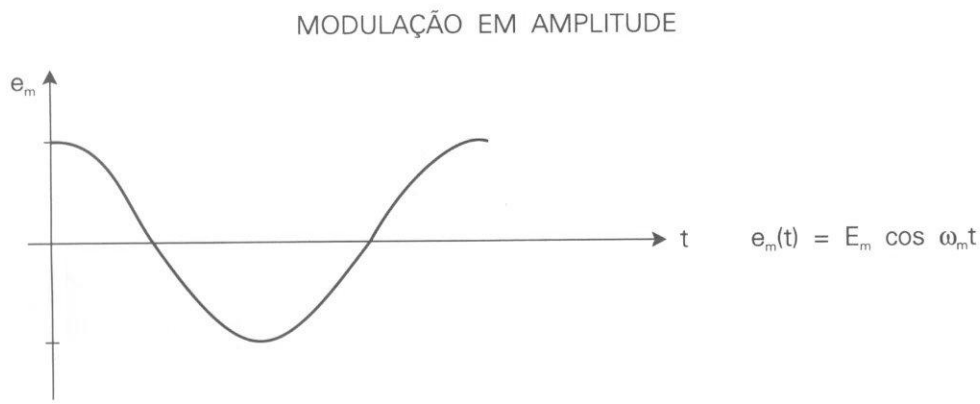


Figura 1a Sinal modulador.

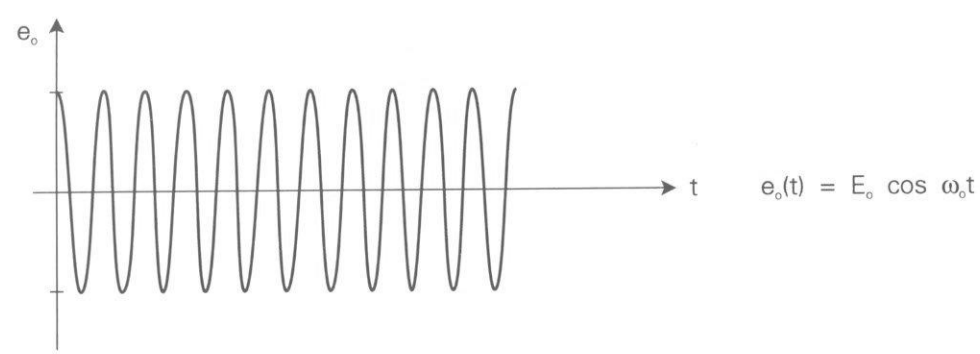


Figura 1b Portadora.

Na Figura 1, pode-se ver a representação do sinal modulador e da portadora. Ambos são cossenoidais. O sinal modulador é expresso por:

$$e_m(t) = E_m \cdot \cos \omega_m t \qquad \text{Equação 1}$$

onde: $e_m(t)$: tensão instantânea do sinal modulador, em volts

E_m : tensão de pico do sinal modulador, em volts

ω_m : velocidade angular do sinal modulador, em rad/s*

t : tempo, em segundos.

O sinal da portadora é expresso por:

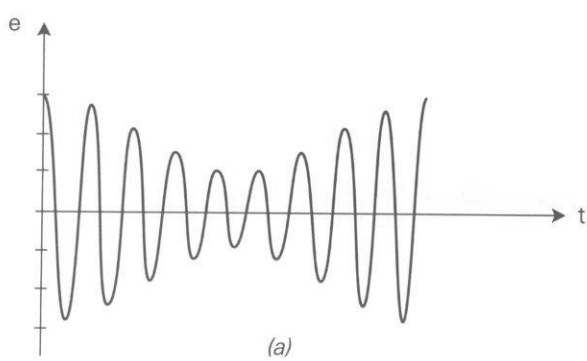
$$e_o(t) = E_o \cdot \cos \omega_o t \qquad \text{Equação 2}$$

onde: $e_o(t)$: tensão instantânea da portadora, em volts

E_o : tensão de pico da portadora, em volts

ω_o : velocidade angular da portadora, em rad/s**

O sinal modulado é o produto da portadora pelo sinal modulador. A forma de onda resultante pode ser vista na Figura 2.



(a)

$$e_o(t) = [E_o + K \cdot e_m(t)] \cdot \cos \omega_o t$$

(b)

Figura 2 *a*) Forma de onda de um modulado em amplitude.

b) Expressão do sinal modulado em amplitude.

* $\omega_m = 2\pi f_m$; onde f_m é a freqüência do sinal modulador em Hz.

** $\omega_o = 2\pi f_0$; onde f_o é a freqüência da portadora em Hz.

O sinal modulado terá, portanto, a seguinte expressão:

$$e(t) = [E_o + K \cdot e_m(t)] \cdot \cos \omega_o t \qquad \text{Equação 3}$$

Módulo Ângulo

onde: $e(t)$: tensão instantânea do sinal modulado de radiofreqüência, em volts

K : constante de proporcionalidade = $m\ E_o/E_m$

Na expressão do sinal modulado pode-se distinguir o módulo, cujo valor depende da soma da tensão de pico da portadora com o valor instantâneo da tensão do sinal modulador, e o ângulo, que varia de acordo com o produto $\omega_o t$. Substituindo-se $e_m(t)$ em 3, fica:

$$e(t) = [E_o + K \cdot E_m \cos \omega_m t] \cdot \cos \omega_o t$$

Colocando-se em evidência E_o, no módulo da expressão anterior, tem-se:

$$e(t) = E_o \cdot \left[1 + K \frac{E_m}{E_o} \cdot \cos \omega_m t \right] \cdot \cos \omega_o t$$

A relação $K \cdot E_m/E_o$ é chamada de "índice de modulação em amplitude". Ou seja:

$$m = \frac{K \cdot E_m}{E_o} \qquad \text{Equação 4}$$

Substituindo-se a expressão 4 na equação anterior tem-se:

$$e(t) = E_o (1 + m \cdot \cos \omega_m t) \cdot \cos \omega_o t$$

Efetuando-se novamente o produto na expressão do módulo, obtém-se:

$$e(t) = E_o \cdot \cos \omega_o t + m \cdot E_o \cos \omega_m t \cdot \cos \omega_o t \qquad \text{Equação 5}$$

Percebe-se, nessa última expressão, a existência de um produto (na segunda parcela da soma) de dois cossenos. Esse produto pode ser transformado numa soma, aplicando-se:

$$\cos A \cdot \cos B = \frac{1}{2} \cos (A + B) + \frac{1}{2} \cos (A - B)$$

Fazendo-se $\omega_o t$ igual a "A", $\omega_m t$ igual a "B" e substituindo em 5, com a finalidade de aplicar-se a transformação trigonométrica em sua segunda parcela, obtém-se, finalmente:

$$e(t) = E_o \cdot \cos \omega_o t + \frac{mE_o}{2} \cdot \cos (\omega_o + \omega_m) t + \frac{mE_o}{2} \cdot \cos (\omega_o - \omega_m) t \qquad \text{Equação 6}$$

Nota-se que mE_o aparece multiplicado por 1/2 e que *t* foi colocado em evidência. Percebe-se também o aparecimento de três valores diferentes de freqüência. O sinal da portadora, ω_o, permanece inalterado enquanto a freqüência correspondente ao sinal modulador desapareceu. Em seu lugar apareceram dois novos sinais: $(\omega_o + \omega_m)$ e $(\omega_o - \omega_m)$. O primeiro é chamado de faixa lateral superior e o segundo de faixa lateral inferior. Na Figura 3 pode-se observar o espectro do sinal modulado.

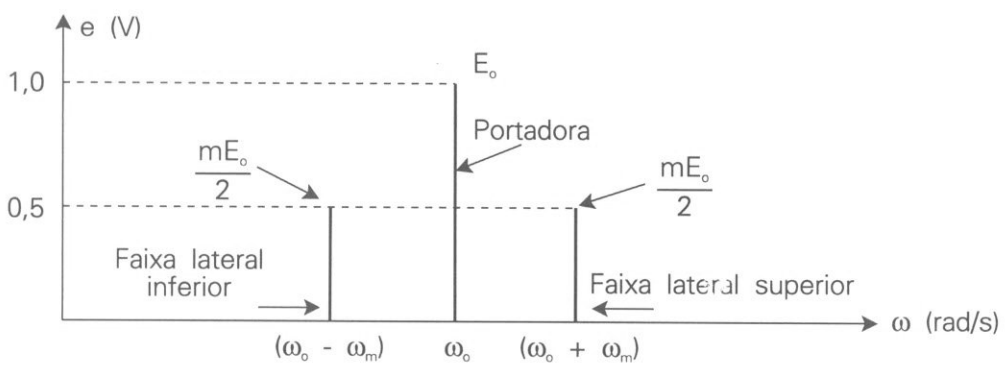


Figura 3 Espectro de amplitude de um sinal modulado.

No eixo horizontal está representada a freqüência e no eixo vertical a amplitude correspondente a componente espectral. Ambos os valores podem ser obtidos a partir da Equação 6, desde que se saiba os valores de m, E_o, ω_o e ω_m. O tempo *t* não tem influência sobre o espectro do sinal, uma vez que neste se representa apenas o valor máximo, ou o módulo, de cada componente mostrado. Um exemplo esclarecerá melhor o que foi dito.

Exemplo 1: representar espectralmente um sinal modulado em amplitude com as seguintes características, para K = 1:

Freqüência da portadora (f_o):	100 kHz
Freqüência do sinal modulador (f_m):	1 kHz
Tensão de pico da portadora (e_o):	10 V
Tensão de pico do sinal modulador (E_m):	4 V

Primeiramente, calcula-se o índice de modulação em amplitude através da Equação 4:

$$m = \frac{E_m}{E_o} = 0{,}4$$

Calcula-se agora a amplitude das faixas laterais. Através da Equação 6, obtém-se:

$$e(FL) = \frac{m \cdot E_0}{2} = \frac{0{,}4 \cdot 10}{2} = 2\ V$$

Observe que a amplitude da faixa lateral superior é igual à amplitude da faixa lateral inferior. Isso é sempre verdadeiro para sinais modulados em amplitude (a menos que ele seja submetido a uma filtragem seletiva sobre uma das faixas laterais).

Resta, agora, calcular as freqüências correspondentes às faixas laterais superior e inferior:

$f(FLS) = f_o + f_m = (100 + 1)\ kHz = 101\ kHz$

$f(FLI) = f_o - f_m = (100 - 1)\ kHz = 99\ kHz$

De posse desses resultados desenha-se o espectro correspondente, Figura 4.

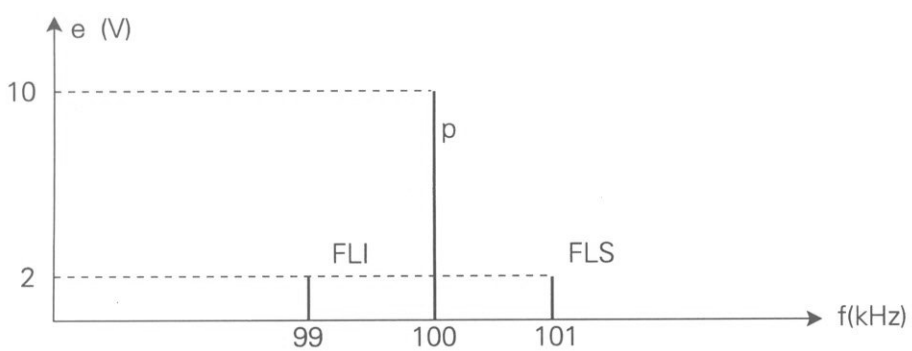


Figura 4 Espectro do sinal do Exemplo 1, m = 0,4.

Níveis de Potência de um Sinal Modulado em Amplitude

Sabe-se que a potência de um sinal pode ser determinada por:

$$P = \frac{E^2}{R}$$

onde: P : potência do sinal, em watts

E : tensão eficaz do sinal, em volts

R : resistência equivalente, em ohms

Através da Equação 6, pode-se colocar a tensão de pico de cada componente do sinal modulado. Para calcular-se a potência de cada componente é necessário, antes, transformar os valores máximos em valores eficazes. Isso pode ser feito dividindo-se por $\sqrt{2}$ cada parcela da Equação 6. Como não nos interessam os valores instantâneos, podem-se eliminar do produto os fatores em cosseno. A potência total é dada por:

$$P_t = \frac{1}{R} \cdot \left(\frac{E_0}{\sqrt{2}}\right)^2 + \frac{1}{R}\left(\frac{mE_0}{2\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{1}{R}\left(\frac{mE_o}{2\sqrt{2}}\right)^2$$

$$P_t = \frac{1}{R}\left[\frac{E_o^2}{2} + \frac{m^2E_o^2}{8} + \frac{m^2E_o^2}{8}\right] \qquad \text{Equação 7}$$

Portadora FLS FLI

A Figura 5 mostra o espectro de potência resultante.

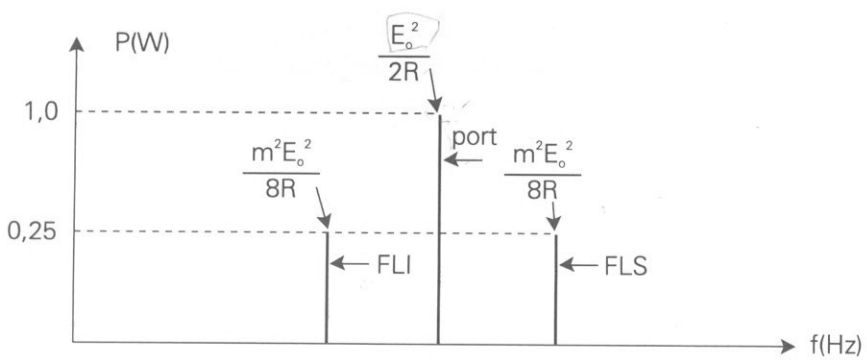


Figura 5 Espectro de potência de um sinal modulado.

Exemplo 2: Calcular a potência de cada componente de um sinal modulado em amplitude, cuja portadora tem um valor máximo de 20 V sobre uma carga de 50 Ω. O índice de modulação é igual a 0,5.

Aplicando-se a Equação 7, tem-se:

$$P_t = \frac{1}{50}\left[\frac{20^2}{2} + \frac{0{,}5^2 \cdot 20^2}{8} + \frac{0{,}5^2 \cdot 20^2}{8}\right]$$

$$P_t = 4\,W + 0{,}25\,W + 0{,}25\,W$$

$$P_o = 4\,W, \qquad P_{FLS} = P_{FLI} = 0{,}25\,W$$

$$P_t = 4{,}5\,W$$

Os resultados obtidos mostram que a potência de saída de um transmissor de AM modulado aumenta com o índice de modulação. Na realidade, o acréscimo de potência proporcionado pelas faixas laterais pode chegar a 50% da potência da portadora, quando *m* for igual a 1.

Exemplo 3: Determinar a potência máxima de um transmissor de AM de 100 W de potência de portadora.

$$P_m = 1{,}5\,P_o$$

$$P_m = 1{,}5 \,.\, 100\,W$$

$$P_m = 150\,W$$

Deve-se notar que o valor acima não significa, absolutamente, a potência máxima instantânea de um sinal de AM. O valor encontrado representa, sim, o valor eficaz máximo.

Existe um outro valor de potência, também importante, relacionado com sinal de AM. Trata-se da "potência de pico da envoltória" ou PEP (do inglês "Peak Envelope Power"). O valor da PEP é obtido a partir da soma das tensões das três componentes do sinal modulado, como mostrado a seguir:

$$PEP = \frac{1}{R} \cdot \left[\frac{E_o}{\sqrt{2}} + \frac{mE_o}{2\sqrt{2}} + \frac{mE_o}{2\sqrt{2}}\right]^2$$

$$PEP = \frac{1}{R} \cdot \left[\frac{E_o}{\sqrt{2}} \cdot \left(1 + \frac{m}{2} + \frac{m}{2}\right)\right]^2$$

$$PEP = \frac{1}{R}\left[\frac{E_o^2(1 + m)^2}{2}\right] \qquad \text{Equação 8}$$

Exemplo 4: Calcular a PEP do transmissor de AM do Exemplo 2.

Aplicando-se a Equação 8, tem-se:

$$PEP = \frac{1}{50}\left[\frac{20^2(1 + 0{,}5)^2}{2}\right]$$

$$PEP = 9\ W$$

Medição do Índice de Modulação

Através da observação da envoltória de um sinal AM é possível determinar seu índice de modulação. Para isso é necessária a utilização de um osciloscópio. A Figura 6 mostra um sinal AM típico.

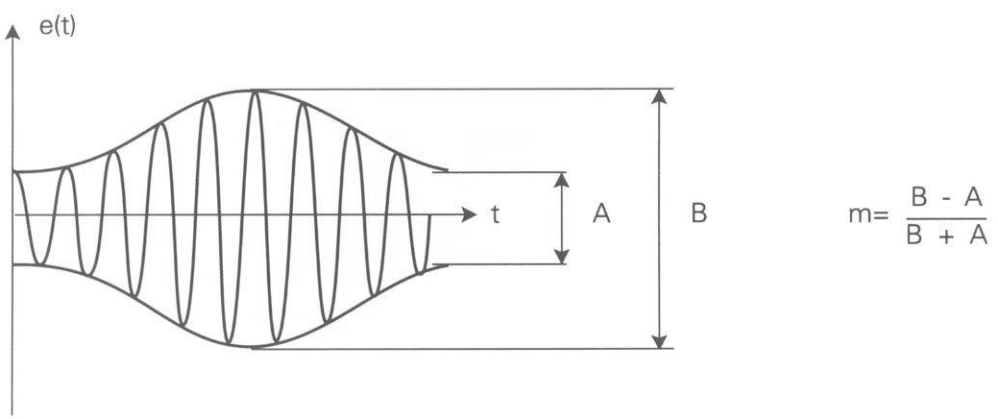


Figura 6 Determinação do índice de modulação pela medição da envoltória.

Uma vez determinados os valores de A e B, é possível calcular o valor de m através da Equação 9.

$$m = \frac{B - A}{B + A} \qquad \text{Equação 9}$$

Outra maneira para determinar-se o índice de modulação de um sinal AM é pelo uso do "método do trapézio", mostrado na Figura 7.

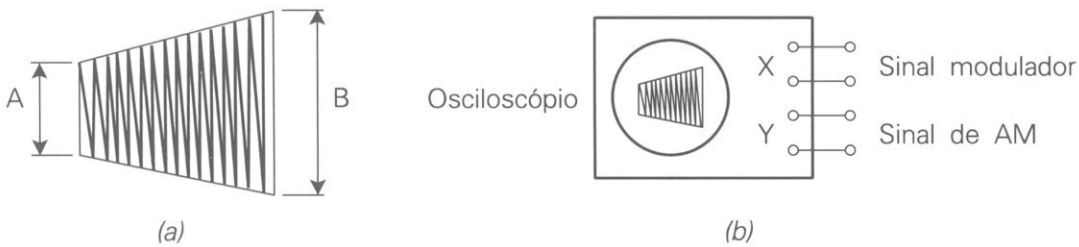


Figura 7 *a*) Forma de onda. b) Disposição dos instrumentos.

Uma vantagem do método do trapézio em relação ao método anterior é a possibilidade de verificar-se a linearidade de modulação. Assim, é possível certificar-se da ausência de distorções no sinal modulado. A Figura 8 mostra alguns exemplos de sinais AM, juntamente com os comentários relativos aos mesmos.

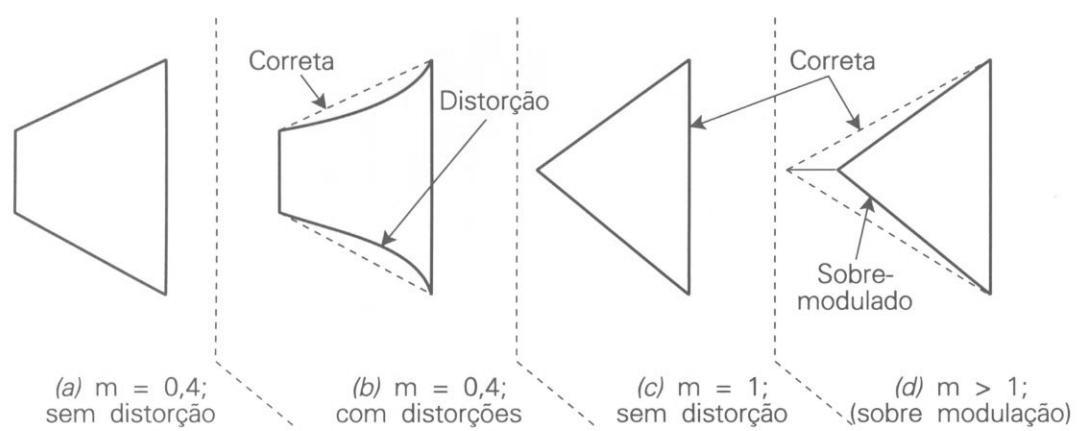


Figura 8 Formas de ondas típicas obtidas pelo método dos trapézios.

Exemplo 5: Num sinal AM foram tomadas as seguintes medidas, A = 2 e B = 0,5, (Figura 9). Determinar "m" e comentar a linearidade de modulação.

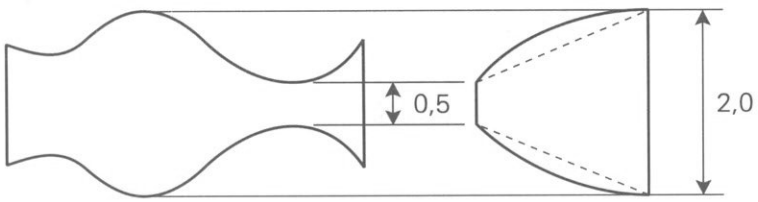


Figura 9 Forma de onda referente ao Exercício 5.

Aplicando-se a Equação 9, tem-se:

$$m = \frac{2 - 0,5}{2 + 0,5}$$

$$m = 0,6$$

Quanto à linearidade, como se pode observar na Figura 9, o sinal de AM apresenta distorção, evidenciada pela curvatura na figura trapezoidal.

Questionário

1) O que é modulação e quando ela utilizada?

2) O que é codificação e quando ela é utilizada?

3) Quais as características que um sinal necessita possuir para que possa ser irradiado na forma de uma onda eletromagnética?

4) Fornecer as denominações corretas para os diversos sinais que participam do processo da modulação.

5) O que é modulação em amplitude?

6) Defina índice de modulação em amplitude.

7) Quantos e quais são as componentes de um sinal modulado em amplitude?

8) O que é um espectro de amplitude de um sinal modulado?

9) Qual a relação de amplitude entre as faixas laterais de um sinal de AM?

10) Defina a potência total de um sinal de AM.

11) Qual a relação máxima entre a potência total e a potência da portadora de um sinal de AM?

12) O que é a potência máxima de um sinal de AM?

13) O que significa a sigla PEP?

14) Desenhe o circuito para a medição do índice da modulação em amplitude.

15) O que é o método do trapézio?

16) Qual a vantagem do método do trapézio sobre o método convencional?

Problemas Propostos

1) Num sinal de AM gerado pelo produto dos seguintes sinais: $E_o = 5$ V, $f_o = 3{,}65$ MHz, $E_m = 3$ V, $f_m = 5$ kHz e $R = 50\ \Omega$, $K = 1$:

a) Determinar a freqüência das faixas laterais;

b) Determinar o índice de modulação;

c) Desenhar o espectro de tensão do sinal AM;

d) Desenhar o espectro de potência do sinal AM;

e) Calcular a potência eficaz;

f) Calcular a PEP.

2) Determinar o índice de modulação do sinal mostrado na Figura 10.a.



Figura 10 *a*) Veja Exercícios 2 e 3 *b*) Veja Exercício 4.

3) Considerando a Figura 10.a, determinar E_o, E_m, P_o, P_{FL}, P_m e PEP.

(eixo vertical igual a 1 V/div), R = 50 Ω e K = 10.

4) Considerando a Figura 10.b, determinar E_o, E_m, f_o, f_m, P_o, P_{FL}, P_m, PEP (carga de 50 Ω e K = 20).

5) Deduzir a Equação 9.

Moduladores em Amplitude

Existem diversas formas de modulação em amplitude, com ou sem portadora, com supressão ou não de uma das faixas laterais. Será abordada aqui a forma mais direta de AM, que é aquela composta pela portadora e ambas as faixas laterais.

Os moduladores de amplitude podem ser classificados em diversas categorias, de acordo com o princípio de funcionamento, o nível de potência em que a modulação é realizada e o tipo de dispositivo modulador (se ativo ou passivo).

Quanto ao princípio de funcionamento, os moduladores de amplitude podem ser síncronos ou quadráticos. Os síncronos são mais utilizados, devido à menor distorção da envoltória e maior profundidade de modulação conseguida. Os quadráticos têm seu maior mérito nos circuitos conversores de freqüência.

Quanto ao nível de potência, os moduladores podem ser classificados em circuitos de baixo nível e de alto nível. O modulador de alto nível é o mais empregado, por dispensar amplificação posterior. Os de baixo nível são justificados apenas no caso de transmissores que permitam outros modos de modulação e onde a AM é apenas mais uma opção.

Os moduladores podem ser classificados em ativos e passivos. Os ativos são capazes de realizar a amplificação dos sinais, além da modulação e, por isso, são os preferidos. Utilizam dispositivos amplificadores, tais como: válvulas eletrônicas, transistores de junção bipolares (BJTs) ou transistores de junção unipolares (FETs). Os moduladores passivos empregam, geralmente, diodos de junção PN para realizar o produto dos sinais de entrada.

Princípio de Funcionamento

O modulador de amplitude pode ser analisado pelo diagrama em blocos da Figura 1. O dispositivo não-linear executa o produto da portadora com o sinal modulante.

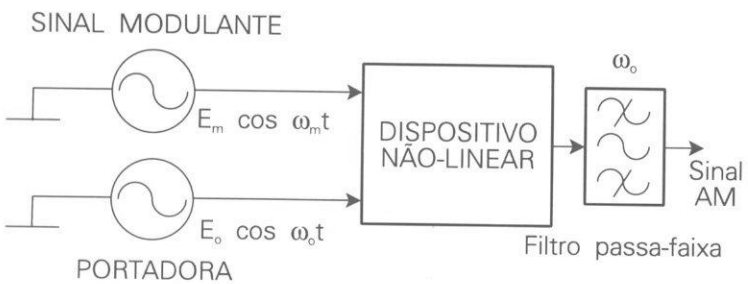


Figura 1 Diagrama em blocos do modulador.

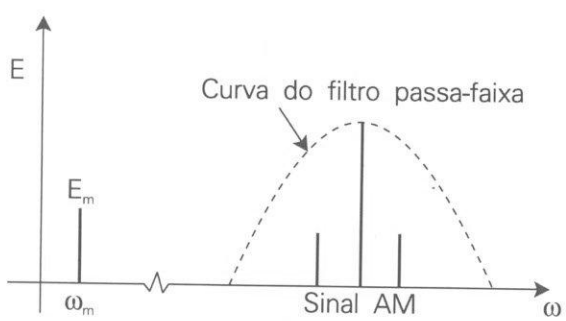


Figura 2 Espectro do sinal AM.

O filtro passa-faixa, sintonizado em ω_o, elimina os sinais indesejados, seja o sinal modulante sejam os produtos de ordem elevada – 4ª, 6ª ordem etc. – (Figura 2).

Modulador de Amplitude Síncrono, Ativo, de Alto Nível

Na Figura 3, vê-se o diagrama simplificado de um modulador típico de alto nível, utilizado em pequenos transmissores de AM, usados em equipamentos para a faixa-do-cidadão e comunicação em VHF para aeronaves.

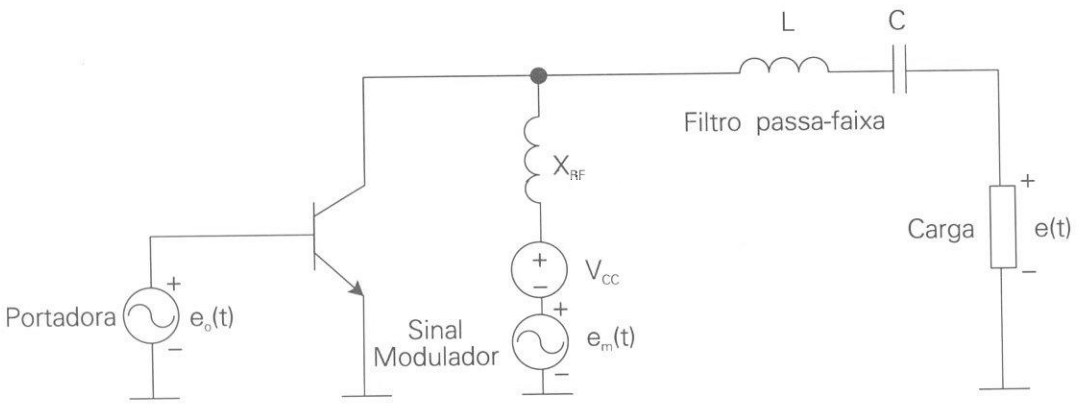


Figura 3 Circuito simplificado de um modulador de amplitude.

O funcionamento desse tipo de modulador é bastante eficiente e permite um elevado índice de modulação. Trata-se de um estágio amplificador de potência de RF, cujo transistor opera em classe C. A modulação é conseguida colocando-se a tensão moduladora em série com a tensão de alimentação de coletor.

O sinal de portadora, aplicado à base do transistor, deve ter potência suficiente para levar o transistor à saturação, mesmo nos picos de modulação.

Quando a tensão modulante é positiva, o amplificador recebe uma tensão total maior que V_{CC} e, conseqüentemente, gera uma potência de saída também maior; quando a tensão modulante é negativa, a tensão de coletor e a saída do amplificador são menores que durante a ausência de modulação. Se a tensão de saída do amplificador e(t) for linearmente proporcional ao valor instantâneo da tensão de coletor, e(t) estará relacionada à tensão modulante $e_m(t)$ por:

$$e(t) = K \left[V_{CC} + e_m(t) \right] \cos \omega_o t \qquad \text{Equação 1}$$

onde: V_{CC} : tensão de alimentação de coletor, em volts

K : constante de proporcionalidade, dependente do circuito

Uma condição essencial para o correto desempenho do circuito é que o pico negativo de $e_m(t)$ não ultrapasse o valor de V_{CC}, para que a tensão de alimentação não se torne negativa, causando sobre modulação e introduzindo distorção.

As tensões do sinal modulante e da portadora são dadas por:

$$e_m(t) = E_m \cos \omega_m t \qquad \text{Equação 2}$$

$$e_o(t) = E_o \cos \omega_o t$$ Equação 3

Substituindo (2) e (3) em (1), tem-se:

$$e(t) = K \left[V_{CC} + E_m \cos \omega_m t \right] \cos \omega_o t$$

$$e(t) = KV_{CC} \left[1 + \frac{E_m}{V_{CC}} \cos \omega_m t \right] \cos \omega_o t$$

$$e(t) = KV_{CC} \left[\cos \omega_o t + \frac{E_m}{V_{CC}} \cos \omega_m t \cos \omega_o t \right]$$ Equação 4

Usando-se a identidade trigonométrica:

$\cos A \cdot \cos B = \frac{1}{2} \cos (A + B) + \frac{1}{2} \cos (A - B)$, fazendo-se $A = \omega_o t$ e $B = \omega_m t$ substituindo-se na Equação 4, tem-se:

$$e(t) = KV_{CC} \left\{ \cos \omega_o t + \frac{E_m}{V_{CC}} \left[\frac{1}{2} \cos (\omega_o t + \omega_m t) + \frac{1}{2} \cos (\omega_o t - \omega_m t) \right] \right\}$$

$$e(t) = KV_{CC} \left[\cos \omega_o t + \frac{E_m}{2V_{CC}} \cos (\omega_o + \omega_m) t + \frac{E_m}{2V_{CC}} \cos (\omega_o - \omega_m) t \right]$$

Chamando $m = \frac{E_m}{V_{CC}}$, fica, finalmente:

$$e(t) = \underbrace{KV_{CC} \cos \omega_o t}_{\text{Portadora}} + \underbrace{\frac{mKV_{CC}}{2} \cos (\omega_o + \omega_m) t}_{\text{Faixa lateral superior}} + \underbrace{\frac{mKV_{CC}}{2} \cos (\omega_o - \omega_m) t}_{\text{Faixa lateral inferior}}$$ Equação 5

Analisando-se a Equação 5, chega-se a diversas conclusões:

1) Não há distorção, uma vez que só aparece um único par de faixas laterais.

2) O valor de K poderá ser facilmente determinado para um determinado circuito, bastando para isso que se faça *m* igual a zero.

De fato, para m = 0, a Equação 5 fica reduzida a:

$$e(t) = KV_{CC} \cos \omega_o t$$

e para $\omega_o t = 0$, tem-se:

$$K = \frac{e(t)}{V_{CC}}$$

Exemplo 1: Num modulador transistorizado de 4 W, sobre 50 Ω, e alimentado por 12 V_{CC}, determinar K.

Primeiramente, determina-se e(t):

$$P_o = \frac{E_o^2}{2R_L} \rightarrow E_o^2 = 2R_L P_o$$

$$E_o = \sqrt{2R_L P_o} \rightarrow E_o = \sqrt{2 \cdot 50 \cdot 4}$$

$$E_o = 20 \text{ V}$$

Como interessa justamente o valor máximo de e(t), o que ocorre no pico da portadora, tem-se finalmente:

$$K = \frac{20}{12}$$

$$K = 1{,}67$$

Determinação da Potência do Sinal Modulante

É evidente que o transistor irá gerar uma certa potência de RF a partir da potência fornecida pela fonte de alimentação e pelo sinal modulante.

Ambas estarão relacionadas, como seria de se esperar, à eficiência do amplificador classe C. A potência de coletor, P_C, está relacionada com potência de saída da portadora, P_o, da seguinte forma:

$$P_C = \frac{P_o}{n} \qquad \text{Equação 6}$$

onde: n : eficiência do amplificador modulado

Exemplo 2: No modulador do Exemplo 1, considerando a eficiência igual a 70%, determinar:

a) Potência consumida pelo amplificador.

$$P_C = \frac{4}{0,7}$$

$$P_C = 5,71 \text{ W}$$

b) Corrente de coletor.

$$P_C = V_{CC} \times I_C \rightarrow I_C = \frac{P_C}{V_{CC}} \qquad \text{Equação 7}$$

$$I_C = \frac{5,71}{12}$$

$$I_C = 476 \text{ mA}$$

A Figura 4 mostra as condições de operação do modulador. Inspecionando-se o gráfico chega-se finalmente aos valores de E_m e I_m, pois $E_m = V_{CC}$ e $I_m = I_C$.

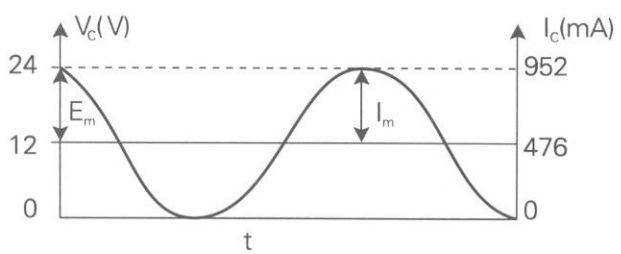


Figura 4 Condições de operação do modulador do Exemplo 1.

Portanto, a potência do sinal modulador será dada por:

$$P_m = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \times \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

$$P_m = \frac{V_{CC}}{\sqrt{2}} \times \frac{I_C}{\sqrt{2}}$$

$$P_m = \frac{V_{CC} \cdot I_C}{2} \qquad \text{Equação 8}$$

ou

$$P_m = \frac{P_C}{2} \qquad \text{Equação 9}$$

Exemplo 3: No Exemplo 2, calcular P_m, para m = 1.

$$P_m = \frac{5{,}71}{2}$$

$$P_m = 2{,}86 \text{ W}$$

As conclusões a se tirar das equações anteriores são as seguintes:

1) A potência do sinal modulante deverá ser, pelo menos, igual à metade da potência de alimentação do estágio modulado classe C.

2) A fonte de sinal modulante deverá permitir a passagem de um elevado valor de corrente contínua, necessária à alimentação do estágio. O modo como isso poderá ser feito depende do projeto do circuito.

A Figura 5 mostra 3 tipos de circuitos utilizados em transmissores comerciais. O circuito da Figura 5.a é o mais empregado porque o transformador T_{AF} atua como casador das impedâncias entre a fonte de sinal modulante e o amplificador modulado.

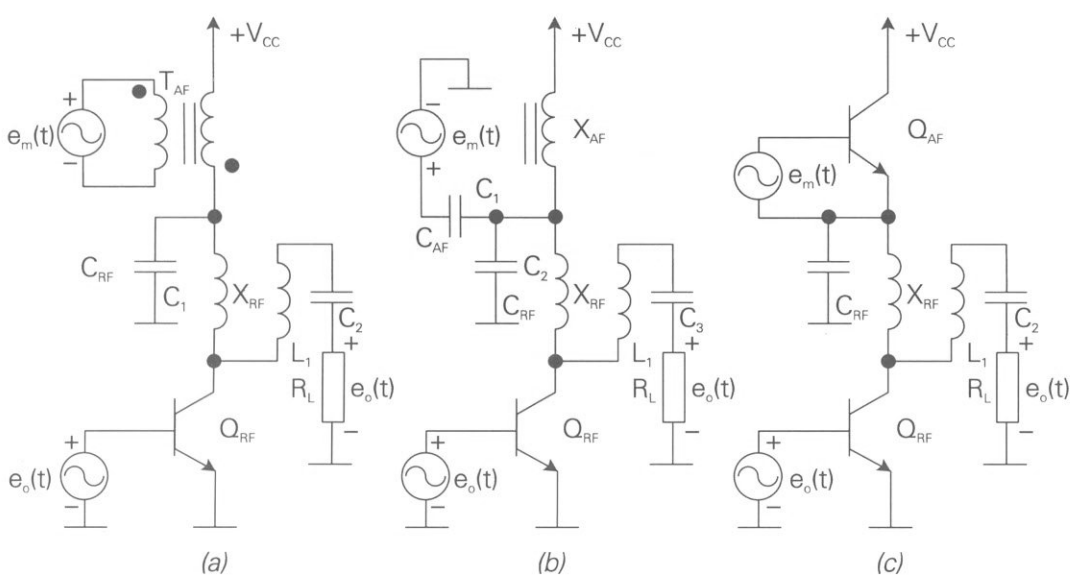


Figura 5 *a)* Modulação a transformador. *b)* Modulação a choque (Heising). *c)* Modulação em série.

Caso a relação de transformação seja diferente da unidade, os valores da E_m e I_m deverão ser adaptados para essa condição. Deve-se levar em consideração, também, o rendimento do transformador de modulação no cálculo da potência do sinal modulante.

O circuito da Figura 5.*b* é interessante porque é equivalente ao utilizado na dedução das equações para esse tipo de modulador. Assim, os valores de E_m e I_m aplicam-se diretamente a esse circuito. Tanto neste circuito quanto no da Figura 5.*a* é necessário tomar precauções contra a saturação do núcleo de T_{AF} de X_{AF}, devido aos elevados valores de corrente contínua presentes. Normalmente, deve-se providenciar um entreferro ("gap") adequado, no núcleo dos mesmos, para evitar problemas dessa natureza.

O circuito da Figura 5.*c* apresenta como única vantagem, o fato de apresentar ampla resposta às baixas freqüências, devido a não utilização de enrolamentos no circuito de modulação. Por outro lado, apresenta um rendimento global que é exatamente a metade dos circuitos anteriores. Isso porque é necessário que haja uma queda de tensão em Q_{AF}, igual à metade de V_{CC}. A Equação 5 também não se aplica diretamente a esse circuito.

Modulador Quadrático com Transistor de Efeito de Campo

Outro importante circuito modulador de amplitude utiliza um FET para executar o produto entre os sinais de entrada. A Figura 6 apresenta o diagrama teórico do circuito.

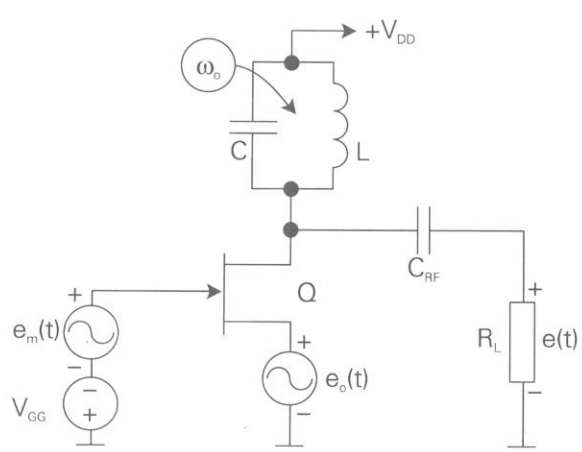
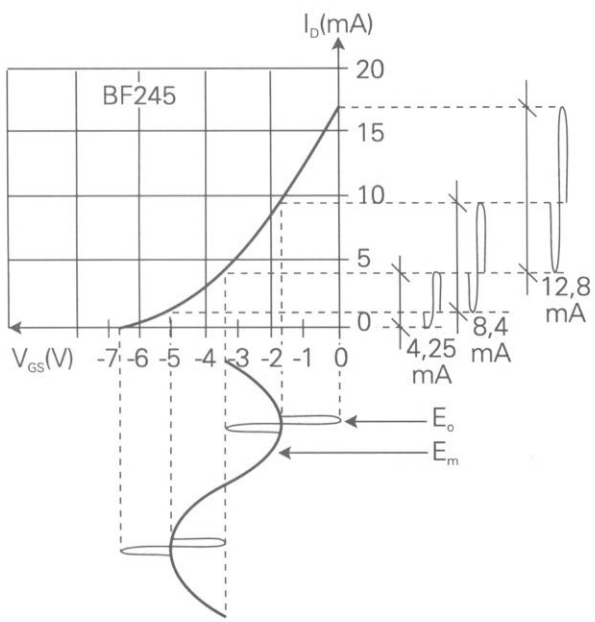
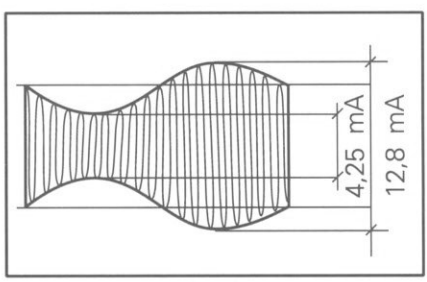


Figura 6 Modulador quadrático básico com transistor de efeito de campo.

Na saída do modulador existe um filtro passa-faixa sintonizado na freqüência do sinal de portadora. A largura de faixa desse filtro deve ser suficiente para acomodar as faixas laterais geradas no processo de modulação. Através de C_{RF} o sinal de AM é acoplado à carga R_L, onde desenvolve-se a tensão de saída e(t). A Figura 7 mostra as formas de onda típicas do circuito da Figura 8.





Forma de onda da corrente na carga.

Figura 7 Formas de ondas do modulador quadrático da Figura 8. *(ver exemplo 3)*

A tensão V_{GG} é igual a – 3,25 V, E_o é igual a 1,63 V e E_m é igual a 1,63 V. Nessas condições, as componentes de alta freqüência da corrente de dreno atingem um máximo de 6,4 mA e um mínimo de 2,12 mA, aproximadamente.

A análise matemática exata desse modulador é relativamente simples, porém, exige bastante trabalho. Sabe-se que a corrente em um FET pode ser expressa pela Equação 10, para $\left| V_{GS} \right| \leq \left| V_p \right|$.

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \qquad \text{Equação 10}$$

onde: I_D : corrente de dreno

I_{DSS} : corrente de dreno para $V_{GS} = 0$

V_{GS} : tensão porta-fonte

V_P : tensão V_{GS} para $I_D = 0$

A tensão V_{GS}, no modulador quadrático, é dada por:

$$V_{GS} = V_{GG} + e_m(t) - e_o(t) \qquad \text{Equação 11}$$

Elevando-se ao quadrado a expressão entre parênteses, na Equação 10, tem-se:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - 2\,\frac{V_{GS}}{V_p} + \frac{V_{GS}^2}{V_p^2}\right) \qquad \text{Equação 12}$$

Percebe-se a presença de V_{GS}^2 na 3ª parcela da soma dentro do parênteses. V_{GS} é uma expressão da forma (a + b – c). Seu quadrado é: $a^2 + b^2 + c^2 + 2ab - 2ac - 2bc$.

Fazendo-se $a = V_{GG}$, $b = e_m(t)$ e $c = e_o(t)$. Substituindo-se no quadrado da expressão entre parênteses, fica:

$$I_D = I_{DSS}\left[1 - \frac{2}{V_p}(a + b - c) + \frac{1}{V_p^2}(a^2 + b^2 + c^2 + 2ab - 2ac - 2bc)\right] \qquad \text{Equação 13}$$

O produto que nos interessa é o que tem por fatores $e_m(t)$ e $e_o(t)$, ou seja, a parcela "– 2bc".

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_p^2}\left[-2 \cdot e_m(t) \cdot e_o(t)\right]$$

$$I_D = -\frac{I_{DSS}}{V_p^2}\left[2 \cdot E_m \cos \omega_m t \cdot E_o \cos \omega_o t\right]$$

Aplicando-se a identidade trigonométrica:

$$\cos A \cdot \cos B = \frac{1}{2}\cos (A + B) + \frac{1}{2}\cos (A - B)$$

onde: $A = \omega_o t$ e $B = \omega_m t$

$$I_D = -\frac{I_{DSS}}{V_p^2}\left[E_m \cdot E_o \cdot \cos (\omega_o + \omega_m)t + E_m \cdot E_o \cdot \cos (\omega_o - \omega_m)t\right]$$

$$I_D(FL) = \underbrace{-\frac{I_{DSS}\, E_m\, E_o}{V_p^2} \cdot \cos(\omega_o + \omega_m)t}_{\text{Faixa lateral superior}} \underbrace{-\frac{I_{DSS}\, E_m\, E_o}{V_p^2} \cdot \cos(\omega_o - \omega_m)t}_{\text{Faixa lateral inferior}} \qquad \text{Equação 14}$$

Resta agora o cálculo do valor da corrente da portadora. Ela corresponde às parcelas em que aparece o fator *c* (exceto, naturalmente, o termo "– 2bc"). A corrente da portadora será dada por:

$$I_D = I_{DSS}\left[-\frac{2}{V_p} \cdot (-c) + \frac{1}{V_p^2} \cdot (-2ac)\right]$$

$$I_D = I_{DSS}\left[\frac{2c}{V_p} - \frac{2ac}{V_p^2}\right]$$

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} \cdot (V_p - a) \cdot 2c$$

$$I_D(PORT) = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} \cdot (V_p - V_{GG}) \cdot 2\, E_o \cos \omega_o t \qquad \text{Equação 15}$$

Exemplo 4. No modulador da Figura 8, para um FET BF245 C ($V_p = -6{,}5$ V e $I_{DSS} = 17$ mA, $V_{DS} = 18$ V), determinar:

a) Os valores de E_m e E_o que maximizem a saída dos sinais de faixas laterais.

Primeiramente deve-se polarizar o FET no centro da curva característica de transferência (veja Figura 7). O centro dessa curva é dado por $V_p/2$, ou seja, $-6{,}5/2 = -3{,}25$ V. O valor de V_{GG} deverá ser, portanto, igual a $-3{,}25$ V. Para evitar-se o uso de uma fonte de polaridade negativa, colocou-se uma fonte estabilizada a zener para a fonte do FET e uma polarização ajustável para a porta. A tensão zener deverá ser próxima à de constrição, V_p, do FET.

Analisando-se a Equação 10, percebe-se que a intensidade das faixas laterais é máxima quando o produto $E_o \cdot E_m$ é máximo. Por outro lado, a soma de E_o com E_m não deve ultrapassar $| V_p/2 |$. Neste caso, pode-se escrever $E_o + E_m = 3{,}25$ V ou, calculando-se E_m em função de E_o, $E_m = 3{,}25 - E_o$. Substituindo-se no produto, fica: $E_o \cdot (3{,}25 - E_o) = y$, $3{,}25\, E_o - E_o^2 = y$. Derivando-se: $3{,}25 - 2\, E_o = y'$.

Fazendo-se $y' = 0$: $E_o = 1{,}63$ V. Portanto, $E_m = 3{,}25 - 1{,}63 = 1{,}62$ V.

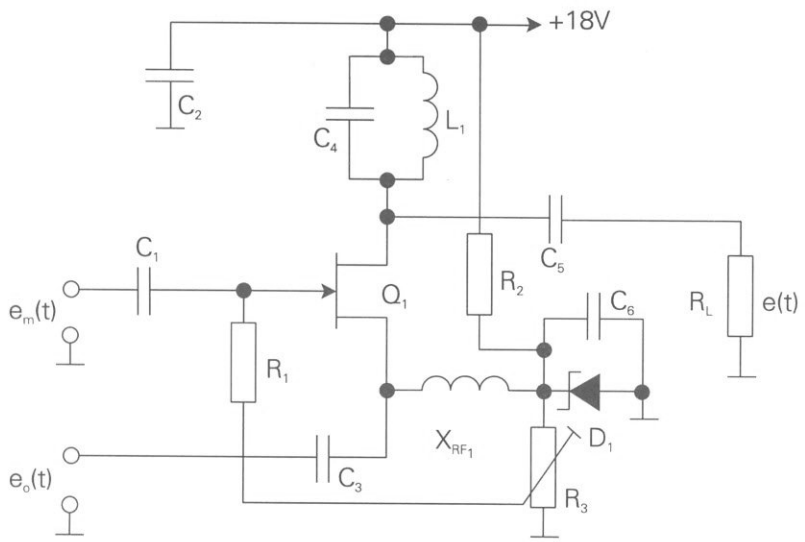


Figura 8 Modulador quadrático, correspondente ao Exemplo 3.

b) Determinar a componente da corrente de dreno correspondente às faixas laterais:

Aplicando-se a Equação 14, fica:

$$I_D\,(FL) = -2\,\frac{0{,}017 \cdot 1{,}63 \cdot 1{,}63}{(-6{,}5)^2}$$

$I_D = -2{,}14$ mA ($-1{,}07$ mA em cada faixa lateral)

c) Determinar a componente da corrente de dreno correspondente à portadora.

Aplicando-se a Equação 15, fica:

$$I_D = (PORT) = \frac{0{,}017}{(-6{,}5)^2} \cdot \left[-6{,}5 - (-3{,}3)\right] \cdot 2 \cdot 1{,}63$$

$I_D\,(PORT) = -4{,}20$ mA

d) Determinar o valor de R_L para uma tensão de saída igual 10 V no pico da envoltória. O pico da envoltória acontece quando as correntes, tanto da portadora quanto das faixas laterais, estão em fase. Assim, a corrente, total será $I_D = |-2{,}14 + (-4{,}12)| = 6{,}34$ mA $\cdot\ R_L = V/I = 10/0{,}00634 = 1{,}58$ kΩ.

e) Desenhar o espectro da tensão de saída e determinar o índice de modulação.

A tensão de cada faixa lateral será obtida, multiplicando-se a corrente de cada faixa lateral, pelo valor de R_L : $E(FL) = | - 1{,}07 \cdot 10^{-3} | \cdot 1{,}58 \cdot 10^3 = 1{,}69$ V.

A tensão da portadora é obtida da mesma maneira. $E(PORT) = | I_D(PORT) | \cdot k_L = | - 4{,}2 \cdot 10^{-13} | \cdot 1{,}58 \cdot 10^3 = 6{,}64$ V

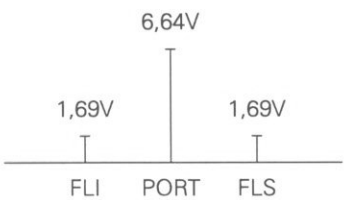


Figura 9 Espectro correspondente ao modulador da Figura 8.

O índice de modulação é dado por:

$$m = \frac{E(FLS) + E(FLI)}{E(PORT)} = \frac{1{,}69 + 1{,}69}{6{,}64} = 0{,}49$$

f) Calcular os valores de E_m e E_o para obter-se o índice de modulação unitário.

Para isso é necessário que $I_D(FL)$ seja igual a $I_D(PORT)$, ou seja:

$$-2\frac{I_{DSS}}{V_p^2} \cdot E_m \cdot E_o = \frac{I_{DSS}}{V_p^2} (V_p - V_{GG}) \cdot 2E_o$$

$$E_m = -(V_p - V_{GG})$$

Como $V_{GG} = V_p/2$, tem-se: $E_m = -(V_p - V_p/2) = -V_p/2$. Por outro lado, $E_m + E_o = | V_p/2 |$. Portanto, $E_o = 0$. Assim, não é possível, no modulador quadrático, a obtenção de índices de modulação superiores a 0,5, a não ser pela redução da amplitude da portadora, E_o, e aumento da amplitude do sinal modulador, E_m.

Modulador Síncrono a Diodo

É um modulador em amplitude apropriado para aplicações onde se deseje boa linearidade, elevado índice de modulação e baixo sinal de saída. Por isso seu uso é indicado em moduladores de vídeo para microcomputadores, vídeo-games e videocassetes. Na Figura 10 vê-se um circuito típico.

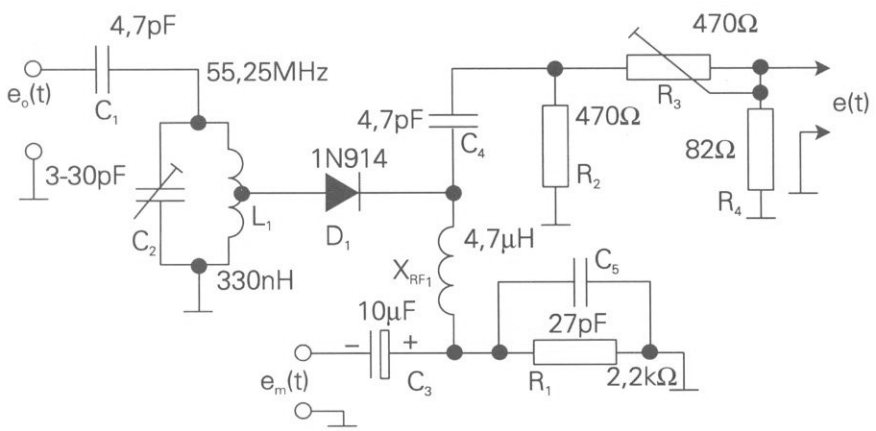


Figura 10 Modulador síncrono (passivo) a diodo. Usado como modulador de vídeo.

O sinal da portadora é acoplado ao circuito ressonante formado por C_2 e L_1, sintonizado na freqüência da portadora de vídeo do canal 2. O sinal é então aplicado ao ânodo do diodo D_1, que funciona como uma chave síncrona.

Ao mesmo tempo, o sinal modulador é acoplado através de C_3 e X_{RF1} ao cátodo de D_1. Como conseqüência, ter-se-á na saída um sinal modulado em amplitude. Na Figura 11 vê-se as formas de ondas correspondentes a esse circuito.

O funcionamento desse circuito baseia-se na ação da chave síncrona formada pelo diodo D_1. A função-chave caracteriza-se pelo fato do diodo D_1 conduzir apenas quando a tensão entre ânodo e cátodo for maior ou igual a V_γ (V_{gama}). Para um diodo de junção de silício, V_γ é igual a 0,6 volts. Ao aplicar-se sobre o diodo uma tensão senoidal, a corrente sobre o mesmo será formada por semiciclos do sinal, conforme a Figura 12. A análise da expressão da corrente de cátodo (a expressão entre colchetes é uma série de Fourier) revela uma quantidade elevada de 2º harmônico (42,4%), 4º harmônico (8,5%) e 6º harmônico (3,6%). Esses harmônicos são ondas cossenoidais defasadas de 180°.

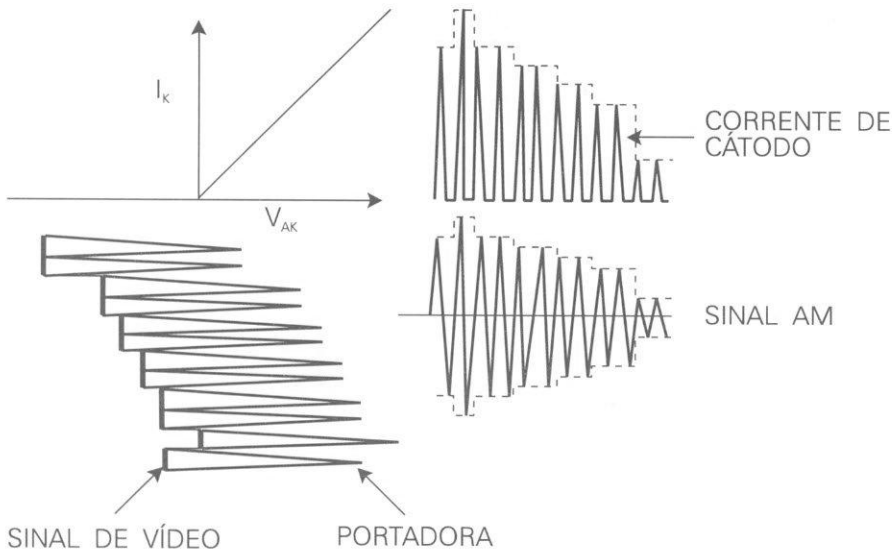


Figura 11 Formas de ondas correspondentes ao circuito da Figura 10.

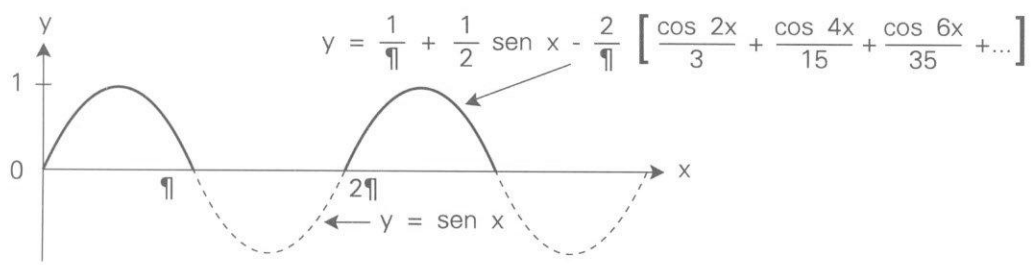


Figura 12 Função senoidal e função "retificada".

A análise desse modulador revela que o sinal de entrada, $E_m + E_o$, só aparece na saída quando o diodo estiver conduzindo. Quando ele estiver cortado, a saída do modulador será igual a zero. Isso pode ser expresso pelo produto do sinal de entrada pela função de transferência do diodo, ou seja:

$$I_K = K \cdot (e_o(t) + e_m(t)) \cdot \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\text{ sen } \omega_o t - \frac{2}{3 \cdot \pi}\cos \omega_o t\right)$$

Sinal de entrada — Função-chave síncrona

onde: K = constante de proporcionalidade que depende do diodo e do circuito, tem a dimensão de condutância.

Note que foram eliminados os termos de ordem superior à 2ª. Fazendo-se as substituições, tem-se:

$$I_K = K(E_o \text{ sen } \omega_o t + E_m \text{ sen } \omega_m t)\left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \text{ sen } \omega_o t - \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega_o t\right)$$

$$I_K = K\left(\frac{1}{\pi} E_o \text{ sen } \omega_o t + \frac{1}{2} E_o \text{ sen}^2 \omega_o t - \frac{2}{3\pi} E_o \text{ sen } \omega_o t \cos 2\omega_0 t + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\pi} E_m \text{ sen } \omega_m t + \frac{1}{2} E_m \text{ sen } \omega_m t \cdot \text{ sen } \omega_o t - \frac{2}{3\pi} E_m \text{ sen } \omega_m t \cos 2\omega_o t\right)$$

Inspecionando-se a expressão anterior, pode-se encontrar as parcelas de I_K correspondentes à portadora e ao produto $e_o(t) \cdot e_m(t)$. Isolando-as, tem-se:

$$I_K = K\left(\frac{1}{\pi} E_o \text{ sen } \omega_o t + \frac{1}{2} E_m \text{ sen } \omega_m t \cdot \text{ sen } \omega_o t\right)$$

Aplicando-se a identidade trigonométrica $\text{sen } A \cdot \text{sen } B = \frac{1}{2} \cos (A - B) - \frac{1}{2} \cos (A + B)$ e fazendo-se $A = \omega_o t$ e $B = \omega_m t$, tem-se:

$$I_K = K\left[\frac{1}{\pi} E_o \text{ sen } \omega_o t + \frac{1}{4} E_m \cos (\omega_o - \omega_m)t - \frac{1}{4} E_m \cos (\omega_o + \omega_m)t\right] \qquad \text{Equação 16}$$

Portadora	+	Faixa lateral inferior	−	Faixa lateral superior

Analisando-se a Equação 16, chega-se à conclusão de que a componente de I_K correspondente a portadora é igual a 31,8% da corrente total, e que o índice de modulação poderá chegar facilmente a unidade.

Exemplo 5: No circuito da Figura 13, é aplicada uma tensão $E_o = 5$ V e $f_o = 1$ MHz.

Para $R_L = 5\ k\Omega$, determinar:

a) K . Fazendo-se $E_m = 0$, K é dado por:

$1/R_L = 1/(5 \cdot 10^3) = 200 \cdot 10^{-6}$ S

b) A tensão de saída, correspondente a portadora:

$e(PORT) = I_K\ (PORT) \cdot R_L$

$$e\ (PORT) = 200 \cdot 10^{-6}\left(\frac{1}{\pi} \cdot 5\right) \cdot 5 \cdot 10^{3}$$

$$e(PORT) = 1{,}59\ V$$

c) Calcular E_m para obtenção do índice de modulação unitário. Para m = 1, o módulo das correntes das faixas laterais deverá ser igual ao módulo da corrente da portadora. Assim:

$$\frac{1}{\pi} E_o = 2\left(\frac{1}{4} E_m\right)$$

$$E_m = \frac{2}{\pi} E_o$$

$$E_m = \frac{2}{\pi} \cdot 5 = 3{,}18\ V$$

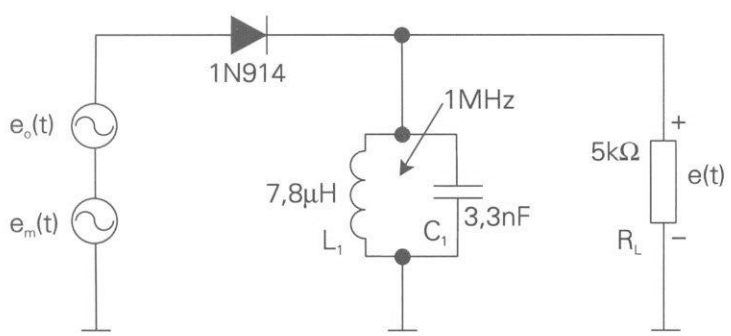


Figura 13 Modulador síncrono do Exemplo 4.

Projeto de Moduladores de Amplitude

Moduladores Síncronos de Alto Nível

Um modulador síncrono de alto nível é a escolha apropriada quando se deseja obter alta eficiência, índice elevado de modulação e potência de saída adequada sem a necessidade da amplificação do sinal modulado.

Escolha do Transistor

O transistor utilizado em moduladores síncronos de alto nível deve ser capaz de suportar regimes de tensão, corrente e potência, mais severos dos que os encontrados em amplificadores de potência de RF.

Requisitos Mínimos do Transistor

Durante o pico positivo de modulação, tanto a corrente quanto a tensão aplicadas são iguais ao dobro do valor sem modulação.

A tensão total entre coletor e emissor é superior a quatro vezes a tensão contínua de alimentação.

$$V_{CE.MAX} > 4\ V_{CC} \qquad \text{Equação 17}$$

A corrente de pico de coletor é cerca de seis vezes a corrente contínua de alimentação.

$$I_{C.MAX} = 6\ I_{CC} \qquad \text{Equação 18}$$

A dissipação de coletor do transistor é função da potência de saída da portadora e do rendimento, n, do transistor.

$$P_C > 1{,}5\ P_o\ (1 - n) \qquad \text{Equação 19}$$

A freqüência de transição do transistor deverá ser igual ou superior a cinco vezes a freqüência da portadora.

$$f_T > 5\ f_o \qquad \text{Equação 20}$$

Exemplo de Projeto

Projetar um modulador síncrono de alto nível tendo as seguintes características:

$V_{CC} = 13{,}8$ V

$I_{CC} = 2$ A

$P_o = 18$ W

$f_o = 27$ MHz

O diagrama do modulador é o mesmo apresentado na Figura 5*b*.

a) Determinar a eficiência do amplificador:

Utilizando-se a Equação 6, tem-se:

$n = P_o/P_c = 18/(13{,}8 \cdot 2) = 0{,}65$

b) Determinar os regimes máximos:

Utilizando-se da Equação 17 até a Equação 20, tem-se:

$V_{CE.MAX} = 4 \cdot 13{,}8 = 55{,}2$ V

$I_{C.MAX} = 6 \cdot 2 = 12$ A

$P_c > 1{,}5 \cdot 18 \cdot (1 - 0{,}65) > 9{,}45$ W

$f_T > 5.\ 27$ MHz > 135 MHz

Deve-se observar que o valor encontrado para a potência de coletor, P_c, é muito reduzido para um transistor de 55V e 12A. Na prática, um transistor com essas características é fabricado com a capacidade de dissipar, pelo menos, 40 W a 25 graus centígrados.

Projeto do Circuito

Projetar o circuito do modulador da Figura 5*b* para os valores dados anteriormente.

1) Para o cálculo dos valores de C_1 e X_{AF}, é necessário conhecer-se a impedância oferecida pelo amplificador modulado ao gerador da tensão modulante. Essa impedância, Z_{AF}, é dada por:

$$Z_{AF} = \frac{V_{CC}}{I_C} = \frac{13{,}8}{2} = 6{,}9\,\Omega \qquad \text{Equação 21}$$

Para que a atenuação no extremo inferior da faixa de freqüência do sinal modulante não ultrapasse -3 dB, é necessário que a reatância de C_1, nessa frequência, seja igual ou menor que Z_{AF}. A reatância do choque de áudio, X_{AF}, deverá ser igual ou maior que Z_{AF} na mesma freqüência. As equações seguintes permitem o calculo dos valores de ambos os componentes:

$$C_1 = \frac{1}{2\ \pi\ f_I\ Z_{AF}} = \frac{1}{2\ \pi\ 0{,}3\ 10^3\ 6{,}9} = 76{,}9\ \mu F \qquad \text{Equação 22}$$

$$X_{AF} = \frac{Z_{AF}}{2\ \pi\ f_I} = \frac{6{,}9}{2\ \pi \cdot 0{,}3 \cdot 10^3} = 3{,}67\ mH \qquad \text{Equação 23}$$

Para o cálculo dos valores de C_2 e X_{RF}, é necessário conhecer-se a impedância de carga vista pelo coletor de Q_{RF}, dada pela seguinte equação:

$$R_L = \frac{V_{CC}^{\ 2}}{2\ P_o} = \frac{13{,}8^2}{2 \cdot 18} = 10{,}6\,\Omega \qquad \text{Equação 24}$$

A reatância de C_2 deve ser muito menor do que R_L.O valor de C_2 pode ser calculado com a seguinte equação:

$$C_2 = \frac{10}{2\ \pi\ f_o\ R_L} = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 27 \cdot 10^6 \cdot 10.6} = 5{,}56\ \text{nF} \qquad \text{Equação 24}$$

O valor de X_{RF} deve estar compreendido entre 3 e 7 vezes o valor de R_L, sendo dado pela seguinte expressão:

$$X_{RF} = \frac{5\ R_L}{2\ \pi\ f_o} = \frac{5 \cdot 10{,}6}{2 \cdot \pi \cdot 27 \cdot 10^6} = 312\ \text{nH} \qquad \text{Equação 25}$$

O cálculo do filtro LC série formado por L_1/C_3 é feito tendo em vista uma seletividade adequada, juntamente com uma perda de inserção tão pequena quanto possível. Infelizmente, as duas exigências são antagônicas: quanto maior a seletividade, tanto maior será a perda de inserção. Resultados satisfatórios são obtidos quando as reatâncias de ambos os componentes do filtro estiverem na faixa de 3 a 7 vezes o valor de R_L. As seguintes equações permitem o cálculo de L_1 e C_3:

$$L_1 = \frac{5\ R_L}{2\ \pi\ f_o\ R_L} = \frac{5 \cdot 10{,}6}{2 \cdot \pi \cdot 27 \cdot 10^6} = 312\ \text{nH} \qquad \text{Equação 26}$$

$$C_3 = \frac{1}{10\ \pi\ f_o\ R_L} = \frac{1}{10 \cdot \pi \cdot 27 \cdot 10^6 \cdot 10{,}6} = 111\ \text{pF} \qquad \text{Equação 27}$$

Os valores obtidos devem ser encarados como valores teóricos que deverão ser convertidos para o valor comercial mais próximo, dentro da faixa de variação permitida para cada componente.

Sendo assim, optou-se por um capacitor de 100 pF para o lugar de C_3, obrigando a um novo cálculo do valor de L_1, para que a freqüência de ressonância do filtro passa-faixa não se altere.

O valor de L_1 em função de C_3 e da freqüência da portadora é dado por:

$$L_1 = \frac{1}{(2\ \pi\ f_o)^2\ C_3} = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 27 \cdot 10^6)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 347\ \text{nH} \qquad \text{Equação 28}$$

RELAÇÃO DOS COMPONENTES:

C_1 = 100 μF, eletrolítico, 16 V

C_2 = 5,6 nF, disco cerâmico, 25 V

C_3 = 100 pF, Styroflex, 500 V

X_{AF} = 3,9 mH, 2 A (resistência menor do que 350 mΩ)

X_{RF} = 330 nH, 2 A

L_1 = 347 nH (valor médio), ajustável de ferrite

Características dos Componentes

Choque de Áudio, X_{AF}

O choque de áudio utiliza um núcleo constituído por lâminas de ferro com o formato das letras E e I maiúsculas, o que permite a obtenção da indutância desejada com um mínimo de resistência ôhmica do enrolamento.

Componentes que utilizam núcleos de ferro correm o risco de entrar em saturação, principalmente quando submetidos à passagem de corrente contínua.

A saturação do núcleo provoca a redução da indutância e é causada pela elevada densidade do fluxo magnético.

Para evitar-se a saturação do núcleo é necessário, portanto, a redução da densidade do fluxo magnético, o que é conseguido:

a) pelo aumento da seção transversal do núcleo;

b) pela introdução de um entreferro.

O aumento da seção transversal do núcleo visa à redução da densidade do fluxo magnético, permitindo que o mesmo seja distribuído por uma superfície maior.

A introdução do entreferro, que é um espaço de ar (ou outro material não-magnético) colocado no circuito magnético com o objetivo de aumentar sua relutância, objetiva reduzir a intensidade do fluxo magnético.

O entreferro é obtido pela montagem do núcleo a partir de 2 pilhas de lâminas: uma constituída por lâminas E, outra constituída por lâminas I. As pilhas deverão estar

separadas por um pedaço de cartão da espessura de alguns décimos de milímetro, o qual constituirá o entreferro.

O Efeito Pelicular

Em freqüências elevadas, a resistência de um condutor é maior do que em baixas freqüências. Num condutor cilíndrico as correntes de alta freqüência circulam apenas pela superfície do mesmo, como se o condutor fosse tubular. Esse fenômeno tem o nome de efeito pelicular.

O efeito pelicular é a causa da redução do fator de qualidade dos indutores de radiofreqüência. Uma forma de diminuir o efeito pelicular consiste no espaçamento entre espiras.

Por isso, indutores para as freqüências superiores a 5 MHz, e que utilizem fios de diâmetro superior a 1 mm, devem ser enrolados com um espaçamento entre espiras igual ao diâmetro do condutor. Esse espaçamento deve ser aumentado para indutores que trabalhem em freqüências superiores a 50 MHz, principalmente naqueles submetidos à correntes intensas.

O Indutor Ajustável, L_1

O indutor L_1 deve ser do tipo solenóide, enrolado sobre uma forma de plástico dotada de núcleo ajustável de ferrite.

O condutor utilizado para o enrolamento deve possuir um diâmetro de pelo menos 1 mm, sendo deixado um espaçamento de igual dimensão entre suas espiras, para redução do efeito pelicular.

O número de espiras deve ser o necessário para a obtenção da indutância desejada, com o núcleo de ferrite em sua posição média.

Características dos Capacitores

Os capacitores utilizados em radiofreqüência devem possuir baixa indutância própria. Isso é especialmente importante quando se tratar de capacitores de desacoplamento.

Capacitores de desacoplamento devem ter uma indutância própria tão baixa quanto possível. Isso significa que seus terminais devem ser curtos e grossos. Os capacitores mais apropriados para desacoplamento de RF são os cerâmicos de disco ou multicamadas.

Em circuitos que operem na faixa de VHF, principalmente os de potência elevada, é recomendável a utilização de capacitores de passagem de mica blindada dotados de eletrodos planos. Nesses capacitores, a armadura externa corresponde ao corpo e deve ser conectada à massa. A outra armadura, a interna, projeta-se para fora da armadura por duas extremidades.

Quando utilizado no desacoplamento, a corrente deverá atravessar por dentro do corpo do capacitor, de uma extremidade à outra.

Os capacitores utilizados em circuitos ressonantes de radiofreqüência devem ter um dielétrico apropriado, com baixas perdas em altas freqüências.

Os dielétricos mais apropriados para essa finalidade são a cerâmica de baixa permissividade, o poliestireno (conhecido como Styroflex), a mica, a porcelana e o vidro.

Detalhes de projeto de indutores ajustáveis para radiofreqüência são dados no Capítulo 12. Assim como maiores detalhes sobre capacitores.

Fiação Impressa

Um fator fundamental para o sucesso de qualquer circuito eletrônico é o cuidado dedicado à sua montagem.

O circuito impresso é a técnica mais adequada para a montagem de circuitos de alta freqüência. Para que a fiação impressa resulte própria, os seguintes cuidados são essenciais:

a) As trilhas impressas devem ser curtas e largas, com o objetivo de reduzir suas indutâncias. Isso é tremendamente importante em conexões de baixa impedância, como as encontradas em emissores, bases e capacitores de desacoplamento de circuitos de potência elevada para as faixas de VHF e UHF.

b) Os circuitos correspondentes aos diversos estágios devem estar dispostos em linha reta, no mesmo sentido do percurso do sinal. Isso evita a realimentação indesejada entre a entrada e a saída.

Questionário

1) Classifique os diversos tipos de moduladores em amplitude.

2) Desenhe o diagrama em blocos de um modulador genérico.

3) Qual a finalidade do filtro passa-faixa utilizado na saída de um modulador em amplitude?

4) Desenhe o diagrama do circuito simplificado de um modulador de amplitude síncrono, ativo e de alto nível.

5) Quais as aplicações dos moduladores síncrono, ativo e de alto nível?

6) Quais as características de um modulador de amplitude síncrono, ativo e de alto nível?

7) Descreva o funcionamento de um modulador de amplitude síncrono, ativo e de alto nível.

8) Quais os requisitos de potência para o sinal modulante, necessário para o funcionamento de um modulador de amplitude síncrono, ativo e de alto nível?

9) Cite os três circuitos mais comumente utilizados para a modulação em alto nível, juntamente com as suas características.

10) Desenhe o circuito de um modulador quadrático com FET.

11) Qual o ponto de operação correto para um FET operando como modulador quadrático?

12) Num modulador quadrático a FET, para a condição de saída máxima, qual é o maior índice de modulação que poderá ser obtido e qual a amplitude dos sinais modulantes e de portadora necessários?

13) Quais as características e aplicações dos moduladores em amplitude síncronos a diodo?

14) Quais as características que um transistor deve possuir para tornar-se adequado como amplificador de potência de RF modulado?

15) Quais os requisitos de filtro de RF de um amplificador classe C?

16) Quais as características do choque de áudio utilizado na alimentação do amplificador modulado classe C?

17) Quais os cuidados relacionados com a construção de um choque de áudio?

18) O que é efeito pelicular e quais as suas conseqüências?

19) Quais as características que devem possuir os capacitores utilizados em RF?

20) Quais os cuidados necessários na montagem de circuitos de RF em circuitos impressos?

Problemas Propostos

1) Projetar um modulador quadrático a FET baseado no circuito da Figura 8, utilizando-se um FET BF245A, com as seguintes características:

BF245A: $I_{DSS} = 4$ mA; $V_p = -2$ V
tensão de alimentação: 12 V
portadora: $f_o = 980$ kHz
modulação: 50 Hz a 7,5 kHz
resistência de carga: 4,7 kΩ
fator de qualidade do filtro: 16

Calcular:

R_1; R_2; R_3; C_1; C_2; C_3; C_4;
C_5; C_6; L_1; X_{RF1} e D_1.

Observações:

a) Para a polarização do FET, consultar o Apêndice "Polarização de Dispositivos Semicondutores", especialmente o Projeto Nº 5.

b) Para o cálculo dos capacitores de acoplamento e desacoplamento, consultar o Apêndice "Acoplamento e Desacoplamento em Circuitos Eletrônicos".

c) Para o cálculo do filtro L_1/C_4, consultar o Capítulo "Filtros", especialmente o Projeto Nº 1.

PRÁTICA:

Montar o circuito da Figura 8, utilizando os componentes calculados no problema proposto. Utilizar microchoques de ferrite SONTAG para L_1 e X_{RF1} e capacitores de disco de cerâmica, exceto para C_4, que deverá ser de Styroflex. A montagem experimental poderá ser feita num PROTO-BOARD.

Montado o circuito, aplicar a alimentação de 12 V e ajustar a tensão entre os terminais de porta e fonte do FET, com o auxílio de R_3, para – 1 V. Medir a corrente de dreno e a corrente total do circuito.

Em seguida, aplicar na entrada de portadora um gerador de 980 kHz e variar sua freqüência até obter-se o máximo de tensão na saída, indicada por um osciloscópio

munido de ponta de prova de baixa capacitância (ou através de um capacitor de 10 pF, conectado em série com uma ponta de prova de alta capacitância).

O sinal de entrada deverá ser de aproximadamente 200 mV_{p-p}. Medir o valor da tensão de saída. Caso seja utilizado o capacitor de 10 pF, determinar, também, a atenuação provocada pelo mesmo, com a finalidade de corrigir os valores de tensão medidos com o seu auxílio.

Com o gerador alta freqüência ainda conectado, aplicar na entrada de modulação o sinal proveniente de um oscilador de 1 kHz. Ajustar o nível do sinal modulante para a obtenção de um sinal de saída modulado. Determinar o índice de modulação, utilizando os métodos descritos no Capítulo "Modulação em Amplitude".

Para obter-se uma avaliação auditiva do funcionamento do modulador de amplitude, conectar um detetor de envoltória, como o circuito da Figura 14, do Capítulo "Misturadores de Freqüência", na saída do modulador de amplitude. A saída do detetor de envoltória deverá ser aplicada na entrada de um amplificador de áudio, como, por exemplo, o circuito da Figura 20 do Capítulo "Receptores". O filtro LC paralelo, utilizado no detetor de envoltória, poderá ser substituído por um choque de RF de 1 mH, ou então deverá ressonar na freqüência da portadora. O resistor de carga do modulador de amplitude poderá ser removido da saída do circuito, uma vez que o detetor de envoltória oferece a impedância de carga necessária, em torno de 5 kΩ.

Aplicar uma fonte de programa com nível apropriado de tensão (a saída de um gravador de fitas, por exemplo), na entrada do modulador. Caso necessário, ajustar o nível do controle de volume do amplificador de áudio, mantendo-se constante (ou aumentando-se) o nível de modulação.

Uma outra forma de se fazer uma avaliação auditiva do modulador de amplitude consiste em se conectar um pedaço de fio, de aproximadamente 1 metro de comprimento, na junção de C_5 com R_L, do modulador de amplitude, com o objetivo de servir como uma antena transmissora. Em seguida, com o auxílio de um receptor de AM (como o circuito da Figura 15 do Capítulo "Receptores"), sintonizado na freqüência do oscilador de portadora, e colocado próximo à antena, avaliar a qualidade do sinal recebido.

Observação: no lugar de um gerador de alta freqüência, pode-se utilizar o oscilador Colpitts com sintonia série, do Capítulo "Osciladores", Problema Proposto Nº 2 (circuito da Figura 13a). Para controlar o nível da portadora injetada, pode-se conectar os terminais extremos de um potenciômetro de 2,2 kΩ no lugar do resistor de carga do oscilador Colpitts. O sinal de saída deverá ser retirado entre o terminal central do potenciômetro e a massa. A freqüência do oscilador deverá ser variada até conseguir-se a saída máxima do modulador. A tensão fornecida pelo oscilador deverá ser ajustada para a condição que proporcione o melhor desempenho do circuito, em função da quantidade e da qualidade do sinal modulado, aferida com o auxílio do receptor de AM.

Amplificadores

Os amplificadores são quadripolos ativos. Isso significa que podem fornecer potência em seus terminais de saída, de acordo com um sinal aplicado em seus terminais de entrada (desde que esses sinais estejam dentro da faixa de freqüência para a qual o amplificador foi projetado e que o nível do sinal aplicado não seja tão grande que o amplificador fique sobrecarregado). Com essas características, os amplificadores são fundamentais em qualquer circuito eletrônico.

Nos equipamentos de rádio, os amplificadores são utilizados em osciladores, misturadores, amplificadores de radiofreqüência de baixo e alto nível. São os amplificadores, enfim, que geram a potência de RF dos transmissores de rádio, responsável pela intensidade dos sinais irradiados pela antena transmissora, e compensam, na recepção, a atenuação imposta pelo meio de transmissão às ondas eletromagnéticas captadas pela antena receptora.

Classificação dos Amplificadores

Os amplificadores podem ser classificados de acordo com:

- a classe de operação;
- a configuração;
- o nível de potência de operação;

- a linearidade;
- a largura de faixa.

Classes de Operação

Os amplificadores, de um modo gera , podem ser polarizados para operar nas classes de operação A, AB, B e C (Figura 1).

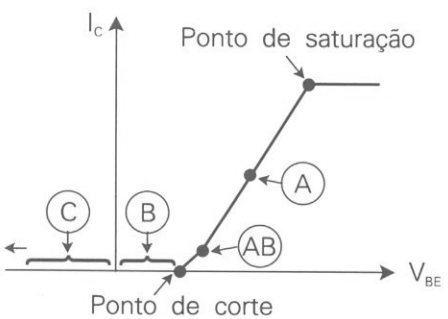


Figura 1 Localização dos pontos de operação estática de um dispositivo amplificador, para diversas classes de funcionamento.

Classe A

O dispositivo amplificador é polarizado de forma que seu ponto de operação fique localizado no centro da região de funcionamento linear, que é compreendida entre os pontos de corte e saturação. Por isso, a linearidade é boa e o amplificador gera menor distorção do que os polarizados em outras classes de operação. Por outro lado, o consumo de corrente é muito elevado, sendo o maior deles, e mantém-se constante, mesmo na ausência de sinal amplificado. Seu uso, portanto, é recomendado nos amplificadores de baixo nível que compõem os amplificadores sintonizados e os osciladores de RF, utilizados em receptores, nos primeiros estágios dos transmissores de rádio e em todas as aplicações onde o nível de potência não exceda alguns watts.

Classe AB

O dispositivo amplificador é polarizado no início da região linear, logo após o joelho da curva característica. A linearidade é boa e o consumo de corrente é pequeno na ausência

de sinal, estando entre 1% e 10% do consumo máximo. Na presença de sinal, o consumo irá variar em função da amplitude do sinal aplicado em sua entrada. Por isso, seu rendimento médio é várias vezes maior do que o amplificador polarizado em classe A. Seu uso não é recomendado para potências muito pequenas, de apenas algumas dezenas de miliwatts, onde a polarização em classe A é mais indicada. Ao contrário, amplificadores polarizados em classe AB trabalham melhor em potências mais elevadas, acima de algumas centenas de miliwatts, não havendo, contudo, um limite superior. Seu uso é aconselhado nos últimos estágios dos amplificadores lineares para SSB.

A classe AB é também utilizada nos misturadores síncronos.

Classe B

O dispositivo amplificador é polarizado exatamente no ponto de corte, ou seja, no limite entre a região de corte e a região da condução. A linearidade não é tão boa quanto na classe AB porque o joelho da curva característica de transferência acrescenta alguma distorção, principalmente para sinais de pequena intensidade. Na ausência de sinal, o consumo de corrente é nulo. De uma maneira geral, a classe B não é utilizada em amplificadores lineares. Alguns autores consideram a operação em classe B como sendo a de amplificadores com BJTs* polarizados em algum ponto entre zero e o ponto de corte. Encarada dessa maneira, a classe B é indicada apenas para amplificação não-linear.

Classe C

O dispositivo amplificador é polarizado na região de corte, bem afastado da região de condução. Com BJTs, isso significa que a junção base-emissor é inversamente polarizada e, na ausência de sinal de entrada, o consumo de corrente é nulo. A distorção do sinal amplificado é muito grande, obrigando a utilização de filtro após o amplificador.

A classe C é usada, quase sempre, em amplificadores de potência de RF e em multiplicadores de freqüência, que são amplificadores em que o filtro de saída é sintonizado num dos harmônicos do sinal de entrada e não na fundamental, como acontece nos amplificadores comuns.

No Quadro 1 é apresentado um resumo das principais características e aplicações para as diversas classes de operação. Os valores de distorção tabelados são típicos nos amplificadores para radiofreqüência, operando no nível de potência adequado para cada aplicação.

---

* BJT: Transistor de Junção Bipolar.

Quadro 1 Resumo das características das classes de operação.

CLASSE	*ÂNGULO DE CONDUÇÃO EM GRAUS*	*RENDIMENTO TEÓRICO*	*DISTORÇÃO*	*POTÊNCIA*	*APLICAÇÕES*
A	360°	50%	baixa < 1%	< 1 W	Amplificadores de baixo nível em AF e RF, osciladores e amplificadores sintonizados
AB	> 180° < 360°	> 50%	média > 1% < 5%	> 0,1 W	Amplificadores de alto nível em AF e RF, amplificadores lineares de potência
B	180°	78,5%	alta > 5%	> 0,1 W	As mesmas da classe AB, porém, para maiores potências
C	< 180°	> 78,5%	muito alta > 17%	> 0,1 W	Amplificadores de alto nível em RF, e multiplicadores de freqüência

Configuração

Os dispositivos amplificadores, BJTs ou FETs, podem ser montados no circuito de três formas diferentes: os BJTs em emissor-comum, em base-comum ou em coletor-comum, e os FETs, em fonte-comum, em porta-comum ou em dreno-comum. A Figura 2 mostra seis amplificadores RC, sendo três com BJTs e três com FETs, nas três configurações básicas. Os valores apresentados para as principais características dos circuitos são todos típicos. Os valores de ganho e impedância foram determinados na freqüência de 1 kHz. Para o transistor de junção bipolar, foi utilizado um BF494 com I_c = 1 mA, carga de 2,2 kΩ em paralelo com 20 pF e gerador de 500 Ω. Para o transistor de efeito de campo, FET, foi utilizado um BF254A, operando com I_D = 2,7 mA, com a mesma carga e gerador.

A *Impedância de Entrada* de um amplificador depende da configuração adotada, do tipo de transistor utilizado e de seus parâmetros, e do circuito de polarização utilizado. Para os BJTs, a impedância de entrada é inversamente proporcional à corrente de coletor, principalmente em emissor e base-comum. Nos FETs, ela depende da corrente de dreno somente na configuração porta-comum. O amplificador de maior impedância de entrada é a FET em dreno-comum (8,2 MΩ), seguidos pelo FET em fonte-comum (1 MΩ), pelos BJTs em coletor-comum (190 kΩ) e emissor-comum (3,1 kΩ). O amplificador de menor impedância de entrada é a BJT em base-comum (27 Ω), seguido pelo FET em portacomum (300 Ω).

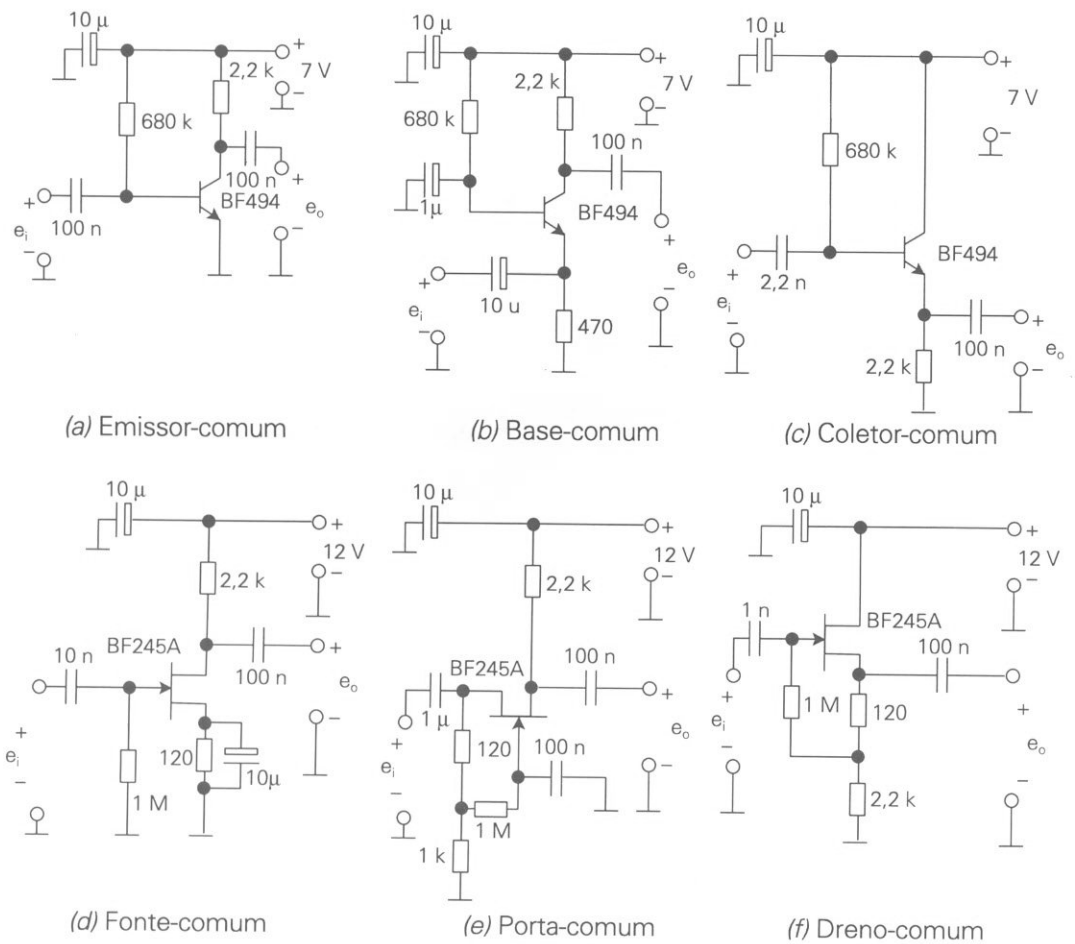


Figura 2 Amplificadores RC, com BJTs e FETs, nas três configurações básicas.

A *Impedância de Saída* de um amplificador transistorizado depende, como a impedância de entrada, da configuração adotada, do tipo de transistor utilizado, de seus parâmetros e do circuito de polarização utilizado. A impedância de saída aumenta com a tensão de alimentação, na maioria dos amplificadores. A configuração que apresenta a impedância de saída mais elevada é a que utiliza BJTs em base-comum (23 MΩ), seguida pelos FETs em porta-comum (240 kΩ), BJTs em emissor-comum (200 kΩ), e FETs em fonte-comum (30 kΩ). O amplificador de menor impedância de saída é um BJT em coletor-comum (31 Ω), seguido pelo FET em dreno-comum (300 Ω).

Os valores apresentados não levam em conta o efeito da associação em paralelo do resistor de polarização do terminal de saída do dispositivo amplificador, sendo válidos para os circuitos e transistores da Figura 2.

Quadro 2 Resumo das características dos amplificadores da Figura 2.

BF494	***EMISSOR-COMUM***	***BASE-COMUM***	***COLETOR-COMUM***
BF245A	***FONTE-COMUM***	***PORTA-COMUM***	***DRENO-COMUM***
IMPEDÂNCIA DE ENTRADA	Média: cerca de 3,1 kΩ	Baixa: cerca de 27 Ω	Alta: cerca de 190 kΩ
	Alta: cerca de 1 MΩ	Baixa: cerca de 300 Ω	Alta: cerca de 8,2 MΩ
IMPEDÂNCIA DE SAÍDA	Alta: cerca de 200 kΩ	Alta: cerca de 23 MΩ	Baixa: cerca de 31 Ω
	Média: cerca de 32 kΩ	Alta: cerca de 240 kΩ	Baixa: cerca de 300 Ω
GANHO DE TENSÃO	Alto: cerca de – 81	Alto: cerca de 81	Baixo: cerca de 0,988
	Médio: cerca de – 7,3	Médio: cerca de 7,3	Baixo: cerca de 0,88
GANHO DE CORRENTE	Alto: cerca de 114	Baixo: cerca de – 0,99	Alto: cerca de – 85
	Alto: 3300	Baixo: – 1	Alto: – 3300
GANHO DE POTÊNCIA	Alto: cerca de 9200	Médio: cerca de 80	Médio: cerca de 84
	Muito alto: 24 mil	Baixo: 7,3	Alto: 2900
RESPOSTA EM FREQÜÊNCIA	3,3 MHz	cerca de 3,6 MHz	acima de 100 MHz
	3,4 MHz	cerca de 3,6 MHz	acima de 17 MHz
DISTORÇÃO	Média	Baixa	Muito baixa

O *Ganho de Tensão* de um amplificador depende da transcondutância do transistor, do valor da impedância de carga e da configuração utilizada em sua construção. Devido à sua maior transcondutância, os BJTs (ganho igual a 81) fornecem maior ganho de tensão do que os FETs (ganho igual a 7,3). As configurações emissor-comum e base-comum são as mais favoráveis para os amplificadores que utilizam BJTs e, para os amplificadores à FETs, são as configurações fonte-comum e porta-comum. Deve-se observar que as configurações emissor-comum e fonte-comum invertem a fase do sinal amplificado. A configuração que fornece o menor ganho de tensão é em dreno-comum, para os FETs (ganho igual a 0,88) e coletor-comum, para os BJTs (ganho igual a 0,988).

O *Ganho de Corrente* é uma característica intrínseca dos BJTs. Os FETs, por sua vez, não são capazes de amplificar correntes. Contudo, num amplificador, é possível determinar-se o ganho de corrente pelo cálculo da relação entre a corrente de entrada do circuito e a corrente na carga. Neste caso, o maior ganho de corrente é proporcionado pelos FETs nas configurações fonte-comum e dreno-comum (3300), seguidas pelos BJTs nas configurações emissor-comum (114) e coletor-comum (85). A configuração que fornece o menor ganho de corrente é a base-comum (0,99) e porta-comum (1). No caso dos FETs, o ganho de corrente em baixa freqüência pode ser aumentado pela utilização de resistores de polarização de porta de valores mais elevados. Na prática, contudo, torna-se difícil aproveitar esse recurso, devido às grandes impedâncias envolvidas.

O *Ganho de Potência* é o módulo do produto do ganho de tensão pelo ganho de corrente de um amplificador. A configuração que permite o maior ganho de potência é a que utiliza FETs em fonte-comum (24 mil), seguida pelos BJTs em emissor-comum (9200) e os FETs em dreno-comum (2900). As que oferecem o menor ganho de potência são os FETs em porta-comum (7,3), os BJTs em base-comum (80) e coletor-comum (84). Na prática, torna-se mais fácil obter-se maior ganho de potência dos amplificadores em emissor-comum, devido à facilidade no casamento de impedâncias entre gerador, amplificador e carga.

A *Resposta em Freqüência* de um amplificador está limitada pela freqüência de transição do dispositivo amplificador, pelo tipo de carga utilizada e pela configuração adotada. Quanto menores as impedâncias do gerador e da carga, tanto maior será a resposta em freqüência de um amplificador, mantidos constantes os demais fatores. Embora os valores constantes no Quadro 2 não permitam essa conclusão, as configurações porta-comum e base-comum são, das configurações básicas, as que apresentam a maior resposta em freqüência, seguidas pelas configurações dreno-comum e coletor-comum. Ambas permitem amplificação até as proximidades da freqüência de transição do transistor utilizado.

A *Distorção* de um amplificador é causada pela operação em regime de corte ou saturação ou, ainda, devido à falta de linearidade de sua curva característica de transfe-

rência. Neste aspecto, os BJTs levam vantagem sobre os FETs, uma vez que a sua característica de transferência $I_C \times I_B$ é bastante linear, pelo menos na operação em baixos níveis. Contudo, para que essa vantagem se realize, a impedância do gerador deve ser grande se comparada com a impedância da junção base-emissor, o que impede a máxima transferência do sinal. A impedância relativamente elevada do gerador, necessária para que os BJTs atuem como amplificadores de corrente, é mais facilmente atendida quando os BJTs funcionam na configuração base-comum. Na configuração emissor-comum, a distorção é mais elevada, por causa da dificuldade em excitar-se a junção base-emissor em corrente, devido à sua maior impedância.

Na configuração coletor-comum, a distorção é muito pequena, devido à elevada realimentação intrínseca do amplificador.

Nos FETs, a curva característica $I_D \times V_{GS}$ segue uma função quadrática. Para tensões entre porta e fonte inferiores, em módulo, a um sexto da tensão de constrição do canal, a curva é praticamente linear, o que permite baixa distorção. Por esse motivo, os FETs são os preferidos em amplificadores sujeitos a sinais de entrada de intensidade elevada.

Observação: *Para o cálculo da polarização, acoplamento e desacoplamento dos circuitos da Figura 2, ver os Apêndices "Polarização de Dispositivos Semicondutores" e "Acoplamento e Desacoplamento em Circuitos Eletrônicos".*

Aplicação das Diversas Configurações

Emissor-Comum: o amplificador em emissor-comum é, talvez, o circuito mais utilizado num equipamento de rádio. Suas principais aplicações são as seguintes:

- osciladores de RF;
- amplificadores sintonizados de RF e FI;
- misturadores e conversores de freqüência;
- detetores de produto;
- amplificadores de áudio e vídeo;
- moduladores quadráticos e síncronos de alto e baixo níveis;
- amplificadores de potência de RF.

As principais características dos amplificadores em emissor-comum são: ganho elevado de tensão, corrente e potência, além da inversão de fase do sinal amplificado. As principais desvantagens da configuração emissor-comum são a resposta em freqüência reduzida, a realimentação interna elevada e a pouca estabilidade em alta freqüência.

Observação: *A estabilidade aqui mencionada refere-se à capacidade que um amplificador sintonizado possui de não entrar em oscilação. Esta oscilação é causada pela existência de uma realimentação interna, proporcionada pela capacitância de junção coletor-base. Uma estabilidade reduzida significa a possibilidade do aparecimento de oscilações, tornando trabalhoso o projeto de amplificadores sintonizados em emissor-comum (ver o capítulo "Amplificadores Sintonizados" para maiores esclarecimentos).*

***Base-comum*:** esta configuração possui, praticamente, as mesmas aplicações da configuração emissor-comum. Sua utilização é recomendada, contudo, nas freqüências superiores a um sexto da freqüência de transição do transistor, onde a configuração emissor-comum não apresenta um desempenho satisfatório. A vantagem da configuração base-comum nas freqüências elevadas decorre do fato de que a base do transistor, estando conectada à massa, elimina grande parte da realimentação do sinal de saída para a entrada, estabilizando o amplificador. Suas principais características são a excelente resposta em freqüência, a realimentação interna reduzida e a elevada estabilidade de funcionamento. As principais desvantagens desta configuração são o ganho de corrente inferior à unidade e a baixa impedância de entrada.

***Amplificadores Cascode*:** é possível construir um amplificador que reúna as melhores características das configurações emissor-comum e base-comum, ou seja, ganho elevado, realimentação interna reduzida e estabilidade elevada, tornando mais simples o projeto destes amplificadores. Este é o caso do amplificador cascode sintonizado, mostrado na Figura 3.

O primeiro estágio, Q_1, opera em emissor-comum e tem como carga o transistor Q_2, que opera em base-comum. O primeiro estágio, por trabalhar com uma carga de impedância igual ao inverso da sua transcondutância, apresenta um ganho de tensão unitário e um elevado ganho de corrente. Devido ao reduzido ganho de tensão, a realimentação interna no transistor Q_1 tem pequena influência sobre o funcionamento do amplificador. O segundo estágio opera em base-comum, apresentando um ganho de tensão elevado, uma realimentação interna reduzida e uma alta impedância de saída. O amplificador completo exibe um ganho de potência excelente, associado a uma elevada estabilidade. O filtro RLC paralelo, colocado na saída do amplificador, deve ressonar na freqüência do sinal a ser amplificado. Com os valores utilizados no circuito, esta freqüência é de 455 kHz. Outras freqüências de ressonância poderão ser utilizadas, natural-

mente, desde que se utilize uma outra combinação de valores para L e C (ver o capítulo "Filtros"). É possível, também, a construção de amplificadores faixa-larga utilizando-se esta configuração.

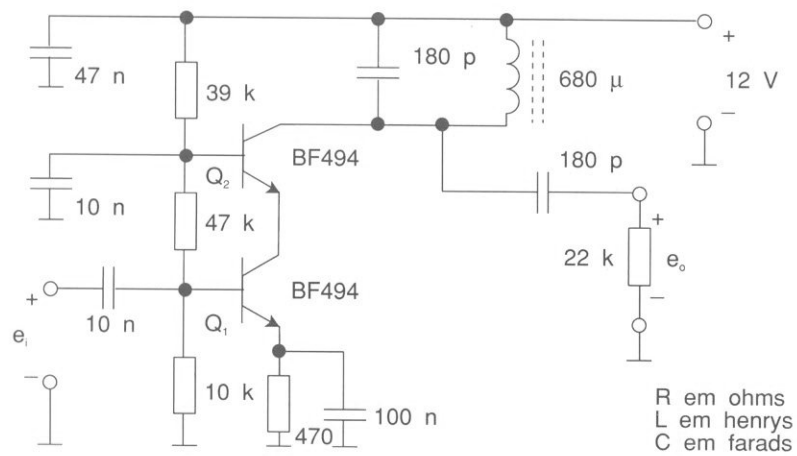


Figura 3 Amplificador cascode sintonizado.

Coletor-comum: esta configuração é muito utilizada em estágios separadores para osciladores de freqüência variável (VFOs), em osciladores Colpitts e osciladores a cristal. A configuração coletor-comum é pouco utilizada para a montagem de amplificadores simples. Contudo, associado a um amplificador em base-comum, constitui os amplificadores diferenciais.

Amplificadores diferenciais: da mesma forma que os amplificadores cascode, os amplificadores diferenciais são compostos por dois estágios, sendo o primeiro em coletor-comum e o segundo em base-comum (Figura 4).

O estágio de entrada trabalha em coletor-comum com uma carga de valor igual ao inverso de sua transcondutância, tendo um ganho de corrente elevado e um ganho de tensão igual a 0,5. O segundo estágio funciona em base-comum, apresentando um elevado ganho de tensão e um ganho de corrente próximo à unidade. A associação dos dois circuitos resulta num amplificador de ganho de corrente elevado e um ganho de tensão igual à metade do proporcionado por um amplificador em emissor-comum. A impedância de entrada do amplificador, porém, é o dobro da impedância de entrada de um único transistor e a realimentação interna é reduzida para uma fração daquela existente na configuração emissor-comum. A base do segundo transistor pode ser desconectada da massa, criando-se mais um terminal de entrada. Neste caso, a tensão de saída

será igual à diferença entre as tensões aplicadas nas entradas. É por este motivo, aliás, que o circuito é chamado de amplificador diferencial. Os amplificadores diferenciais possuem aplicações semelhantes às dos amplificadores cascodes, tendo como vantagens uma menor distorção e uma impedância de entrada maior.

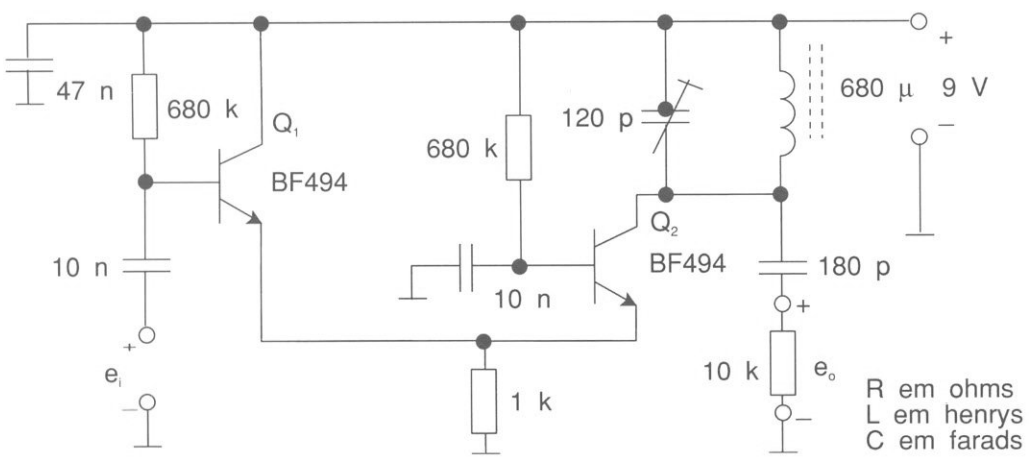


Figura 4 Amplificador diferencial.

Amplificadores com FETs: possuem a importante vantagem de aceitar em sua entrada sinais de níveis elevados, superiores aos admitidos pelos amplificadores com BJTs, para a mesma dissipação de potência. Isto torna sua utilização recomendável nos estágios de radiofreqüência de recepção, muito sujeitos à interferência por sinais intensos. A seguir, serão analisadas as características e aplicações dos amplificadores com FETs.

Fonte-comum: esta configuração é a mais utilizada para os amplificadores a FETs. Suas características são semelhantes às dos amplificadores em emissor-comum, com a vantagem da impedância de entrada ser maior que as dos BJTs, além de possuir um fator de ruído mais baixo. Por outro lado, a realimentação interna costuma ser maior que nos amplificadores em emissor-comum. Para contornar esse problema, é utilizada muitas vezes a configuração cascode, como mostrado no circuito da Figura 19, transistores Q_1 e Q_2, do capítulo "Receptores".

Porta-comum: esta configuração é muito utilizada em amplificadores de RF dos receptores de VHF e UHF, onde a configuração fonte-comum não apresenta um desempenho satisfatório. Suas características são a alta estabilidade e a excelente resposta em freqüência. A impedância de entrada é mais elevada que a dos amplificadores em base-comum. Associado com um amplificador em fonte-comum, no primeiro estágio, constitui o

amplificador cascode a FET, já citado. Sua aplicação é a mesma que a dos amplificadores em porta-comum, possuindo a vantagem de apresentar uma impedância de entrada mais elevada, o que melhora o ganho de potência.

Dreno-comum: esta configuração é excelente para a construção de osciladores de RF do tipo LC ou a cristal. Aliás, os amplificadores a FET, independente da configuração adotada, são superiores aos amplificadores com BJTs, quando se trata da construção de osciladores. As razões para essa superioridade são: a impedância de entrada mais elevada; um menor ganho de tensão, que permite um melhor controle da quantidade de sinal realimentado e as capacitâncias mais reduzidas.

A maioria destas aplicações podem ser apreciadas nos circuitos dos transmissores e receptores de rádio mostrados nos capítulos "Transmissores de AM", "Transmissão em SSB" e "Receptores".

Nível de Potência de Operação

Os amplificadores podem ser classificados quanto ao nível de potência de operação em:

- amplificadores de baixo nível;
- amplificadores de potência.

Os amplificadores de baixo nível são polarizados em classe A, trabalham com potências de alimentação não superiores a algumas dezenas de miliwatts e a distorção não ultrapassa a taxa de 5%, mesmo sem a utilização de realimentação negativa. Nos BJTs, isto significa, normalmente, que a tensão aplicada entre base e emissor é inferior a 10 mV_{p-p}. Nos FETs, a tensão aplicada entre porta e fonte poderá atingir até 600 mV_{p-p}, para $V_P = -2$ V e $V_{GS} = -0{,}33$ V.

Os amplificadores de baixo nível são os mais utilizados nos equipamentos de rádio, fazendo parte dos amplificadores sintonizados, de RF ou FI, e dos osciladores e misturadores de freqüência.

Os amplificadores de potência, especialmente os de RF, são polarizados em classe AB, B ou C, devido aos maiores rendimentos obtidos com essas classes de operação (ver o Quadro 1). Nas aplicações de potência relativamente baixa (cerca de 1 W), onde é essencial a obtenção de uma elevada linearidade, utiliza-se a polarização em classe A. O uso da realimentação negativa, com o objetivo de se reduzir a distorção, também é aconselhável nestes casos.

Linearidade

A linearidade de um amplificador está relacionada com a curva característica de transferência de um dispositivo amplificador. Num BJT, a curva característica $I_C \times V_{BE}$ segue, aproximadamente, uma função exponencial do seguinte tipo:

$$I_C = \frac{h_{FE}}{1 + h_{FE}} \cdot I_{ES} \cdot e^{\left(\frac{V_{BE}}{nV_T}\right)} \qquad \text{Equação 1}$$

I_{ES} = corrente de saturação de emissor

onde: $V_T = \frac{kT}{q} = 0{,}026\ V$

n: é uma constante que depende da construção do transistor

De posse do valor de h_{FE}, e um par de valores de $I_c \times V_{BE}$, é possível calcular-se os valores de "I_{ES}" e "n", válidos nas imediações dos pontos escolhidos, utilizando-se as seguintes equações:

$$n = \frac{V_{BE_2} - V_{BE_1}}{\ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right) V_T} \qquad \text{Equação 2}$$

$$I_{ES} = I_1 \Big/ \left[\frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1} \; e^{\left(\frac{V_1}{nV_T}\right)}\right] \qquad \text{Equação 3}$$

Exercício 1: Calcular os parâmetros "n" e "I_{ES}" para o transistor BC337, sendo dados:

$V_{BE1} = 0{,}615\ V$; $I_C = 3{,}8\ mA$

$V_{BE2} = 0{,}635\ V$; $I_C = 8{,}8\ mA$

$h_{FE} = 200$

a) Calcular o valor de "n":

$$n = \frac{V_{BE_2} - V_{BE_1}}{\ln\left(\frac{I_2}{I_1}\right) V_T}$$

$$n = \frac{0{,}635 - 0{,}615}{\ln\left(\frac{8{,}8}{3{,}8}\right) 0{,}026}$$

$$n = 0{,}916$$

b) Calcular o valor de "I_{ES}":

$$I_{ES} = I_1 \Big/ \left[\frac{h_{FE}}{h_{FE} + 1}\ e^{\left(\frac{V_1}{nV_T}\right)}\right]$$

$$I_{ES} = 0{,}0038 \Big/ \left[\frac{200}{200 + 1}\ e^{\left(\frac{0{,}615}{0{,}916 \cdot 0{,}026}\right)}\right]$$

$$I_{ES} = 23{,}3 \cdot 10^{-15}\ A$$

A partir dos valores de "n" e "I_{ES}" e com o auxílio da Equação 1, pode-se traçar a curva característica de transferência do transistor BC337, mostrada na Figura 5.

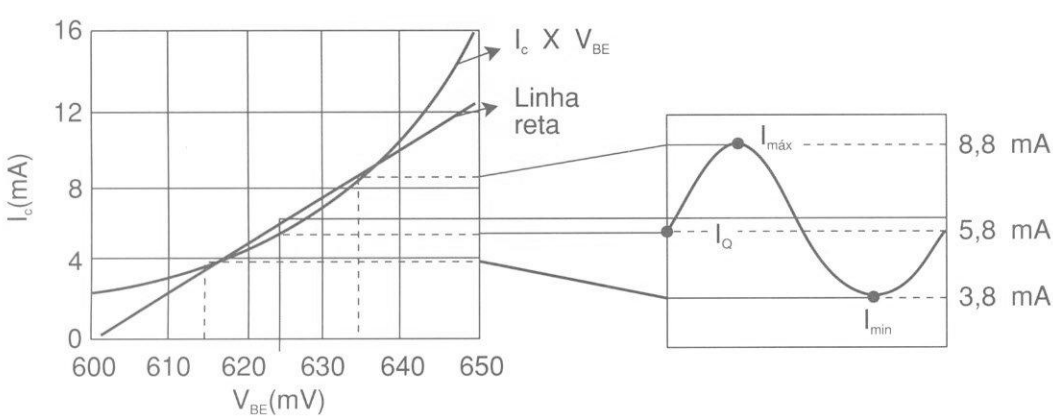


Figura 5 Curva característica de transferência do transistor BC337.

Observações:

1) A Equação 1 é extremamente sensível ao valor do expoente. Portanto, é necessária a utilização de pelo menos seis algarismos significativos durante os cálculos de "n" e "I_{ES}".

2) Os valores de I_C obtidos através da Equação 1 não são confiáveis para uma relação de correntes maior do que três vezes I_{C2} ou um terço de I_{C1}.

Distorção harmônica: quando é aplicada uma tensão alternada na entrada de um amplificador, sua corrente de coletor poderá ser aproximada pela seguinte expressão:

$$I_C = I_Q + I_1 \text{ sen } (2 \pi f_1 t) - I_2 \cos (2 \pi f_2 t) \qquad \text{Equação 4}$$

O valor de I_Q corresponde à corrente de coletor na ausência de sinal aplicado. As correntes I_1 e I_2 correspondem à freqüência fundamental e ao segundo harmônico, que podem ser determinadas graficamente pelas seguintes equações:

$$I_1 = (I_{máx} - I_{mín})/2 \qquad \text{Equação 5}$$

$$I_2 = (I_{máx} + I_{mín})/4 - I_Q/2 \qquad \text{Equação 6}$$

A porcentagem de distorção por segundo harmônico é dada pela relação entre a amplitude do harmônico e a amplitude da fundamental, multiplicada por 100%.

$$\text{DH } (2^\circ \text{ harm}) = I_2/I_1 \times 100\% \qquad \text{Equação 7}$$

Exercício 2:

Calcular a distorção por segundo harmônico do transistor BC337, sendo dados:

V_{BE} = 625 mV

I_Q = 5,8 mA; $I_{máx}$ = 8,8 mA e $I_{mín}$ = 3,8 mA

f_1 = 3 kHz e f_2 = 6 kHz

a) Calcula-se a amplitude da fundamental, f_1 (3 kHz):

$I_1 = (I_{máx} - I_{mín})/2$

$I_1 = (8,8 - 3,8)/2$

$I_1 = 2,5$ mA

b) Calcula-se a amplitude do segundo harmônico, f_2 (6 kHz):

$$I_2 = (I_{máx} + I_{mín})/4 - I_Q/2$$

$$I_2 = (8{,}8 + 3{,}8)/4 - 5{,}8/2$$

$$I_2 = 0{,}25 \text{ mA}$$

c) Calcula-se a porcentagem de distorção do segundo harmônico:

$$DH\ (2^\circ \text{ harm}) = I_2/I_1 \times 100\%$$

$$DH\ (2^\circ \text{ harm}) = 0{,}25/2{,}5 \times 100\%$$

$$DH\ (2^\circ \text{ harm}) = 10\%$$

Pode-se obter uma aproximação mais simples para a corrente de um amplificador, baseada numa equação do segundo grau, mostrada a seguir:

$$I_O = I_Q + e_i\, G_1 \text{ sen } (\omega t) - e_i^{\,2}\, G_2 \cos (2\,\omega t) \qquad \text{Equação 8}$$

Os coeficientes G_1 e G_2 representam as condutâncias de transferência dinâmicas, G_1 e G_2. O termo G_1 é conhecido por "g_m" e é responsável pela amplificação do dispositivo. O termo G_2 é responsável pela distorção por segundo harmônico. Observar como a intensidade do harmônico cresce com o quadrado da tensão do sinal aplicado. Os coeficientes G_1 e G_2 podem ser conhecidos a partir de:

$$G_1 = I_1/E_i \qquad \text{Equação 9}$$

$$G_2 = I_2/E_i^{\,2} \qquad \text{Equação 10}$$

$$E_i = (V_{BE2} - V_{BE1})/2 \qquad \text{Equação 11}$$

As equações anteriores permitem calcular facilmente a distorção por segundo harmônico, uma vez conhecidos os valores de G_1 e G_2, por intermédio da próxima equação:

$$DH\ (2^\circ \text{ harm}) = E_i\, G_2/G_1 \times 100\% \qquad \text{Equação 12}$$

Exercício 3: Calcular os coeficientes G_1 e G_2 e traçar um gráfico da distorção por segundo harmônico (I_2) e DH (2° harm) para um BJT, sendo dados:

$$I_1 = 2{,}5 \text{ mA}$$

$$I_2 = 0{,}25 \text{ mA}$$

$$V_{BE1} = 0{,}615 \text{ V}$$

$$V_{BE2} = 0{,}635 \text{ V}$$

a) Calcula-se a tensão de entrada:

$E_i = (V_{BE2} \quad V_{BE1})/2$

$E_i = (0{,}635 - 0{,}615)/2$

$E_i = 0{,}01$ V

b) Calculam-se os coeficientes G_1 e G_2:

$G_1 = I_1/E_i$

$G_1 = 2{,}5\ 10^{-3}/0{,}01$

$G_1 = 0{,}25$ S

$G_2 = I_2/E_i^2$

$G_2 = 250 \cdot 10^{-6}/0{,}01^2$

$G_2 = 2{,}5$ S/V

c) Através da Equação 10, calcula-se a amplitude do segundo harmônico para diversos valores de E_1:

$G_2 = I_2/E_i^{\ 2}$

$I_2 = E_i^2 \ G_2$

$I_2 = 0{,}0025^2 \cdot 2{,}5 = 15{,}6\ \mu A$ Equação 13

Repete-se o cálculo para os seguintes valores de E_1: 5 mV; 7,5 mV e 10 mV.

d) Obtém-se a equação para a distorção harmônica em função da amplitude do sinal aplicado e calcula-se um ponto para permitir o traçado do gráfico:

$DH\ (2^{o}harm) = E_i\ G_2/G_1 \times 100\%$

$DH\ (2^{o}harm) = E_i\ 2{,}5/0{,}25 \times 100\%$

$DH\ (2^{o}harm) = E_i \times 1000\%/V$

A partir dos valores obtidos, constrói-se o gráfico da Figura 6.

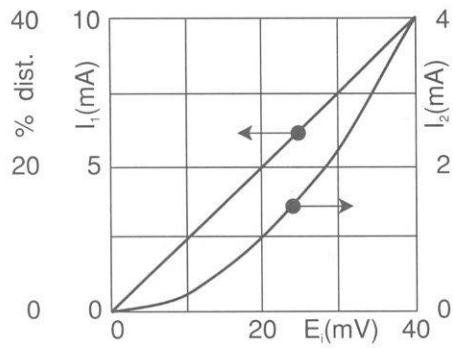


Figura 6 Gráfico da distorção e da porcentagem de distorção de um BJT BC337. Ponto de operação: $V_{BE} = 0{,}625$ V e $I_C = 5{,}8$ mA.

Observações:

a) É possível calcular-se a quantidade de distorção para qualquer outro harmônico, além do segundo, utilizando-se um processo semelhante ao que foi empregado para calcular-se a distorção pelo segundo harmônico. Contudo, como o nível de distorção harmônica costuma decrescer com o aumento do seu número de ordem, é suficiente, na prática, que a análise do problema da distorção seja restrita ao segundo harmônico.

b) A análise da curva característica de transferência do dispositivo amplificador é importante para a escolha do ponto de operação mais favorável, devendo-se evitar a polarização nas proximidades de regiões de curvatura pronunciada, sempre que a intenção seja a obtenção de uma distorção reduzida.

c) O mesmo procedimento gráfico aqui empregado pode ser aproveitado para a análise da distorção harmônica de outros dispositivos, como FETs, válvulas eletrônicas e transformadores com núcleo de ferro.

Distorção de intermodulação: é um outro tipo de distorção causada pela falta de linearidade do dispositivo amplificador. Ela aparece quando dois sinais são aplicados simultaneamente num dispositivo não totalmente linear, criando-se novos sinais de saída, não harmonicamente relacionados com os sinais de entrada. Estes novos sinais possuem freqüências iguais à soma e à diferença dos sinais aplicados. Embora a intermodulação seja um defeito nos amplificadores, ela é útil no processo da modulação, demodulação e conversão de freqüências.

Este assunto é visto em maiores detalhes no Capítulo "Transmissão em SSB".

Amplificadores não-lineares e lineares: apesar de todo dispositivo amplificador apresentar alguma falta de linearidade em sua curva característica de transferência, é possível classificar os amplificadores em não-lineares e lineares. Os amplificadores não-lineares são utilizados em aplicações de alto nível, principalmente nos transmissores de telegrafia ou de modulação em freqüência, ou seja, nas aplicações onde não exista a necessidade de se preservar, com precisão, as variações de amplitude do sinal amplificado. Os amplificadores não-lineares possuem as seguintes características:

a) operam em classe B ou C;

b) possuem rendimento elevado, acima de 50%, em média;

c) consomem menor quantidade de potência e geram menor quantidade de calor, o que torna mais fácil a sua dissipação;

d) fornecem mais potência que os amplificadores lineares, para o mesmo dispositivo amplificador;

e) distorcem de maneira acentuada a envoltória dos sinais por ele amplificado.

Esta última característica inviabiliza a utilização dos amplificadores não-lineares para amplificação de sinais modulados em amplitude. Contudo, os transmissores de AM com modulação em alto nível utilizam amplificadores não-lineares. Isto pode ser feito porque o circuito amplifica apenas um sinal de amplitude constante. Após a modulação, que só é feita depois de o nível de potência atingir o valor desejado, o sinal estará pronto para ser irradiado.

Os amplificadores lineares devem operar nas classes A, AB ou B (ver comentário a respeito do tópico "Classes de Operação"), sendo impossível a utilização da classe C. São indicados para aplicações de baixo ou alto nível, onde seja fundamental a reprodução fiel do sinal, como nos amplificadores de áudio, vídeo e na amplificação de sinais modulados em amplitude. Os amplificadores lineares são utilizados nos transmissores de SSB e de AM, com modulação em baixo nível. Quanto às demais características dos amplificadores lineares, elas são opostas às apresentadas para os amplificadores não-lineares, ou seja:

a) apresentam baixo rendimento, em média, abaixo de 50%;

b) consomem maior quantidade de potência e geram maior quantidade de calor, necessitando, portanto, de maiores cuidados quanto a sua dissipação;

c) fornecem menos potência de saída que os amplificadores não-lineares, para o mesmo dispositivo amplificador.

Os amplificadores lineares de alto nível são analisados no Capítulo "Transmissão em SSB". Ali, também, são abordados os aspectos relacionados com a largura de faixa dos amplificadores, que podem ser de faixa estreita ou larga.

Amplificadores de Potência de RF

Transmissores de rádio necessitam gerar sinais de radiofreqüência com a potência necessária para a criação de uma onda eletromagnética de intensidade suficiente para superar o ruído elétrico do receptor e as interferências causadas por outros sinais. Para conseguir esse objetivo, os transmissores devem dispor de amplificadores de potência adequados ao tipo de modulação a que se destinam.

A Figura 7 mostra o diagrama completo de um amplificador de potência de RF. Este tipo de circuito é muito utilizado nos transmissores de AM e FM.

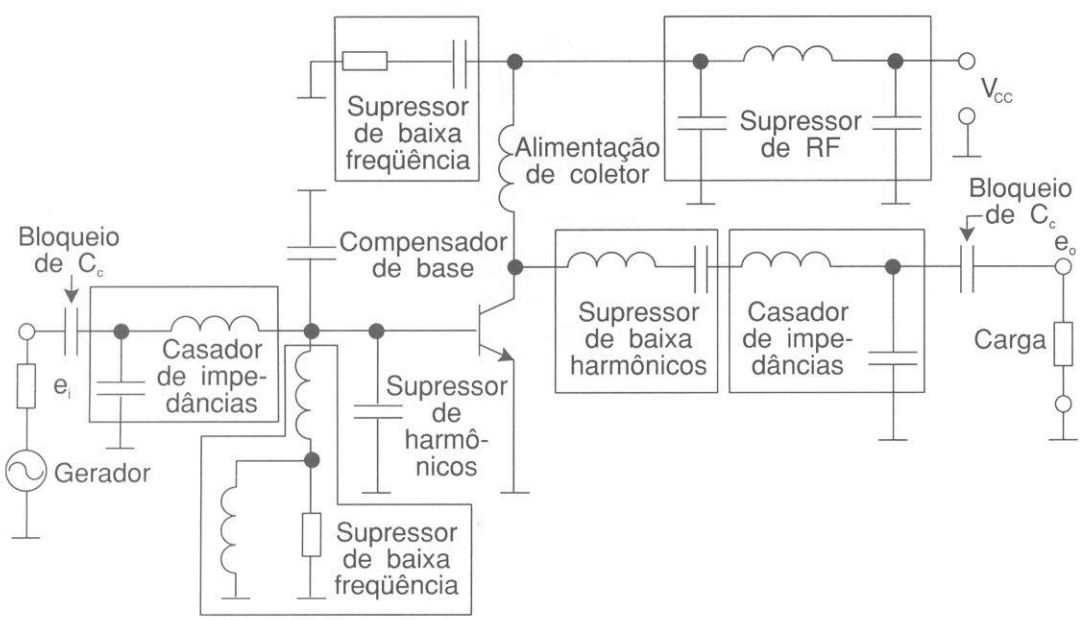


Figura 7 Amplificador de potência de RF em emissor-comum.

Suas características são as seguintes:

- polarização em classe B;
- configuração em emissor-comum;
- operação não-linear;
- alta eficiência, dependendo das características do transistor;
- largura de faixa dependente das redes casadoras de impedâncias.

Como se pode observar pela análise da Figura 7, um amplificador de potência de RF é composto por diversos circuitos:

a) *Casadores de impedâncias:* possuem a finalidade de casar a impedância de um gerador de RF com a base do transistor amplificador ou, no caso de saída, casar a impedância do coletor do transistor com a carga. Isto acontece porque as impedâncias de base e de coletor são quase sempre menores que 50 ohms, que é o valor de impedância padronizada para as linhas de transmissão normalmente empregadas para a transferência de sinais de RF entre os estágios de um equipamento de rádio ou entre um equipamento de rádio e uma antena. (Para detalhes de projeto, ver o Capítulo "Casadores de Impedâncias".)

b) *Compensador de base:* é utilizado para cancelar a parte reativa da impedância de entrada do transistor amplificador, que é capacitiva nas freqüências inferiores a 100 MHz, e indutiva acima desta freqüência (o valor exato desta freqüência depende do transistor utilizado). Nas freqüências em que o transistor exibe uma reatância de entrada capacitiva, utiliza-se uma indutância em paralelo com a base. Caso contrário, quando a reatância de entrada for indutiva, utiliza-se uma capacitância em paralelo com a base para fazer a compensação. Em ambos os casos, o valor do componente utilizado na compensação deverá ser adequado para o cancelamento completo da parte imaginária (reativa da impedância). (Para detalhes do projeto, ver "Casamento de Impedâncias com Cargas Reativas" no Capítulo "Casadores de Impedâncias".)

c) *Supressor de harmônicos de base:* utilizado em freqüências superiores a 50 MHz, aproximadamente, cria um caminho para a massa de baixa impedância para os harmônicos gerados pela falta de linearidade da junção base-emissor. Em freqüências inferiores a um terço da freqüência na qual a reatância de base se torna indutiva (abaixo de 40 MHz), a capacitância de difusão da base é suficiente para permitir a condução dos harmônicos. Neste caso, pode-se dispensar o uso dos supressores de har-

mônicos, que são capacitores conectados em paralelo com os terminais de base e emissor do transistor.

d) *Supressor de baixa freqüência:* tem a finalidade de reduzir a amplificação em baixa freqüência, impedindo a ocorrência de oscilações parasitas causadas pelo aumento do ganho de potência do transistor. Para tornar mais eficiente a ação do supressor de baixa freqüência, é introduzido amortecimento pela inclusão de uma resistência no circuito.

e) *Supressor de harmônicos de coletor:* tem a finalidade de impedir a circulação de correntes harmônicas geradas pela operação não-linear. Este procedimento visa o aumento da eficiência do amplificador, uma vez que pelo supressor, que nada mais é que um filho LC-série, circula apenas a corrente correspondente ao sinal fundamental.

f) *Choque de coletor:* é utilizado para alimentar com corrente contínua o coletor do transistor amplificador, ao mesmo tempo que restringe a circulação da corrente de RF. Sua reatância deve ser a mais baixa possível, a fim de evitar o aumento do ganho em baixa freqüência. Por isso, seu valor deve estar compreendido entre 3 e 7 vezes o valor da parte real da impedância de carga de coletor (equivalente paralelo). Às vezes, o choque de coletor é projetado para ressonar, junto com a capacitância de saída de coletor, na freqüência do sinal transmitido.

g) *Supressor de RF da linha de alimentação:* é utilizado para complementar o trabalho do choque de coletor e eliminar a corrente da RF da linha de alimentação. E, normalmente, um filtro passa-baixa CLC, também conhecido como circuito PI.

Questionário

1) O que são amplificadores?

2) Quais as aplicações dos amplificadores nos equipamentos de rádio?

3) Quais as classificações possíveis para os amplificadores?

4) Quais são as classes de operação possíveis para os amplificadores?

5) Localize, na curva característica de transferência de um transistor, o ponto de operação para cada uma das classes de operação.

6) Cite as características e aplicações para cada uma das classes de operação de um amplificador.

7) Quais as configurações existentes para os transistores amplificadores?

8) Cite as principais características e aplicações para cada uma das seis configurações existentes.

9) Quais as causas da distorção nos amplificadores?

10) Descreva o funcionamento e as características dos amplificadores cascodes.

11) Descreva o funcionamento e as características dos amplificadores diferenciais.

12) Quais as características e aplicações dos amplificadores com FETs?

13) O que são amplificadores de baixo nível?

14) Nos amplificadores considerados de baixo nível, quais os níveis máximos de sinal de podem ser aplicados na junção base-emissor de BJTs e porta-fonte de FETs e qual é o limite aceitável de distorção?

15) O que são amplificadores de alto nível?

16) Quais as características e aplicações dos amplificadores não-lineares e lineares?

17) Por que os amplificadores não-lineares podem ser utilizados nos transmissores de AM com modulação em alto nível?

18) Quais as características e aplicações dos amplificadores de potência de RF?

19) Quais são os circuitos que compõem um amplificador de potência de RF?

Problemas Propostos

1) Determinar os valores de "n" e "I_{ES}" para o transistor BC548, sendo dados:

$V_{BE1} = 0{,}65$ V; $I_C = 1$ mA; $h_{FE} = 230$

$V_{BE2} = 0{,}70$ V; $I_C = 4$ mA; $h_{FE} = 310$

Transmissores de AM

A modulação em amplitude é, sem dúvida, o meio mais utilizado para a transmissão de informações à distância. A radiodifusão em ondas médias e curtas e a televisão são exemplos bastante significativos da importância deste tipo de modulação. Ela é empregada na radiocomunicação entre aeronaves e torres de controle de vôo e nos serviços de rádio-táxi e faixa-do-cidadão, sem falar nos equipamentos utilizados pelos radioamadores e nos aparelhos de radiocontrole.

Diagramas Básicos de Transmissores de AM

Será iniciado o estudo dos transmissores modulados em amplitude, pela análise de alguns circuitos básicos, suas deficiências de funcionamento e os meios para saná-las.

As Figuras 1a e 1b mostram dois circuitos muito simples. São basicamente, osciladores de radiofreqüência modulados em amplitude, sendo utilizados cristais para obtenção de uma maior estabilidade de freqüência. O dispositivo oscilador pode ser um transistor bipolar de junção, um FET ou uma válvula eletrônica.

O circuito da Figura 1a emprega o método da modulação síncrona, já discutido no Capítulo 3. A potência de saída é proporcional ao quadrado da tensão de alimentação, que, por sua vez, consiste da soma de uma tensão contínua, E, com a tensão do sinal modulador, $e_m(t)$.

O circuito da Figura 1b utiliza o método da absorção para conseguir a modulação em amplitude. Um microfone de carvão é acoplado através do transformador de RF ao circuito de antena. Falando-se ao microfone, provocam-se variações em sua resistência, ocasionando uma maior ou menor absorção de potência do sinal de RF. Assim, a potência entregue à antena será a diferença entre a potência produzida pelo oscilador de RF e a absorvida pelo microfone.

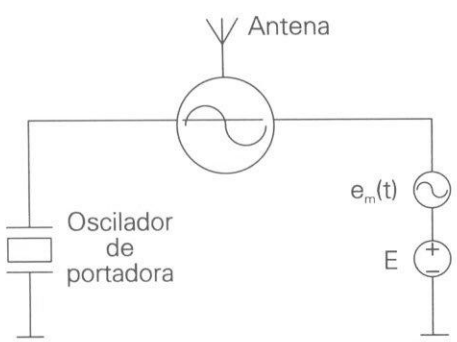


Figura 1a Oscilador modulado em amplitude.

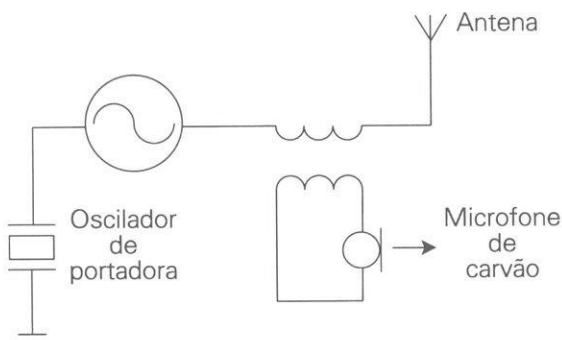


Figura 1b Modulação por absorção.

Embora os circuitos da Figura 1 funcionem, os mesmos apresentam vários inconvenientes:

a) a conexão de uma antena diretamente ao oscilador prejudica a estabilidade de freqüência. Isso ocorre porque a freqüência de um oscilador depende de sua impedância de carga que, no caso, é a antena. Como a impedância de uma antena depende da posição de seus elementos em relação ao ambiente que a cerca, variações súbitas e imprevisíveis de impedância poderão ocorrer em caso de vento – ou em operação móvel;

b) a modulação em amplitude, sendo efetuada diretamente sobre o oscilador, gera uma modulação em freqüência indesejada. Isso ocorre porque as variações de tensão aplicados ao oscilador, como no circuito da Figura 1a, provocam alterações nas capacitâncias intereletródicas do dispositivos oscilador, que, por sua vez, fazem variar a freqüência do oscilador. No circuito da Figura 1b, as variações da resistência da cápsula microfônica causam, também, alguma modulação em freqüência, uma vez que o microfone faz parte da carga do oscilador;

c) a potência de saída é limitada pelo ganho de potência do dispositivo oscilador e pela máxima potência permitida sobre o cristal. Isso limita a potência de saída a cerca de 50 W, na melhor das hipóteses, se for utilizada uma válvula osciladora de potência e um cristal robusto como, por exemplo, o tipo T2. Com transistores, a potência gerada não excederá, provavelmente, uns 5 W, devido ao menor ganho de potência desses elementos;

d) o funcionamento do oscilador em alta potência aquece excessivamente seus componentes, alterando-lhes as dimensões e, em conseqüência, provocando mudança na freqüência gerada. Esse fenômeno é conhecido como deriva térmica.

Fica evidente pelo exposto que os circuitos examinados não conseguem atender de maneira adequada a dois importantes requisitos dos transmissores de rádio, que são:

a) estabilidade de freqüência;

b) potência de saída adequada.

Serão analisadas aqui as medidas necessárias para a construção de um transmissor de AM com a estabilidade de freqüência e potência necessárias.

Obtenção da Estabilidade de Freqüência

Para a obtenção da estabilidade de freqüência exigida pelas normas técnicas das telecomunicações, que é da ordem 15 Hz por MHz, é necessária a adoção das seguintes medidas:

a) a modulação deve ser efetuada num estágio posterior ao oscilador, para evitar a modulação em freqüência;

b) o circuito oscilador deve trabalhar em regime reduzido de potência, para evitar o aquecimento excessivo e diminuir a deriva térmica;

c) um estágio separador deve ser incluído entre o oscilador e o amplificador modulado. Isso acontece porque durante o processo de modulação em alto nível ocorrem variações consideráveis na impedância de entrada do amplificador modulado. (Um separador é um amplificador de baixo nível com realimentação interna nula ou bastante reduzida. Isso evita que variações na impedância de carga afetem a impedância de entrada);

d) a utilização de estágios multiplicadores de freqüência também contribui para a melhoria da estabilidade da freqüência do oscilador de portadora. Isso acontece

por dois motivos. O primeiro é porque a estabilidade de um oscilador de RF aumenta quando a freqüência de oscilação é pequena em relação à freqüência de transição do dispositivo oscilador. Por isso, um ou mais estágios multiplicadores de freqüência podem ser utilizados com o objetivo de permitir uma freqüência de funcionamento relativamente baixa no oscilador de portadora, mesmo em transmissores que operem na faixa de VHF. O segundo motivo para o uso de multiplicadores de freqüência é porque o sinal indesejado proveniente dos últimos estágios está fora da freqüência de operação dos primeiros estágios, evitando com isso a possibilidade de realimentação. O multiplicador de freqüência deve operar em baixo nível, uma vez que seu rendimento é menor do que o de um amplificador comum. Dessa maneira, sua localização correta é logo após o estágio separador. Para que o sinal de saída do multiplicador seja o mais puro possível, é necessário usar em sua saída um filtro passa-faixa bastante seletivo, eliminando a freqüência fundamental e os harmônicos indesejados.

A Figura 2 mostra a localização correta dos estágios separador e multiplicador, num transmissor de rádio.

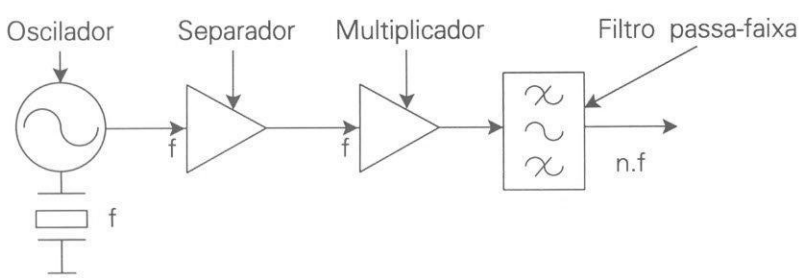


Figura 2 Localização dos estágios separador e multiplicador.

Obtenção de Potência de Saída Adequada

A potência de saída de um transmissor é função de alcance desejado e das normas e portarias que regulamentam as comunicações em determinado país. Tecnicamente falando, a potência de saída necessária é conseguida pelo uso de amplificadores de potência de RF.

Transmissores de AM de potência superior a 1 W utilizam vários estágios amplificadores para a obtenção da potência desejada. Normalmente, o ganho de um estágio amplificador de potência de RF está compreendido entre 3 e 100 vezes, ou seja,

entre 4,8 e 20 dB. O ganho de cada estágio é função de sua potência de saída. Amplificadores transistorizados de potência elevada (acima de 30 W) geralmente fornecem um ganho de potência inferior a 5 (7 dB). Em conseqüência, um transmissor de AM de 50 W, por exemplo, utiliza pelo menos 3 ou 4 estágios amplificadores após o oscilador (Figura 3). Analisando-se os valores apresentados na Figura 3, percebe-se como o ganho de potência, G_p, diminui com o aumento da potência de saída. Por isso, a obtenção de potência muito superiores a 50 W exige, quase sempre, o uso de amplificadores compostos (amplificadores que utilizam mais de 1 transistor por estágio), com transistores associados em paralelo, em contrafase ou em ponte. Também torna-se interessante, para potências de saída superiores a 100 ou 200 W, o uso de válvulas amplificadoras, uma vez que proporcionam um ganho de potência bastante superior aos dos atuais transistores de potência de RF. Uma válvula de transmissão típica necessita de cerca de 5 W de excitação em sua entrada, para fornecer 200 W de saída, o que corresponde a um ganho de potência de 40 vezes ou 16 dB.

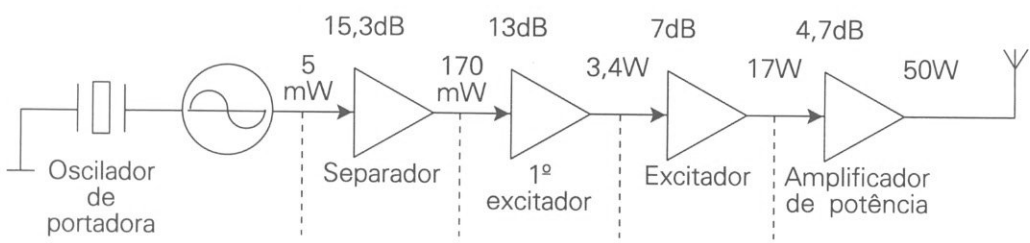


Figura 3 Distribuição típica de ganho de um transmissor transistorizado.

Os transmissores de AM podem ser construídos segundo duas técnicas distintas:

a) Modulação em Baixo Nível;

b) Modulação em Alto Nível.

Transmissores com Modulação em Baixo Nível

Nesse tipo de transmissor, a modulação do sinal é efetuada, como o próprio nome indica, nos estágios de baixa potência, antes do último estágio amplificador de RF. Isso implica em que os estágios amplificadores após o modulador deverão operar linearmente. A operação linear obriga um projeto mais cuidadoso dos amplificadores de potência, tanto

no que se refere à polarização dos transistores, quanto na dissipação de calor, já que os amplificadores trabalham com menor rendimento.

O transmissor que emprega modulação em baixo nível, por outro lado, tem a vantagem de tornar possível a utilização de diversos tipos de modulação, como, por exemplo, AM, DSB, SSB, FM e RTTY (radioteletipo). Isso ocorre porque o mesmo amplificador de potência pode ser utilizado na amplificação de todos os sinais.

A Figura 4 mostra o diagrama simplificado de um transmissor de AM deste tipo. A potência necessária para efetuar-se a modulação é pequena, tornando-se mais fácil obtê-la. Os estágios amplificadores após o modulador de AM fazem parte do amplificador linear.

Os dispositivos amplificadores devem ser polarizados em classe A, B ou AB. A operação em classe C não é permitida por gerar muita distorção por intermodulação, principalmente por produtos de terceira ordem.

O estudo mais detalhado desse tipo de equipamento será realizado quando do estudo dos transmissores de SSB.

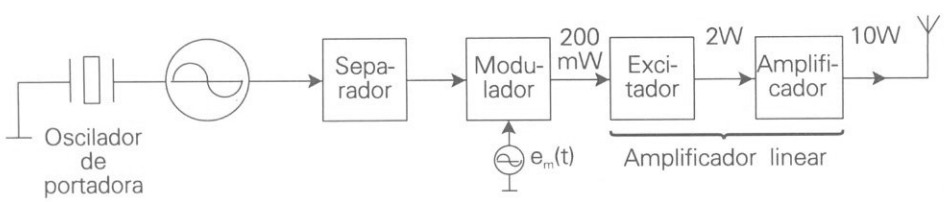


Figura 4 Transmissor de AM com modulação em baixo nível.

Transmissor com Modulação em Alto Nível

Nesse tipo de transmissor a modulação ocorre somente no último estágio amplificador de potência de RF, ou seja, quando a potência já é suficiente para ser entregue à antena transmissora, tornando desnecessária a amplificação posterior do sinal modulado. Isso significa que os estágios amplificadores de potência de RF amplificam apenas a portadora. Por isso, os amplificadores utilizados são mais econômicos, pois não são necessários cuidados com relação à linearidade dos mesmos. Em contrapartida, a potência necessária para efetuar-se a modulação deve ser, pelo menos, igual à metade da potência de alimentação do amplificador de potência de RF modulado. Assim, um estágio cuja potência de saída seja de 50 W e trabalhe com um rendimento de 70%, necessitará de

aproximadamente 36 W de potência, proveniente do sinal modulante, conforme explicado no Capítulo 3.

O transmissor que emprega modulação em alto nível é mais eficiente no que diz respeito à utilização dos dispositivos amplificadores de RF e ao consumo de energia. Por isso, ele é, normalmente, o circuito mais utilizado.

A Figura 5 mostra o diagrama em blocos de um transmissor de AM com modulação em alto nível. Os níveis de potência indicados são típicos e correspondem a um rendimento de 67% do amplificador de potência de RF, de 94% do transformador de modulação e de 50% do amplificador de AF.

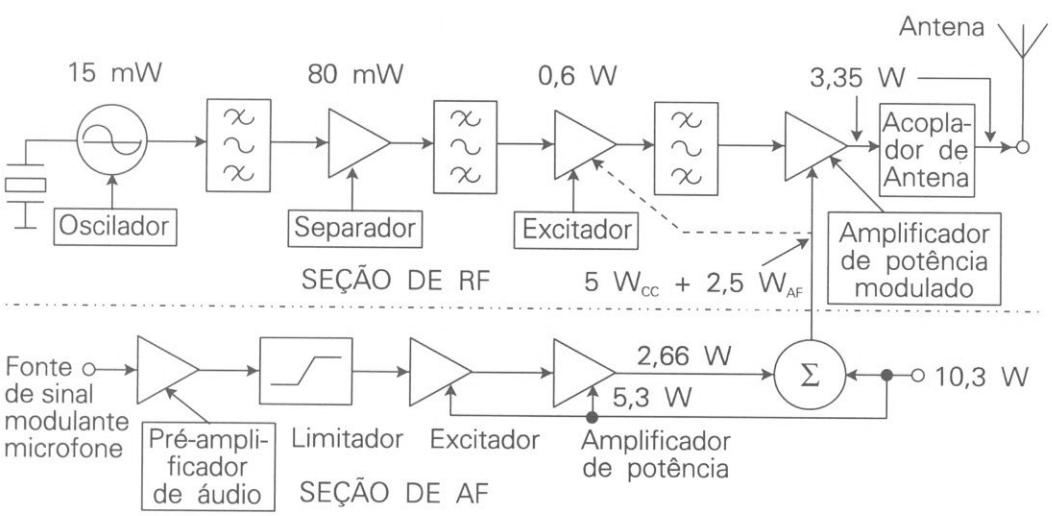


Figura 5 Diagrama em blocos de um transmissor de AM para a faixa de 11 metros.

Agora, será feita uma análise detalhada do funcionamento de um transmissor de AM de alto nível, transistorizado, utilizado para radiocomunicação na faixa de 11 metros. O circuito analisado é típico para esta aplicação. Seu diagrama esquemático é visto na Figura 6.

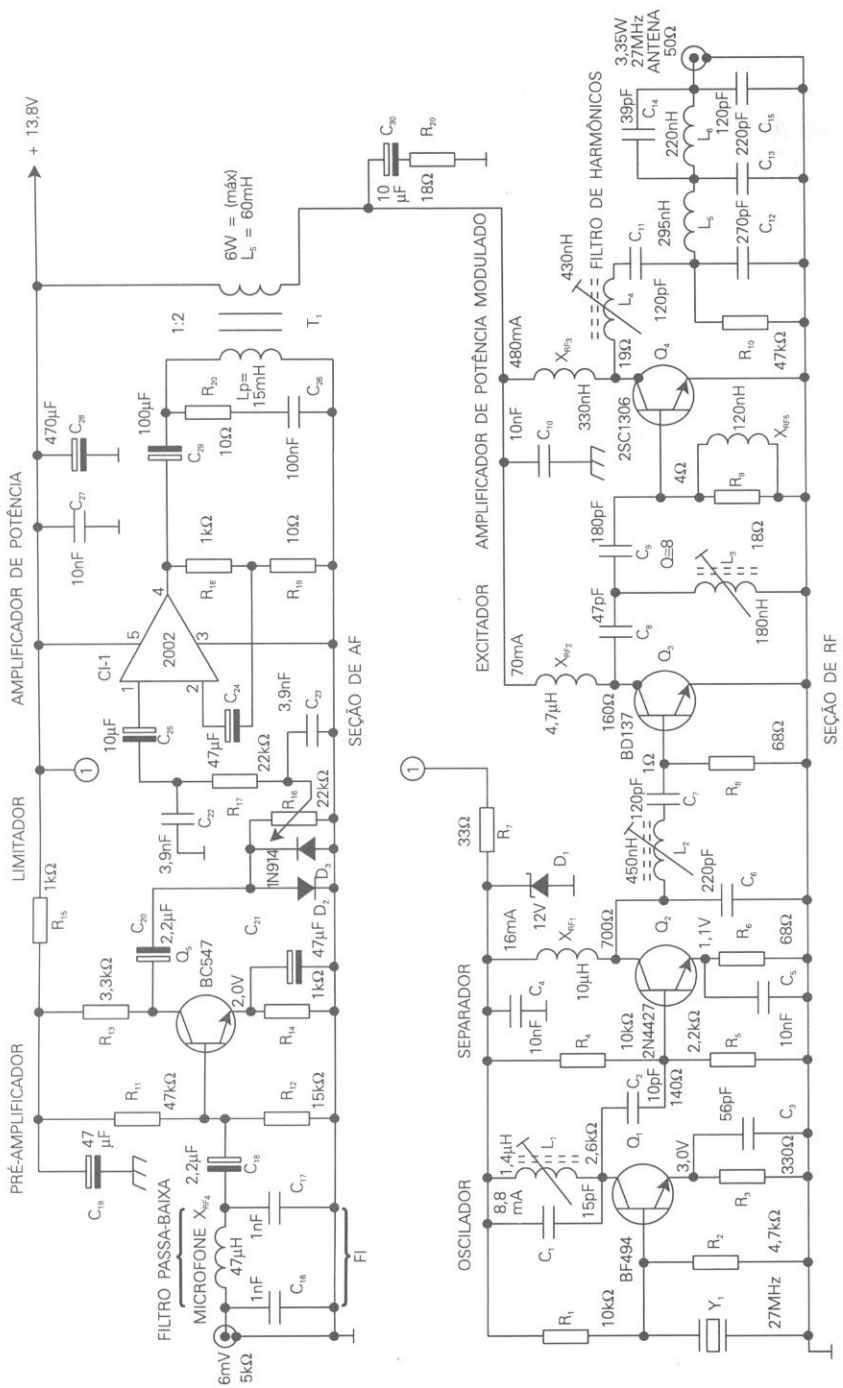


Figura 6 Diagrama completo de um transmissor AM para a freqüência de 27 MHz.

Descrição de Funcionamento do Transmissor

Na entrada de microfone existe um filtro passa-baixa destinado a bloquear o sinal de RF captado pelo microfone. É constituído pelos capacitores C_{16} e C_{17} e pelo choque de RF X_{RF4}. Após o filtro, tem-se o estágio de áudio Q_5, que opera em classe A, em emissor comum. A saída de Q_5 está ligado a um circuito ceifador ou limitador de áudio. Sua finalidade é eliminar ou reduzir os picos do sinal de áudio provenientes do microfone.

O ceifador funciona baseado no fato de os diodos de silício não conduzirem enquanto a tensão aplicada não superar a barreira de potencial da junção, tipicamente de 0,6 V. Como os diodos, D_2 e D_3, estão conectados em antiparalelo com o percurso de sinal, este será limitado ao pico de 0,6 V. Isso significa que as tensões de áudio superiores a esse valor farão o diodo conduzir, ceifando-lhes os picos (Figura 7).

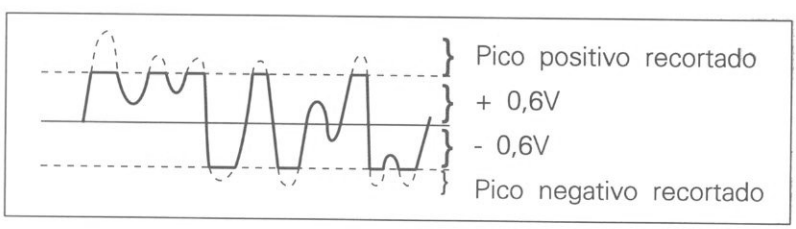


Figura 7 Ação de ceifamento executada pelos diodos D_1 e D_2.

Na saída obtém-se o sinal ceifado, ou seja, sem os picos de tensão. A vantagem desse procedimento é melhorar o nível médio de modulação, proporcionando maior inteligibilidade do sinal, para a mesma potência irradiada.

Após o ceifador, segue-se o controle de nível de modulação, R_{16}. Esse potenciômetro dosa a quantidade de sinal de áudio que vai modular o transmissor. Os harmônicos gerados pelo ceifamento são eliminados pelo filtro passa-baixa formado pelo resistor R_{17} e pelos capacitores C_{22} e C_{23}. Outra finalidade desse filtro é limitar a resposta em freqüência do modulador para a faixa de freqüência da voz. Em seguida, o sinal é amplificado por CI-1 e aplicado, através do transformador de modulação T_1, aos estágios excitador e amplificador de potência de RF, onde ocorre o processo de modulação.

O sinal modulante é aplicado simultaneamente aos estágios excitador e amplificador de potência de RF para que seja conseguida uma profundidade de modulação próxima a 100%, tanto no semiciclo negativo quanto no semiciclo positivo de modulação. Isso é necessário em função de dois problemas:

a) Durante o pico negativo de modulação, os transistores permitem a passagem do sinal da base para o coletor, exatamente como um diodo diretamente polarizado. Isso acontece quando a tensão instantânea que alimenta o amplificador modulado aproximada-se do zero e a tensão de excitação de base é máxima. Para contornar o problema, é necessário que a excitação do amplificador de potência seja reduzida sempre que a tensão de alimentação aproximar-se de zero.

b) Durante o pico positivo de modulação, a potência instantânea fornecida pelo amplificador de potência de RF pode chegar a quatro vezes a potência da portadora. Isso implica em que a potência de excitação deverá ser igualmente aumentada.

A solução para ambos os problemas é conseguida pela modulação do estágio excitador. Durante o pico negativo de modulação, o sinal entregue por Q_3 é insuficiente para fazer conduzir a junção base-coletor de Q_4 e, durante o semiciclo positivo de modulação, aumenta a excitação fornecida por Q_3.

1 – Oscilador de Portadora

É utilizado um oscilador a cristal para maior estabilidade de freqüência. Neste circuito, o cristal tanto poderá ser cortado para um submúltiplo da freqüência de transmissão, quanto poderá ser o 3º sobretom (3º "overtone"), já que existem dois elos de realimentação positiva:

1) O primeiro deles é formado pela capacitância base-emissor de Q_1. A colocação do capacitor C_3, entre o emissor e a massa, completa o circuito, juntamente com o cristal, que atua como indutor. Dessa maneira, o oscilador operará exatamente como um circuito Colpitts em coletor-comum. Se o cristal utilizado operar numa freqüência igual a um submúltiplo da freqüência de transmissão, o elo de realimentação base-emissor será o responsável pela oscilação do circuito. O circuito tanque L_1/C_1 deverá estar, então, sintonizado no harmônico da freqüência da oscilação. Assim, por exemplo, para uma freqüência de transmissão de 27 MHz, o cristal a ser utilizado deverá ter uma freqüência de oscilação de 9 MHz.

2) O segundo elo é formado pela capacitância coletor-base de Q_1. O circuito ressonante L_1/C_1 é ajustado de forma a ficar ligeiramente indutivo. Juntamente com o cristal, que atua como indutor, forma-se o equivalente a um oscilador Hartley em emissor-comum. Quando se utilizam cristais de 3º sobretom, a realimentação entre coletor e base torna-se a responsável pelo funcionamento do oscilador.

Para o início das oscilações, é necessária uma polarização direta da junção base-emissor, proporcionada por R_1 e R_2. Os valores desses resistores variam entre 1 kΩ e 100 kΩ. Os valores mais elevados, como, por exemplo, 100 kΩ para R_1 e 47 kΩ para R_2, são usados para a obtenção de uma grande quantidade de harmônicos na saída do circuito, uma vez que o ângulo de condução do transistor fica reduzido. Isso é útil quando o estágio funciona como oscilador/multiplicador. A explicação para isso é a seguinte: tanto a corrente quanto a tensão de emissor aumentam, reduzindo a polarização direta de base. O aumento da corrente de emissor faz aumentar, também, a corrente de base. Como o divisor de tensão tem uma resistência equivalente elevada, isso irá reduzir ainda mais a polarização direta de base, gerando mais harmônicos, devido à redução do ângulo de condução do transistor.

Com cristais de sobretom, são utilizados valores menores para R_1 e R_2, como os indicados no diagrama, justamente para aumentar o ângulo de condução do transistor e reduzir a produção de harmônicos.

2 – Separador

Este estágio tem a finalidade de separar o oscilador do excitador. Proporciona algum ganho de potência (5 vezes, aproximadamente). O casamento de impedâncias entre o oscilador e o separador é proporcionado por C_2. Q_2 é polarizado por R_4 e R_5 para operação em classe A. C_2 é escolhido de forma a conseguir apenas a excitação suficiente, com o objetivo de melhorar as características de isolamento do estágio, evitando a saturação do transistor, o que aumentaria a realimentação da saída para entrada. Entre o coletor de Q_2 e a base de Q_3 existe uma rede casadora de impedâncias em L. C_7 serve também de bloqueio da tensão contínua de coletor de Q_2.

3 – Excitador

O sinal de portadora proveniente do separador é aplicado à base de Q_3, que opera em classe B. A base é polarizada pelo próprio sinal, havendo circulação de corrente apenas no semiciclo positivo do sinal de entrada. A corrente contínua resultante, ao circular pelo resistor de base, gera uma tensão negativa. O coletor de Q_3 é alimentado por um choque de RF, cuja função é impedir que o sinal amplificando seja desviado para a massa através de C_{10}. O circuito, formado por C_8 e L_3 e C_9, atua como casador de impedâncias em T, sendo a impedância de entrada de Q_4 menor que a saída de Q_3. O fator de qualidade da rede casadora de impedâncias fica em torno de 8 ($Q_L = 8$), sendo determinado pelo valor de C_9, juntamente com a impedância de base de Q_4. R_8 tem seu valor determinado tanto pela necessidade de polarização de base, quanto pelo critério de estabilidade adotado,

podendo variar de algumas dezenas de ohms, até quase 1000 ohms. Um choque de RF pode ser usado no lugar de R_8 para aumentar o ganho de potência do estágio, com ligeiro prejuízo para sua estabilidade de funcionamento.

4 – Amplificador de Potência Modulado

Opera em classe B. Na saída do estágio amplificador encontra-se o filtro de harmônico de 1/2 onda, formado por C_{12}, L_5, C_{13}, L_6 e C_{15}. O capacitor C_{14}, conectado em paralelo com L_6, ressona em 54 MHz, ou seja, no 2º harmônico da freqüência de transmissão. Isso faz com que C_{14} e L_6 atuem como armadilha de harmônico, criando uma atenuação suplementar nas freqüências de atuação (Figura 8).

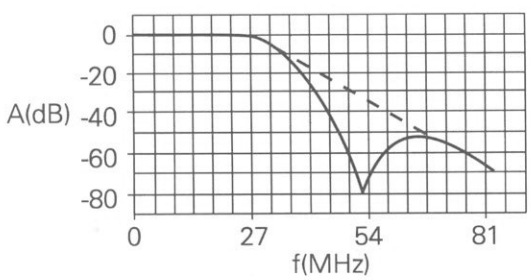


Figura 8 Curva de resposta do filtro de harmônico, incluindo a ação da armadilha do 2º harmônico.

O casador de impedâncias entre o coletor de Q_4 e o filtro de harmônicos é do tipo "L". Um detalhe que merece ser abordado refere-se à existência de um filtro passa-faixa LC-série, oculto no casador em "L" usado neste transmissor. De fato, para que o transistor opere eficientemente, a carga de coletor deve oferecer elevada impedância para as freqüências harmônicas da portadora. Esses harmônicos são provenientes da deformação causada pela operação classe B. Embora a rede "L" ofereça alguma oposição a esses harmônicos, ela não é suficiente e deve ser aumentada pela inclusão de um filtro LC série, colocado no percurso do sinal (Figura 9). O mesmo artifício é utilizado no acoplamento entre Q_2 e Q_3.

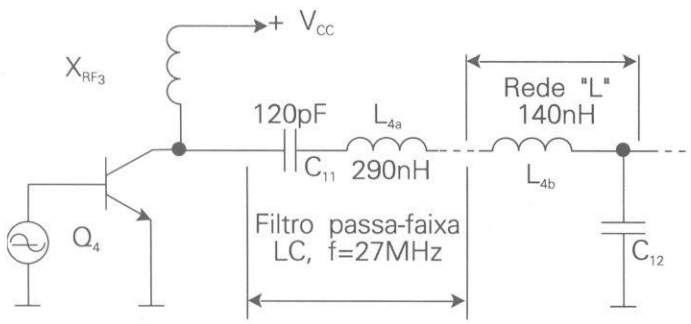


Figura 9a Circuito equivalente de saída de Q_4.

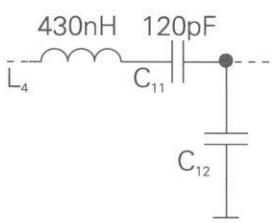


Figura 9b Circuito real.

Detalhes de Projeto

O projeto deste circuito foi efetuado a partir da seleção dos componentes principais, ou seja, dos transistores e do circuito integrado amplificador de potência de áudio.

Os casadores de impedâncias foram calculados a partir das equações e exemplos dados no Capítulo "Casadores de Impedâncias" (ver os Exercícios 15, 16 e 18), para os valores de impedância assinalados junto às bases e aos coletores, nos diversos estágios do circuito da Figura 6. Deve-se consultar também o Apêndice "Projeto de um Amplificador de Potência Classe C", onde é projetado um amplificador semelhante aos utilizados neste circuito. Ver, também, os problemas propostos, no final deste capítulo.

O projeto dos filtros passa-baixa, tanto o de áudio quanto o de RF, foi executado de acordo com as equações fornecidas no Capítulo "Filtros" (ver o Projeto Nº 4 e Nº 5). A polarização dos transistores Q_1, Q_2 e Q_5 foi efetuada a partir das equações fornecidas no Apêndice "Polarização de Dispositivos Semicondutores" (ver o Projeto Nº 3).

PRÁTICA

A montagem do transmissor da Figura 6 poderá ser feita para fins de análise, sendo proibida a sua utilização, a não ser por radioamadores habilitados e nas faixas de freqüência permitidas. Os transistores Q_3 e Q_4, assim como o circuito integrado 2002, precisam ser montados em dissipadores de calor de alumínio, sendo que os transistores necessitam de lâminas de mica, ou outro material, para isolá-los do dissipador.

Os indutores poderão ser calculados com o auxílio da Equação 21 e Equação 33 do Capítulo "Osciladores". Os indutores ajustáveis deverão utilizar formas de plástico com diâmetro externo entre 5 e 7 mm, por 15 a 22 mm de comprimento, com núcleo de

pó de ferro roscado com furo de ajuste hexagonal, com permeabilidade relativa de aproximadamente 11. Estes materiais são fabricados pela Sontag e pela Transmóbil, ambas de São Paulo. Os indutores L_1 e L_2 deverão ser enrolados com fio esmaltado de diâmetro entre 0,29 e 0,54 mm. Os demais, com fio esmaltado de diâmetro entre 0,8 e 1,1 mm. Os choques de RF X_{RF1}, X_{RF2} e X_{RF4} são fabricados pela Sontag. Os demais são construídos com fio esmaltado de diâmetro entre 0,29 e 0,42 mm.

A montagem do transmissor, em circuito impresso, deverá ser feita com trilhas curtas e largas. Todos os componentes deverão ser medidos com o auxílio de uma ponte RLC para radiofreqüência. Todos os capacitores utilizados nos filtros e casadores de impedâncias deverão ser de mica prateada, de cerâmica de baixa permissividade ou poliestireno (Styroflex). Os capacitores de desacoplamento da seção de RF deverão ser de disco.

Para o ajuste inicial do transmissor, deverá ser utilizada uma carga não-irradiante de 50 ohms conectada na saída do circuito. O transmissor não deverá ser ligado sem carga, sobre pena de danificar-se. A tensão de alimentação deverá possuir limitação de corrente, que deverá ser ajustada inicialmente em 200 mA.

Alimentado o circuito, deve-se ajustar o núcleo de L_1, até obter-se oscilação, indicada pelo wattímetro. Em seguida, devem-se ajustar os indutores L_2, L_3 e L_4 para o máximo de indicação no wattímetro. Neste ponto, pode-se aumentar o limite da corrente fornecido pela fonte para 750 mA. A potência de saída deverá atingir pelo menos 4 W, para uma corrente total de 700 mA.

Aplicando-se um gerador de 1 kHz, na entrada de modulação, é possível determinar-se o índice e a linearidade da modulação, como explicado no Capítulo "Modulação em Amplitude", sobre o título "Medição do Índice de Modulação". A freqüência exata da portadora, medida com um freqüencímetro, poderá ser ajustada pela inclusão de um indutor ou capacitor em série com o cristal oscilador. O indutor deverá ser utilizado se a freqüência estiver acima da nominal. O capacitor, se a freqüência estiver abaixo.

Observação: *Caso não se disponha de uma fonte com limitador de corrente, deve-se utilizar, inicialmente, um resistor de 4,7 ohms em série com o terminal de alimentação do transmissor. Para o ajuste final, o resistor poderá ser substituído por um outro de 1 ohm, ou, então, eliminado.*

Pode-se utilizar um osciloscópio com ponta de baixa capacitância, para seguir o sinal através dos circuitos do transmissor, caso o mesmo não funcione de maneira correta, desde a primeira vez. Deve-se iniciar a análise pelo oscilador de portadora, conferindo-se, também, as tensões e correntes de polarização nos diversos estágios, comparando-se com os valores indicados no diagrama esquemático.

Nem todos os transistores BD137 operam de maneira adequada, na freqüência de 27 MHz. A capacitância entre base e coletor deverá ser de aproximadamente 10 pF, com uma polarização de 9 V. Os transistores SID, NEC, ICOTRON e IBRAPE devem ser preferidos. O BD137 pode ser substituído pelo BD329. O 2N4427 pode ser substituído por dois BF494 conectados em paralelo. O 2SC1306 poderá ser substituído por dois BD329 conectados em paralelo. Estas substituições, contudo, alteram um pouco o desempenho do circuito.

O cristal utilizado tanto poderá ser de 3º sobretom, quanto de fundamental. Neste caso o cristal deverá possuir uma freqüência nominal igual a um terço da freqüência transmitida e os resistores R_1 e R_2 deverão ser mudados para 100 kΩ e 47 kΩ, respectivamente.

CONCLUSÃO

A análise do circuito da Figura 6 ressalta a função dos diversos estágios de um transmissor de rádio, bem como a finalidade dos principais componentes utilizados em cada um dos estágios. Maiores detalhes sobre funcionamento dos vários circuitos utilizados num transmissor de AM poderão ser obtidos nos apêndices e capítulos que abordam cada circuito específico.

A teoria de funcionamento do amplificador de potência modulado é abordada no Capítulo "Moduladores em Amplitude" sobre o título "Modulador de Amplitude – Síncrono, Ativo, de Alto Nível". A função dos componentes é analisada no Capítulo "Amplificadores", sobre o título "Amplificadores de Potência de RF". A teoria de funcionamento de osciladores a cristal é dada no Capítulo "Osciladores", assim como o funcionamento e o projeto dos casadores de impedâncias e filtros utilizados no transmissor são explicados nos capítulos correspondentes. O mesmo pode-se dizer com relação aos multiplicadores de freqüência.

Encerrando-se este capítulo, é preciso esclarecer que muitos dos princípios aqui abordados – como a utilização de osciladores que operam em baixos níveis de potência, com a finalidade de se reduzir a deriva térmica; a utilização de estágios separadores e multiplicadores de freqüência, para a redução do efeito de carga sobre o oscilador de portadora; o cascateamento de amplificadores com a finalidade obter-se maior ganho de potência; o uso de ceifadores para a limitação dos picos de modulação – são técnicas de uso geral – que ultrapassam os limites da modulação em amplitude ou, mesmo, dos equipamentos transmissores. De fato, estes princípios e técnicas são aplicáveis a todos os tipos de transmissores, de rádio ou televisão, e, no caso específico dos osciladores, o uso de separadores e multiplicadores de freqüência é justificado, sempre que se busca a melhoria da estabilidade em freqüência, mesmo em receptores e outros equipamentos.

Questionário

1) Quais as aplicações da modulação em amplitude?

2) Por que se utilizam cristais nos osciladores de portadora dos transmissores?

3) Quais os dispositivos amplificadores que podem ser usados na construção de osciladores de portadora?

4) Desenhe os diagramas em blocos de dois transmissores de AM básicos.

5) Como varia a potência de saída de RF, em função da tensão de alimentação, para o circuito da Figura 1a?

6) Descreva o funcionamento do circuito da Figura 1b.

7) Quais os inconvenientes dos circuitos básicos apresentados na Figura 1?

8) Quais as características essenciais dos transmissores de rádio?

9) Por que um oscilador de portadora não deve trabalhar em alta potência?

10) Quais os fatores que limitam a potência de saída dos transmissores básicos da Figura 1?

11) Quais as causas para a modulação em freqüência que pode ocorrer quando a modulação em amplitude é efetuada diretamente sobre o oscilador de portadora?

12) Quais são as medidas necessárias para a obtenção de estabilidade em freqüência num transmissor de AM?

13) Num transmissor, qual a finalidade do estágio separador, sua localização correta e suas características?

14) Qual a finalidade dos multiplicadores de freqüência?

15) Quais as razões para a utilização de multiplicadores de freqüência?

16) Quais os fatores que determinam a potência de saída necessária para um transmissor de rádio?

17) Como varia o ganho de um amplificador de potência em função da potência de saída de RF?

18) Compare o desempenho dos amplificadores de potência de RF transistorizados com os valvulados.

19) Desenhe o diagrama em blocos de um transmissor transistorizado, fornecendo a potência de saída e o ganho de cada estágio.

20) Quais as técnicas básicas para a construção de transmissores de AM?

21) Descreva as características e aplicações de transmissores que empreguem modulação em baixo nível.

22) Onde é efetuada a modulação, num transmissor de AM com modulação em alto nível?

23) Quais as características dos transmissores de AM com modulação em alto nível?

24) Quais as vantagens dos transmissores de AM com modulação em alto nível sobre os que empregam modulação em baixo nível?

25) Desenhe o diagrama em blocos completo de um transmissor de AM para a faixa de 11 metros.

26) Qual a finalidade do filtro passa-baixa colocado na entrada de microfone do pré-amplificador de áudio do circuito da Figura 6?

27) No circuito da Figura 6, descreva a finalidade dos diodos D_2 e D_3, colocados após o pré-amplificador de microfone.

28) Qual a finalidade dos capacitores C_{22} e C_{23}, colocados após o circuito ceifador a diodos, no circuito da Figura 6?

29) Quais os motivos para a aplicação da tensão moduladora, também, no estágio excitador do amplificador de potência de RF de um transmissor de AM com modulação em alto nível?

30) No circuito da Figura 6, explicar o funcionamento do oscilador de portadora, especialmente a constituição dos elos de realimentação.

31) Qual a influência dos valores dos resistores do divisor de tensão de base, sobre o funcionamento do transistor oscilador de portadora?

32) Como é efetuado o casamento de impedâncias entre o oscilador de portadora e o estágio separador, no transmissor da Figura 6?

33) Quais os cuidados referentes ao nível de excitação do estágio separador?

34) Descreva o funcionamento do estágio excitador do amplificador de potência do circuito da Figura 6.

35) No amplificador de potência do transmissor da Figura 6, qual a função dos componentes C_{14} e L_6 e por que eles são necessários?

36) Qual a finalidade do capacitor C_{11}, juntamente com parte do indutor L_4, no amplificador de potência do circuito da Figura 6?

37) Qual a classe de operação dos transistores Q_3 e Q_4 do circuito da Figura 6?

Problemas Propostos

1) Projetar um filtro passa-baixa para uma freqüência de corte inferior a 1 MHz e impedância de aproximadamente 200 ohms. Ver o Projeto Nº 4 do Capítulo "Filtros".

2) Projetar um casador de impedâncias a capacitor para casar uma carga de 140 ohms com um gerador de 2,6 kΩ, na freqüência de 27 MHz, com uma largura de faixa de 2,5 MHz. Ver o Exercício 15 do Capítulo "Casadores de Impedâncias".

3) Projetar um casador de impedâncias em T para casar uma carga de 4 ohms com um gerador de 160 ohms, na freqüência de 27 MHz, com uma largura de faixas de 3 MHz. Ver o Exercício 16 do Capítulo "Casadores de Impedâncias". Desconsiderar o efeito de carga do coletor sobre a faixa de passagem.

4) Projetar o circuito de casamento de impedâncias do coletor para uma carga de 50 ohms, num amplificador de potência classe C, cujo diagrama é dado na Figura 6, para a freqüência de 27 MHz, potência de saída de 5 W e tensão de alimentação de 13,8 V. Calcular os valores de X_{RF3}, L_4, C_{11} e C_{12} (este último faz parte, também, do filtro de harmônicos: 120 pF para o filtro e 150 pF para o casador). Utilizar um fator de qualidade de 2,6 para o filtro de harmônicos de coletor. Ver o Apêndice "Projeto de um Amplificador de Potência Classe C", a partir do item "C".

5) Projetar um filtro de harmônicos de meia-onda para a freqüência de 27 MHz e impedância de 50 ohms. Utilizar uma armadilha para o segundo harmônico. Ver o Capítulo "Filtros", Projeto Nº 5.

Modulação AM-DSB/SC

A modulação AM-DSB/SC (Amplitude Modulation Double Sideband wich Supressed Carrier) é um tipo de modulação empregada quando se deseja melhorar a eficiência do transmissor. Isso é obtido pela supressão da portadora de um sinal AM. É sabido que a portadora é responsável por 2/3 da potência irradiada por um transmissor de AM. A eliminação da portadora é justificada teoricamente pelo fato de que ela é invariável, ou seja, não sofre nenhuma influência do sinal modulante. Dessa maneira, é possível a criação de uma portadora substituta no local de recepção. Embora não seja um processo simples, essa possibilidade viabiliza um sistema de comunicação em AM com a portadora suprimida.

Vantagens

Como já foi mencionado, consegue-se uma economia de potência de 67% em relação ao transmissor AM convencional. Outra importante vantagem decorrente da não-irradiação da portadora diz respeito à eliminação dos apitos devido ao batimento de dois sinais AM com portadora, quando detetados simultaneamente pelo receptor. Como na transmissão AM-DSB/SC a portadora é suprimida, esse tipo de interferência fica eliminado.

Desvantagens

A maior desvantagem desse tipo de modulação reside nas dificuldades encontradas no processo de demodulação. Para que ela ocorra sem distorções, é importante que haja uma

completa sincronia de freqüência e de fase entre a portadora suprimida no transmissor e a portadora reinserida no receptor. Para que isso ocorra, é necessária a transmissão de um sinal de referência, quer atenuado, quer na forma de salva (alguns ciclos da portadora).

Aplicações

A modulação AM-DSB/SC nunca é utilizada diretamente como meio de comunicação entre transmissor e receptor. Seu emprego é mais indicado na transmissão de informações complementares ao sinal principal ou, então, como uma fase inicial do processo de geração do sinal AM-SSB/SC. Por isso, a modulação AM-DSB/SC é escolhida para a transmissão da informação estereofônica, nas emissoras de FM, e da informação de cor, nas emissoras de TV.

Processo de Obtenção do Sinal AM-DSB/SC

A Figura 1 mostra o princípio básico de funcionamento de um modulador AM-DSB/SC.

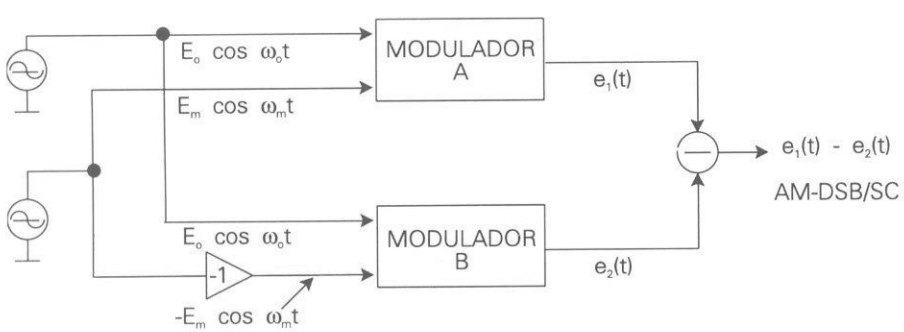


Figura 1 Diagrama em blocos de um modulador AM-DSB/SC.

Na Figura 2, tem-se o diagrama esquemático do modulador balanceado. Ele utiliza dois FETs como moduladores quadráticos. O funcionamento desse tipo de modulador foi visto no Capítulo "Moduladores em Amplitude".

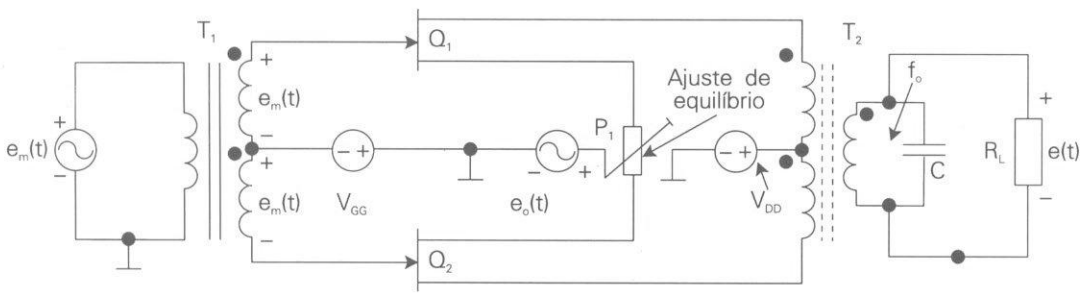


Figura 2 Modulador balanceado AM-DSB/SC.

No circuito da Figura 2 foram utilizados dois transformadores inversores de fase. T_1 inverte a fase do sinal modulante, antes de ser aplicado à porta de Q_2. T_2, por sua vez, atua como elemento subtrator, entregando em R_L uma corrente igual à diferença entre as correntes de dreno de Q_1 e Q_2. Ambos os transformadores possuem uma relação de espiras unitária e T_2 é sintonizado pelo capacitor C, na freqüência f_o, eliminando harmônicos.

As correntes de dreno correspondentes à portadora são dadas por:

$$I_{D_1} = I_{D_2} = \frac{I_{DSS}}{V_P^2} (V_p - V_{GG})\ 2\,E_o \cos \omega_o t$$

Como ambas as correntes são iguais, a diferença entre elas é, naturalmente, igual a zero. Por isso, não haverá portadora na saída do modulador.

As faixas laterais têm sua corrente dadas pela expressão:

$$I_{D_1}(FL) = -\frac{I_{DSS}\,E_m\,E_o}{V_P^2} \cos(\omega_o + \omega_m)t - \frac{I_{DSS}\,E_m\,E_o}{V_P^2} \cos(\omega_o - \omega_m)t$$

e

$$I_{D_2}(FL) = -\frac{I_{DSS}\,(-E_m)\,E_o}{V_P^2} \cos(\omega_o + \omega_m)t - \frac{I_{DSS}\,(-E_m)\,E_o}{V_P^2} \cos(\omega_o - \omega_m)t$$

A diferença entre as duas correntes será, portanto, o dobro do valor de quaisquer uma delas. (Note o sinal de menos na frente de E_m, o que faz as duas parcelas tornarem-se positivas). Assim, a diferença $I_{D1} - I_{D2} = I_D$ será igual a:

$$I_D\,(FL) = -2\left[\frac{I_{DSS}\,E_m\,E_o}{V_P^{\,2}}\cos\,(\omega_o + \omega_m)\,t + \frac{I_{DSS}\,E_m\,E_o}{V_P^{\,2}}\cos\,(\omega_o - \omega_m)\,t\right] \quad (1)$$

| Faixa lateral superior | + | Faixa lateral inferior |

Exemplo 1: determinar o espectro de saída do circuito da Figura 2, sendo dados $V_p = -3$ V, $I_{DSS} = 5$ mA, $E_o = 1{,}0$ V, $f_o = 1{,}0$ MHz, $R_L = 4{,}7$ kΩ, $E_m = 0{,}5$ V, $f_m = 1$ kHz.

a) $I_D(FL) = -2\,\dfrac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}5 \cdot 1{,}0}{(-3)^2} = -557\ \mu A$

b) $FLS = f_o + f_m = 1000 + 1 = 1001$ kHz

$FLI = f_o - f_m = 1000 - 1 = 999$ kHz

c) $E(FL) = I_D(FL) \cdot R_L = -557 \cdot 10^{-6} \cdot 4{,}7 \cdot 10^3 = -2{,}61$ V

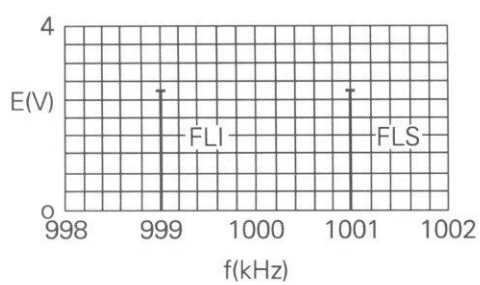


Figura 3 Espectro do sinal referente ao Exercício 1. Notar a ausência da portadora.

Um dado importante, que diz respeito aos circuitos moduladores balanceados, refere-se à atenuação da portadora com relação ao nível de uma das faixas laterais. Um bom modulador balanceado é capaz de proporcionar de – 40 a – 60 dB de atenuação da portadora. O valor dessa atenuação é função do equilíbrio obtido entre os componentes do circuito. No circuito da Figura 2, por exemplo, os transistores Q_1 e Q_2 precisam ser idênticos e, por isso, é comum a utilização de circuitos integrados formando um conjunto de transistores (transistor array). Sabe-se que os transistores pertencentes à mesma pastilha de silício (chip) possuem características idênticas. Quando não é possível a utilização de CIs, deve-se ter meios para ajustar o equilíbrio do circuito. Este ajuste, aliás, é quase sempre utilizado, mesmo no caso do emprego de CIs, porque outros componentes, como, por exemplo, o transformador T_2, podem contribuir para que não haja a completa eliminação da portadora. O ajuste de equilíbrio pode ser realizado por um potenciômetro intercalado entre o gerador de portadora e as fontes dos FETs, conforme pode ser visto na Figura 2. Seu valor está compreendido na faixa de 50 a 500 Ω.

Moduladores Síncronos

O sinal AM-DSB/SC pode ser obtido, também, pela comutação em alta freqüência do sinal modulante. A comutação é efetuada por meio de uma chave qualquer (desde que capaz de funcionar em freqüências elevadas), conectada em série ou em paralelo com o percurso do sinal modulante. Normalmente, a chave é constituída por um ou dois pares de diodos, que são levados à condução ou bloqueio pela portadora de alta freqüência (Figura 4, Figura 6 e Figura 7). Os diodos são utilizados aos pares, com a finalidade de suprimir a portadora. Para que a condição de corte ou condução dos diodos não seja influenciada pela polaridade do sinal modulante, é necessário que a amplitude da portadora seja muito maior que a amplitude da tensão modulante. O sinal resultante pode ser aplicado num filtro passa-faixa, para a eliminação dos harmônicos e reconstituição da forma de onda senoidal.

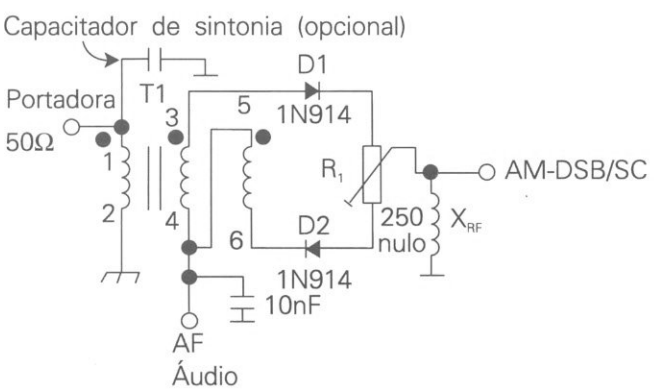


Figura 4 Modulador SÍNCRONO passivo a diodo. T_1 é o transformador toroidal de ferrite de enrolamento trifilar. R_1 ajusta o nulo da portadora.

No circuito da Figura 4, por exemplo, o sinal modulante precisa passar pelos diodos D_1 e D_2, para atingir a carga. Isso acontece quando a portadora polariza ambos os diodos na condução. Quando a fase da portadora é invertida, ambos os diodos são bloqueados e a tensão do sinal modulante não consegue atingir a saída.

No circuito da Figura 6, o sinal modulante atinge a saída através do enrolamento esquerdo de T_2 e dos diodos D_3 e D_4, para a fase positiva da portadora e através do enrolamento central de T_2 e dos diodos D_1 e D_2, para a fase negativa. Isso permite um melhor aproveitamento do sinal modulante.

Projeto

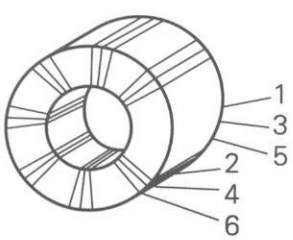
Os enrolamentos dos transformadores utilizados nos moduladores AM-DSB/SC precisam possuir uma perfeita simetria e um bom acoplamento entre o primário e secundário, devendo-se dar preferência, na sua construção, aos núcleos de ferrite do tipo toroidal. No caso dos circuitos faixa-larga, a reatância do transformador deve ser igual ou superior a 5 vezes a impedância do gerador.

A indutância de um enrolamento toroidal é dada por:

$$L_m = 0{,}4\ \pi \cdot N^2\ \mu_e\ \frac{A_e\ (cm^2)}{l_e\ (cm)} \cdot 10^{-8}\ H$$

onde N é o número de espiras, μ_e é permeabilidade efetiva do núcleo, A_e é a secção transversal do núcleo e l_e é o comprimento médio da linha de força.

A Figura 5 mostra um transformador trifilar toroidal.



$$L = N^2 A_L \cdot 10^{-4} \mu H \quad (2)$$

Figura 5 Transformador trifilar toroidal de 7 espiras.

Usando-se a fórmula da Figura 5, para $A_L = 120$ e $N = 8$, tem-se:

$L = 8^2 \cdot 120 \cdot 10^{-4}\ \mu H = 768\ nH$

Vê-se que para obtenção de indutâncias elevadas, necessárias em freqüências baixas, precisa-se de um grande número de espiras. Outro recurso seria agregar um capacitor de sintonia entre os terminais do transformador, o que elevaria a impedância, sem a necessidade de muitas espiras no enrolamento de T_1. O reator X_{RF} também deve ter uma reatância de pelo menos 5 vezes a impedância de carga do circuito.

Exemplo 2: Calcular o transformador T_1 para uma freqüência de 9 MHz, utilizando um material de $A_L = 120$.

Primeiro calcula-se ω:

$\omega = 2\,\pi\,f = 6{,}28 \cdot 9 \cdot 10^6 = 56{,}5$ Mrad/s

$X_L = 5 \cdot 50 = 250\Omega$. Logo $L = \dfrac{X_L}{\omega}$

$$L = \frac{250}{56{,}5 \cdot 10^6} = 4{,}42\ \mu H$$

Substituindo o valor de L na fórmula da Figura 5, tem-se:

$4{,}42 = N^2 \cdot 120 \cdot 10^{-4}$

$N = \sqrt{4{,}42/(120 \cdot 10^{-4})} = 19{,}2$ ou 20 espiras

Exemplo 3: Calcular N para operação em sintonia. Admitindo-se um Q = 4, tem-se:

$Q \cdot X_L = R \rightarrow X_L = R/Q = 50/4 = 12{,}5\ \Omega$

$$L = \frac{12{,}5}{56{,}5 \cdot 10^6} = 221\ nH$$

$N = \sqrt{0{,}221/(120 \cdot 10^{-4})} = 4{,}3$ ou 5 espiras

Mas, para 5 espiras, tem-se:

$L = 5^2 \cdot 120 \cdot 10^{-4} = 300$ nH

Exemplo 4: Calcular o capacitor de sintonia para o transformador anterior.

$$C = \frac{1}{4\,\pi^2 \cdot f^2 \cdot L} = \frac{1}{4\,\pi^2 \cdot (9 \cdot 10^6)^2 \cdot 300 \cdot 10^{-9}} = 1{,}04\ nF$$

Exemplo 5: Calcular a indutância de X_{RF} para as condições anteriores. O valor de X_{RF} é igual ao valor de L encontrado no Exercício 4, ou seja, 4,42 μH.

Moduladores em Anel

Outro modulador muito utilizado é o modulador em anel. O circuito da Figura 6 possui a interessante propriedade de suprimir na saída, além da portadora, também o sinal modulante, sendo, por esse motivo, chamado de modulador duplamente balanceado.

O cálculo de T_1 e T_2 é igual ao efetuado para o circuito da Figura 4. A vantagem deste circuito em relação ao anterior é a tensão de saída das faixas laterais, que é exatamente o dobro do circuito com 2 diodos.

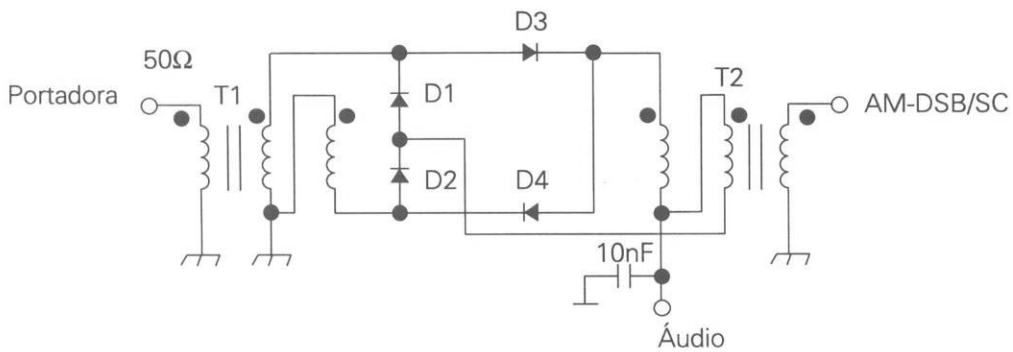


Figura 6 Modulador duplamente balanceado em anel.

Tanto o circuito da Figura 4 quanto o da Figura 6 necessitam de um sinal de portadora com nível de potência de aproximadamente 10 mW. Numa impedância de 50 Ω isso implica em uma tensão de entrada, E_o, de 1 V de pico, mais a queda de tensão nos diodos (0,6 V). A corrente de entrada I_o é 20 mA de crista.

A potência de saída de cada faixa lateral ficará cerca de 7 dB abaixo dos 10 mW para o modulador em anel, ou seja, 2 mW. Já para o modulador da Figura 4, com 2 diodos apenas, a potência das faixas laterais será a metade do circuito em anel ou cerca de 1 mW. Isso significa que ambos os circuitos podem fornecer mais de 5 V na entrada de um filtro com impedância de 50 kΩ.

A Figura 7 mostra uma disposição diferente para o modulador em anel que dispensa o uso de transformadores toroidais e por isso é muito utilizada.

Tanto P_1 quanto C_1 devem ser ajustados para a melhor supressão da portadora, conseguindo-se atenuações de aproximadamente – 40 a – 50 dB.

Moduladores balanceados e misturadores de canal ativos. Utilizam BJTs ou FETs. Têm a vantagem de fornecer sinais de saída mais intensos que os circuitos a diodos, sem a necessidade de sinais igualmente intensos em suas entradas de áudio e de portadora. A Figura 8 mostra um modulador balanceado ativo que utiliza dois FETs e um BJT. A impedância de entrada é de 47 kΩ a 1 kHz, para o sinal modulante, e 500 Ω a 9 MHz, para a portadora.

Este circuito tem uma ótima linearidade e também pode ser utilizado como misturador de canal, bastando aplicar o sinal de FI em substituição do sinal modulante.

A seguir segue-se uma descrição minuciosa de seu funcionamento.

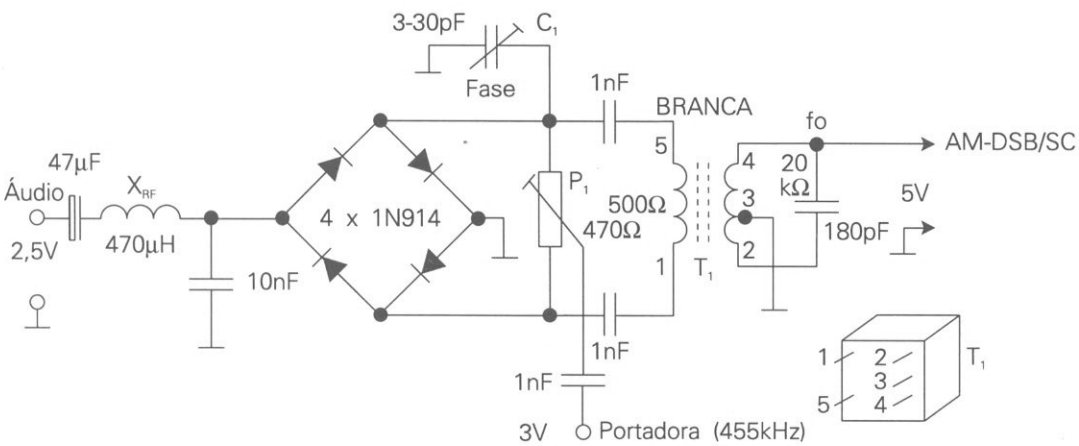


Figura 7 Modulador em anel com ajuste de equilíbrio de amplitude (trimpot) e equilíbrio de fase (trimmer).

Função dos Componentes (Figura 8)

P_1: ajuste de equilíbrio. Faz parte do divisor de tensão que polariza as portas de Q_1 e Q_2.

R_1 e R_2: fazem parte do divisor de tensão de porta dos FETs.

R_3 e R_5: divisor de tensão de base de Q_3.

R_4: resistor usado para prevenir contra instabilidade de Q_3.

R_6: resistor de emissor Q_3. Estabiliza e determina o valor de I_E.

C_1: capacitor de acoplamento de áudio (o sinal modulante).

C_2, C_3, C_5 e C_8: capacitores de desacoplamento de RF.

C_4: capacitor de sintonia. Ressona em paralelo com a indutância de T_1 na freqüência das faixas laterais.

C_6 e C_7: capacitores de acoplamento de RF.

T_1: transformador trifilar (Figura 9b).

Q_1 e Q_2: FETs moduladores.

Q_3: gerador de corrente constante.

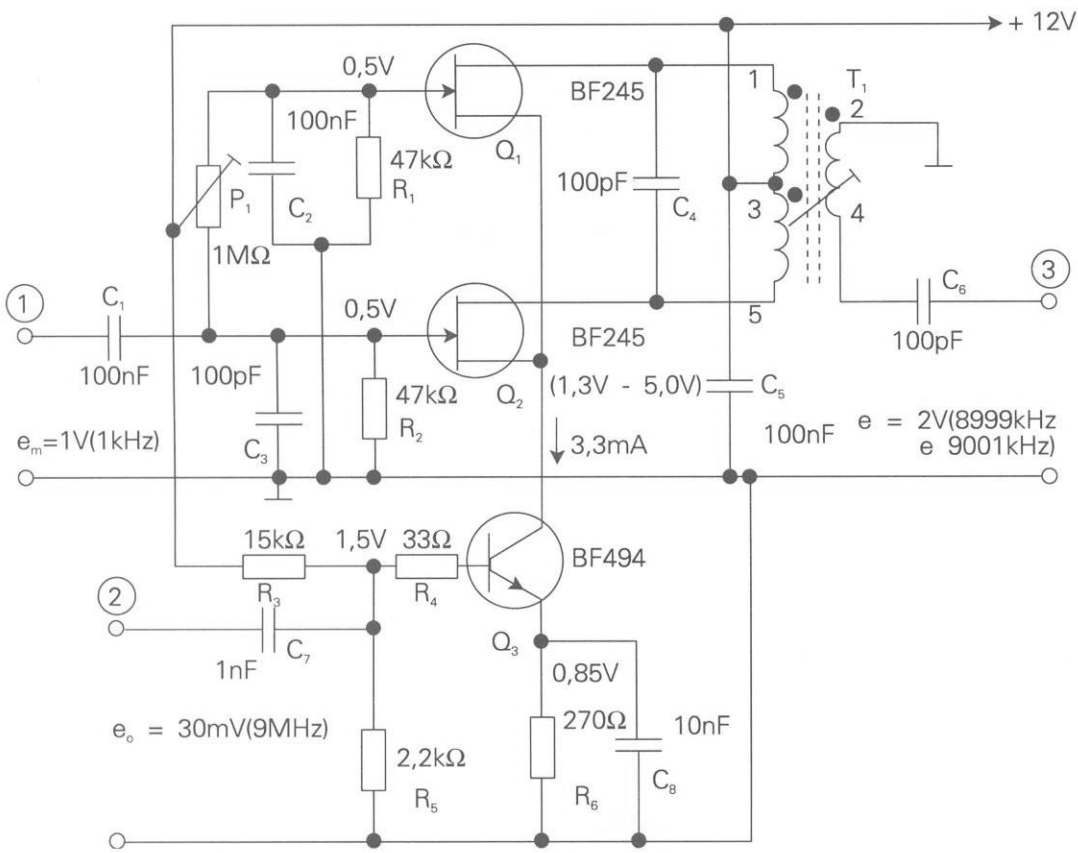


Figura 8 Modulador balanceado (ou misturador de canal) com FETs.

Na ausência de sinal de áudio na entrada (1), supondo-se o circuito corretamente balanceado pelo potenciômetro P_1, as condutâncias entre fonte e dreno de cada FET devem ser iguais. Aplicando-se uma corrente de RF nas fontes dos FETs, haverá uma divisão dessa corrente, a metade circulando em cada FET, indo atingir T_1 pelos seus extremos. Como a corrente circula em sentidos opostos pelos enrolamentos de T_1, haverá o cancelamento dos campos magnéticos, em conseqüência, não aparecerá tensão na saída. Dessa forma, a portadora fica suprimida. Com a aplicação de áudio em (1) a tensão de porta do FET Q_2 sofrerá alteração. Se essa alteração for, por exemplo, positiva, a condutância de Q_2 aumentará e maior quantidade de corrente de RF circulará através de Q_2. Como a corrente de coletor de Q_3 permanece constante, a corrente através de Q_1 diminuirá.

Assim, as correntes que circularão pelos enrolamentos de T_1 não mais possuirão intensidades iguais. Em conseqüência, aparecerá um campo magnético em T_1, o qual criará uma força contra eletromotriz, responsável pelo aparecimento de tensão de RF em (3). Essa tensão corresponde às faixas laterais e pode chegar a mais de 2V, sendo suficiente para ser aplicado ao filtro de faixa lateral. O transformador T_1 é semelhante ao da Figura 9b. Isso significa que é enrolado com três condutores isolados, que depois são conectados como indicado no diagrama da Figura 8.

Ajuste de equilíbrio. Observe que o cursor do potenciômetro P_1 está conectado ao positivo da fonte de alimentação, enquanto seus extremos estão conectados aos resistores R_1 e R_2, formando um circuito ponte, o qual aplica tensões iguais às portas dos FETs Q_1 e Q_2 (desde que o potenciômetro encontre-se exatamente no meio do seu curso). Devido à tolerância de fabricação dos FETs, é possível que um deles conduza menos que o outro. Aplicando-se uma tensão mais positiva em sua porta, pode-se aumentar-lhe a condução. Ao mesmo tempo, é reduzida a tensão de porta do outro FET, diminuindo sua condução. Assim, pode-se obter o equilíbrio do circuito simplesmente girando-se o eixo do potenciômetro.

O gerador de corrente constante. O transistor Q_3, devido à alta impedância de saída, atua como gerador de corrente constante, condição necessária para uma melhor supressão da portadora durante a modulação. O valor exato do capacitor de acoplamento C_7 deve ser determinado de forma a não sobreexcitar o transistor Q_3, que deve funcionar em classe A.

Pode-se, evidentemente, fazer um modulador balanceado ou misturador de canal, somente com transistores junção bipolares. Esse tipo de modulador é útil quando o sinal modulante não possui um nível muito elevado, tal como o necessário para o circuito da Figura 8. Fica claro então que o uso BJTs aumenta o ganho desses circuitos. De fato, a sensibilidade pode aumentar dez vezes ou mais pela simples substituição dos FETs por BJTs. A polarização precisa ser corrigida mediante a troca dos seguintes componentes:

$P_1 = 47\ k\Omega$

R_1 e $R_2 = 8{,}2\ k\Omega$

Devido à menor impedância das bases dos transistores, é preciso alterar os seguintes valores:

C_1 e $C_2 = 1\mu F$

$C_3 = 470\ pF$

Q_1 e Q_2 passam a ser do tipo BF494.

Em moduladores balanceados (ou misturadores) totalmente construídos com tecnologia bipolar, é muito comum a utilização de circuitos integrados para executar a função. Existem para essa finalidade vários CIs especialmente desenvolvidos, tais como o CA 3028, o MC 1496G e o SN 76514.

A Figura 9 mostra um modulador balanceado com o CA 3028.

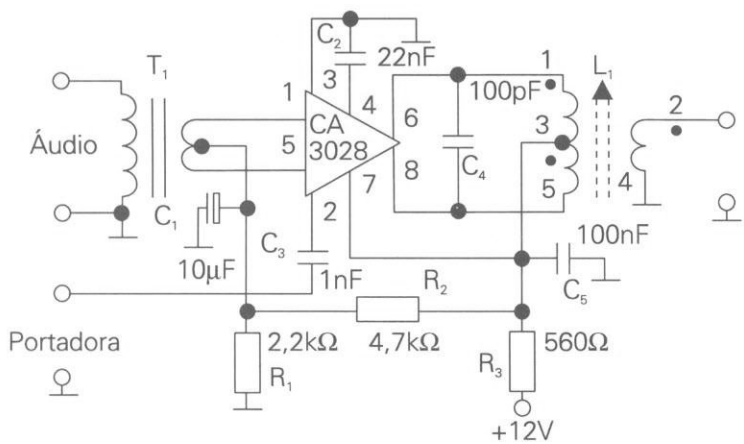


Figura 9a Modulador balanceado (ou misturador de canal) com o circuito integrado CA 3028.

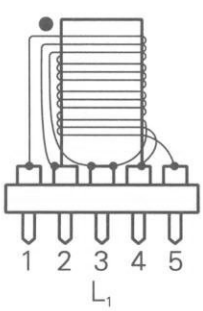


Figura 9b Bobina Trifilar L_1.

Analisando-se o diagrama interno do CA 3028, percebe-se que o circuito da Figura 9 é quase exatamente igual ao da Figura 8. A principal diferença reside no uso do transformador inversor de fase T_1, e na bobina, ajustável, L_1, que é sintonizada na freqüência das faixas laterais pelo capacitor C_4.

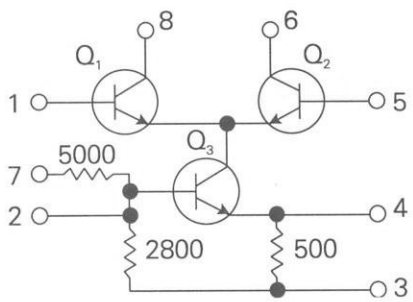


Figura 10 Amplificador diferencial (Q_1 e Q_2) CA3028, dotado de um gerador de corrente (Q_3) interno. Pode ser utilizado até 120 MHz, como misturador, amplificador, modulador e detetor de produto.

Conversores de Freqüência

São circuitos que atuam exatamente da mesma maneira que os moduladores já vistos até aqui. A diferença entre um conversor e um modulador reside mais no detalhe que na concepção do circuito.

Basicamente, um modulador, da mesma forma que um conversor, tem a finalidade de transferir a informação contida numa certa faixa de freqüências para outra faixa qualquer. A condição mais comum em transmissores é aquela que transfere a informação contida nas audiofreqüências, para as faixas laterais de uma portadora de radiofreqüência.

Um conversor faz o mesmo que um modulador, com a diferença de que o modulador tem como entrada, quase sempre, um sinal de AF, enquanto o conversor pode ter como entrada tanto um sinal de RF como de FI (freqüência intermediária). No primeiro caso, mais comum em receptores, o conversor irá gerar em sua saída um sinal de FI. No segundo caso, o conversor terá por saída um sinal de RF (Figura 11).

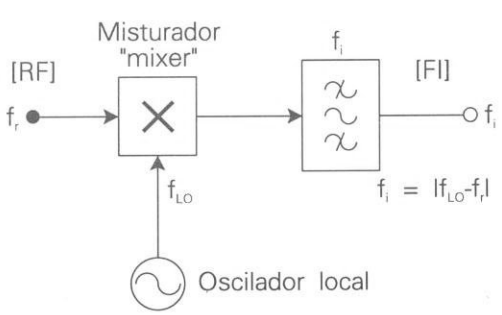


Figura 11a Conversor subtrativo "down-converter".

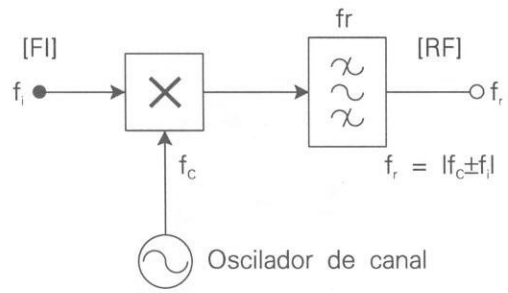


Figura 11b Conversor aditivo "up-converter".

A finalidade do filtro passa-faixa colocado à saída do conversor é selecionar uma das diversas freqüências aí presentes. Além dos sinais aplicados à entrada, o misturador gera sinais cujas freqüências são a soma ou a diferença entre as freqüências dos sinais de entrada.

Exemplo 6: Num conversor são aplicados os sinais f_i = 3500 kHz e f_c = 3955 kHz. Calcular as freqüências dos sinais de saída.

$f_r = | f_c \pm f_i |$

f_r (soma) = | 3955 + 3500 | = 7455 kHz

f_r (diferença) = | 3955 – 3500 | = 455 kHz

Além dessas freqüências, num conversor desbalanceado aparecerão na saída as freqüências de entrada (Figura 12).

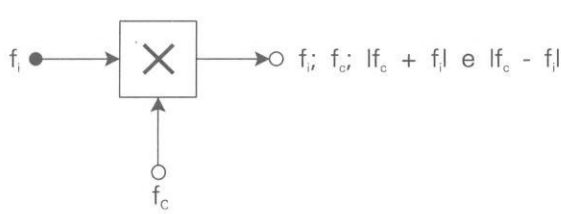


Figura 12 Sinais de saída de um misturador desbalanceado.

Um conversor balanceado, da mesma forma que um modulador balanceado, é capaz de eliminar na saída um dos sinais presentes em sua entrada (Figura 13).

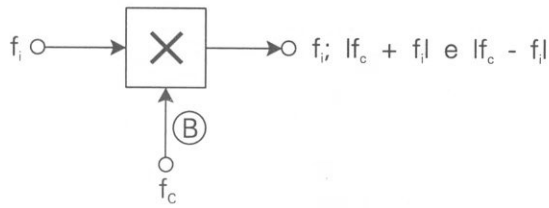


Figura 13 Sinais de saída de um misturador balanceado. A entrada B é balanceada em relação à saída.

Já um conversor duplamente balanceado elimina da saída ambos os sinais de entrada. Ele é usado quando se deseja uma elevada rejeição de espúrios (sinais indesejados (Figura 14).

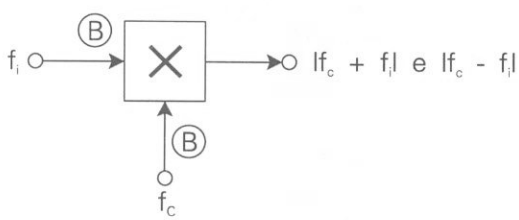


Figura 14 Sinais de saída de um conversor duplamente balanceado.

Tanto o conversor balanceado quanto o duplamente balanceado, encontram grande aplicação em equipamentos transmissores e receptores de rádio utilizados para as telecomunicações. Um de seus usos, como se verá, é na conversão de sinais em transmissores de faixa lateral única, e em equipamentos multiplex FDM (multiplex por divisão em freqüência).

PRÁTICA

Montar o circuito da Figura 7. O indutor de 470 μH é um microchoque de ferrite da SONTAG. O transformador T1 é um transformador de FI para a freqüência de 455 kHz com núcleo de cor branca ou amarela. O capacitor de 180 pF é parte integrante do transformador de FI, não sendo necessária, portanto, sua instalação.

Caso se deseje, pode-se construir o transformador T_1. Para isso, utilizam-se cerca de 6 espiras de fio esmaltado, com diâmetro entre 0,3 mm e 0,6 mm, para o primário (enrolamento conectado ao anel) e 40 espiras, do mesmo fio, para o secundário

(enrolamento conectado ao capacitor de 180 pF). Os enrolamentos do transformador devem ser efetuados sobre um bastão de ferrite com diâmetro entre 4 mm e 10 mm e comprimento entre 40 mm e 160 mm. O enrolamento secundário deve ser dividido em dois, de 20 espiras cada um, com o enrolamento de 6 espiras colocado no meio deles. Os enrolamentos devem ser dispostos um ao lado do outro, deixando-se cerca de 1 mm de espaçamento entre eles. Isso é feito com a finalidade de obter-se o equilíbrio, tanto das capacitâncias distribuídas do secundário, quanto do acoplamento entre o primário e as duas metades do secundário. Antes de conectar-se o transformador ao circuito, deve-se raspar cuidadosamente o esmalte isolante das extremidades do fio esmaltado e, em seguida, estanhá-las.

Para o ensaio do circuito são necessários dois geradores e um osciloscópio. Um dos geradores deverá fornecer o sinal modulante (entre 20 Hz e 20 kHz), e o outro, o sinal da portadora (entre 300 kHz e 800 kHz). A amplitude dos sinais deverá ser ajustável entre 0 e 3 V, sobre uma carga de 500 ohms. A forma de onda deverá ser, preferencialmente, senoidal. A amplitude da portadora deverá ser ajustada para a melhor forma de onda do sinal AM-DSB/SC, devendo estar entre 1V e 3V, aproximadamente.

A freqüência da portadora utilizada no ensaio do circuito deverá ser igual à freqüência de ressonância do filtro formado pelo secundário de T_1, e o capacitor de 180 pF, acrescido da capacitância externa (como a da ponta de prova do osciloscópio). Se for utilizado o transformador construído de acordo às instruções fornecidas, a freqüência de ressonância deverá estar compreendida entre 300 kHz e 800 kHz, dependendo das características do ferrite e da capacitância externa, podendo ser determinada pelo ajuste da freqüência do oscilador de portadora para a condição em que a saída, indicada por um osciloscópio, seja a máxima. Para isto é necessária a aplicação de um sinal de áudio de freqüência igual a 1 kHz, por exemplo, na entrada do modulador. O mesmo procedimento deverá ser feito, caso seja utilizado um transformador de FI de 455 kHz.

Uma vez achada a freqüência ótima de operação, deve-se retirar o sinal modulante e ajustar-se o potenciômetro (ou trimpot) de 470 ohms, seguido pelo ajuste do trimmer de 3 a 30 pF, para a menor tensão na saída do circuito, e trimmer, repetindo-se o procedimento, até a supressão total da portadora. Para isso, poderá ser necessária a troca do ponto de conexão do trimmer para o outro extremo do potenciômetro, caso, da primeira vez, não seja obtida a eliminação total da portadora.

Após conseguido o ajuste do modulador, pode-se determinar os valores da tensão modulante e de portadora que resultem no melhor funcionamento do circuito. A supressão da portadora é a relação entre a amplitude do sinal na saída, sem modulação, e a amplitude máxima do sinal de saída, com modulação, expressa em dB. Deve-se evitar o excesso de tensão modulante, para que não ocorra a distorção do sinal AM-DSB/SC.

A envoltória do sinal produzido por um modulador AM-DSB/SC, quando operando corretamente, é semelhante ao sinal produzido por um retificador de onda com-

pleta, sem filtragem, devendo os picos possuírem a mesma amplitude. Picos de amplitudes diferentes indicam falta de equilíbrio do modulador, podendo ser causada por diodos com resistências diretas desiguais. O arredondamento dos picos, que pode ocorrer por amplitude excessiva do sinal modulante, é indicação de distorção.

Questionário

1) Qual o significado da sigla AM-DSB/SC?

2) Como é obtido um sinal AM-DSB/SC?

3) Quais são as vantagens do sistema AM-DSB/SC sobre o AM?

4) Quais são as desvantagens do sistema AM-DSB/SC?

5) Quais as aplicações do sistema AM-DSB/SC?

6) Desenhe o espectro de freqüências de um sinal AM-DSB/SC.

7) Desenhe o diagrama em blocos de um modulador AM-DSB/SC.

8) Qual a função do capacitor C conectado em paralelo com o transformador T_2 do circuito da Figura 2?

9) Qual a finalidade dos transformadores T_1 e T_2, no modulador balanceado da Figura 2?

10) Qual a finalidade do potenciômetro P_1, colocado nas fontes dos FETs do modulador balanceado da Figura 2?

11) Qual o nível de atenuação da portadora que deve proporcionar um modulador balanceado?

12) Quais os cuidados necessários na seleção dos componentes utilizados na construção de moduladores balanceados?

13) Por que é preferível utilizar-se circuitos integrados no lugar de componentes discretos, quando da construção de moduladores balanceados?

14) Qual é o outro processo empregado para a obtenção do sinal AM-DSB/SC, além da utilização de moduladores balanceados?

15) Por que os moduladores AM-DSB/SC, síncronos, utilizam sempre pares de diodos em sua construção?

16) Qual a vantagem dos moduladores em anel sobre aqueles que utilizam apenas dois diodos?

17) Quais as características dos transformadores utilizados na construção de moduladores AM-DSB/SC?

18) Qual o nível de potência da portadora injetada nos moduladores AM-DSB/SC a diodos?

19) Qual a potência de saída máxima dos moduladores AM-DSB/SC com dois e quatro diodos, para a potência de injeção recomendada?

20) Desenhe o circuito de um modulador em anel que dispensa a utilização de transformadores especiais.

21) Quais as características dos misturadores de canal ativos a FETs ou BJTs, como o mostrado na Figura 8?

22) Descreva o funcionamento do circuito da Figura 8.

23) Qual a vantagem da utilização de BJTs em substituição aos FETs, no circuito da Figura 8?

24) Quais as diferenças e semelhanças que existem entre os circuitos moduladores e os conversores de freqüência?

25) Qual a principal aplicação para um conversor subtrativo?

26) Apontar as diferenças que existem entre os conversores (moduladores) desbalanceados, balanceados e duplamente balanceados.

27) Quais as aplicações para conversores (moduladores) balanceados e duplamente balanceados?

Problemas Propostos

1) Calcular a tensão de saída do circuito da Figura 2, sendo dados: = R_L = 6,8 kΩ; V_p = – 2 V; I_{DSS} = 4 mA; E_o = 0,5 V; f_o = 500 kHz; E_m = 0,5 V e f_m = 2 kHz.

2) Calcular o transformador T_1 do circuito da Figura 4, para operar na freqüência de 455 kHz, utilizando um ferrite com A_L = 500.

3) Calcular o transformador da questão anterior para operação sintonizada e Q igual a 1. Calcular, também, o capacitor de sintonia.

7

Transmissão em SSB

O termo SSB é a sigla em inglês para "Single SideBand" ou faixa lateral única. Esse termo refere-se à principal característica desse tipo de emissão, que é a de transmitir somente uma das faixas laterais pelo processo de modulação em amplitude com supressão da portadora. De fato, o sistema de modulação em SSB pode ser encarado como um avanço em relação ao sistema AM-DSB/SC e dele se origina. A Figura 1 mostra os espectros dos vários tipos de modulação em amplitude.

Como seria de se esperar, devido à existência de duas faixas laterais, existem dois modos de se emitir um sinal de SSB: em USB (Upper SideBand), faixa lateral superior, ou LSB (Lower SideBand), faixa lateral inferior.

Existem basicamente três métodos para a obtenção do SSB: por filtragem, por fase e por segmentação do espectro.

Modernamente, porém, somente o método da filtragem é utilizado, devido à disponibilidade de filtros apropriados para a execução dos circuitos de transmissão.

SSB por Filtragem

Neste método inicialmente se produz um sinal AM-DSB/SC com um modulador balanceado e na seqüência remove-se uma das faixas laterais com o auxílio de um filtro passa-faixa (Figura 2). O funcionamento deste transmissor pode ser descrito como se segue.

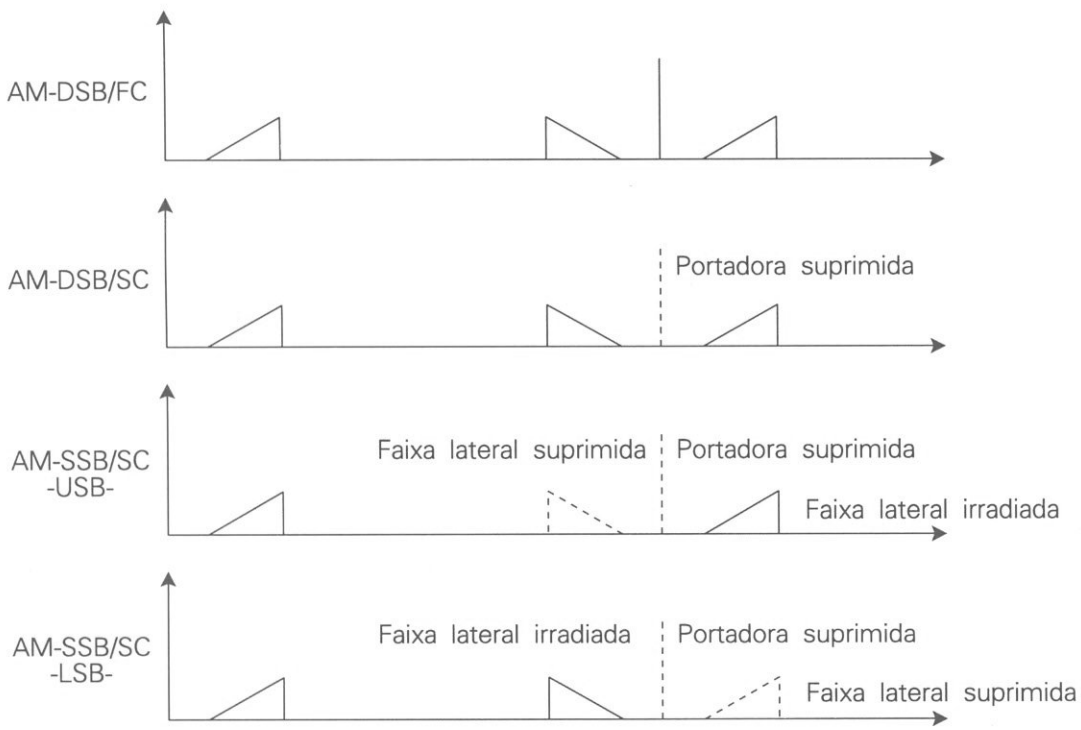


Figura 1 Espectro dos vários tipos de modulação em amplitude.

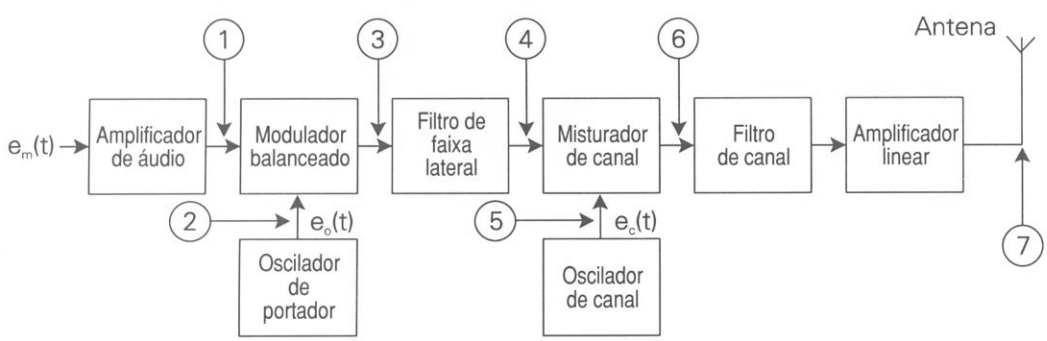


Figura 2a Diagrama em blocos de um transmissor SSB por filtragem.

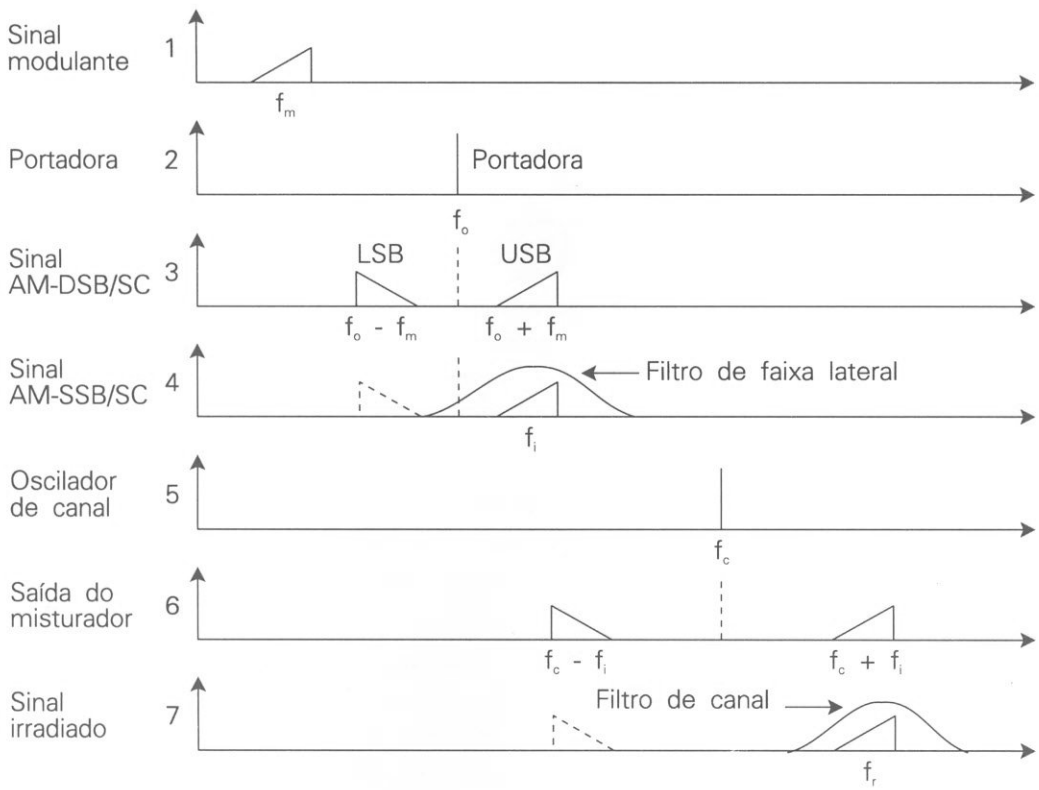


Figura 2b Espectros dos sinais ao longo do circuito de um transmissor SSB por filtragem.

Amplificador de áudio: tem a finalidade de adaptar o nível do sinal entregue pelo microfone às necessidades do modulador balanceado.

Inclui muitas vezes algum tipo de tratamento do sinal com o objetivo de melhorar a intelegibilidade. Um limitador de picos é quase sempre empregado ou, então, um compressor de nível.

Modulador balanceado: gera o sinal AM-DSB/SC a partir do sinal modulante proveniente do amplificador de áudio e da portadora, oriunda do oscilador do mesmo nome.

Oscilador de portadora: gera um sinal de RF de amplitude e freqüência constantes. Geralmente utiliza um cristal oscilador para melhoria da estabilidade de freqüência.

Filtro de faixa lateral: como o seu nome sugere, sua finalidade é filtrar uma das duas faixas laterais entregues pelo modulador balanceado. Devido à alta seletividade requerida

neste ponto do circuito, normalmente não são empregados circuitos LC e sim filtros mecânicos ou a cristal.

Misturador de canal: justamente pela necessidade do uso de filtros especiais para eliminação da faixa lateral indesejada, torna-se imperativo o uso do estágio misturador. Acontece que os filtros de faixa lateral são fabricados em algumas poucas freqüências, e a necessidade da obtenção de inúmeros canais de RF obriga a se dispor de um estágio misturador para obtê-los.

Oscilador de canal: através da escolha apropriada da freqüência deste oscilador é que se consegue obter a freqüência irradiada. Geralmente, como no caso do oscilador de portadora, utilizam-se cristais em sua construção. Contudo, em equipamentos de freqüência variável utilizam-se osciladores LC de alta estabilidade ou sintetizadores de freqüências digitais.

Filtro de canal: é utilizado para filtrar os sinais na saída do misturador do canal, permitindo que apenas um deles tenha acesso ao amplificador linear. Como as necessidades de seletividade são menos severas nesse ponto, utilizam-se circuitos LC na construção desse filtro.

Amplificador linear: serve para amplificar o sinal que será irradiado pela antena. Sua construção exige precauções no tocante à quantidade de distorção introduzida pelo circuito, que deve permanecer a mais baixa possível. Utilizam-se sempre dispositivos polarizados em classe A ou B, sendo proibido o uso de amplificadores classe C.

A maior parte dos estágios que compõem um transmissor de SSB já foi analisada nos capítulos anteriores. Aqui serão abordados o funcionamento, em maior profundidade, do filtro de faixa lateral e do amplificador linear, já que se trata de circuitos específicos para esse tipo de transmissor.

O Filtro de Faixa Lateral

Para cumprir sua finalidade, o filtro de faixa lateral deverá exibir uma curva de resposta semelhante à da Figura 3. A atenuação final precisa exceder – 40 dB para uma boa supressão da faixa lateral. A ondulação da curva de resposta dentro da região plana não deverá ultrapassar a 3 dB e a largura de faixa a – 3 dB deverá ser inferior a 3 kHz. O fator de forma da curva do filtro, que é a relação entre largura de faixa a – 60 dB e a largura de faixa a – 6 dB, deve ser o menor possível. A freqüência da portadora é aquela em que a curva de resposta do filtro exibe uma atenuação de aproximadamente – 20 dB.

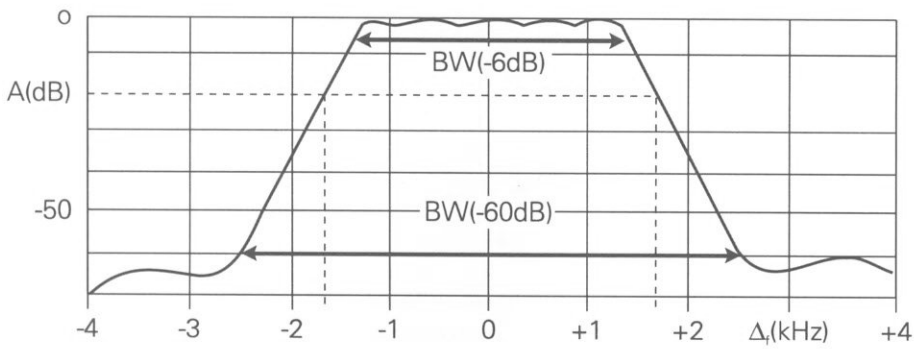


Figura 3 Curva de resposta de um filtro de faixa lateral

Exemplo 1: Na Figura 3, determinar o fator de forma e as freqüências correspondentes à portadora, sendo a freqüência central de 455 kHz.

O fator de forma, FF é dado por:

$$FF = \frac{BW\ (-\ 60\ dB)}{BW\ (-\ 6\ dB)} = \frac{2{,}5\ -\ (-\ 2{,}5)}{1{,}4\ -\ (-\ 1{,}4)} = \frac{5}{2{,}8} = 1{,}79 \qquad \text{Equação 4}$$

As freqüências correspondentes às portadoras são dadas por:

$$f_o = \Delta f \Big|_{A\ =\ -20dB} + f_{central} \qquad \text{Equação 5}$$

$f_{o1} = -\ 1{,}7 + 455 = 453{,}3$ kHz

$f_{o2} = 1{,}7 + 455 = 456{,}7$ kHz

Exemplo 2: Para o filtro da Figura 3, utilizando-se $f_{o1} = 453{,}3$ kHz, determinar a atenuação da faixa lateral indesejada para $f_m = 1$ kHz.

Primeiro, calculam-se as freqüências correspondentes a cada faixa lateral:

$f_{USB} = f_o + f_m = 453{,}3 + 1 = 454{,}3$ kHz

$f_{LSB} = f_o - f_m = 453{,}3 - 1 = 452{,}3$ kHz

Pelo exame da Figura 3, encontra-se:

A (f = 454,3 kHz) = O dB

A (f = 452,3 kHz) = – 65dB

$A_{LSB} = A_{USB} - A_{LSB} = 0 - (-\ 65) = 65$ dB

Filtros Mecânicos

A indústria americana iniciou a produção de modelos desse tipo de filtro em 1952 e a indústria japonesa em meados dos anos 60. Sem dúvida, a mais significativa característica desse tipo de filtro é o alto Q dos ressoadores de disco metálico dos quais é feito.

Um Q de 10000 é comum neste tipo de ressoador.

Os filtros mecânicos desfrutam de uma excelente característica de estabilidade de freqüência. Isso torna possível fabricá-los com uma faixa passante que vai de algumas centenas de hertz até alguns quilohertz.

A Figura 4 ilustra o modo de operação de um filtro mecânico. A Figura 5 mostra a constituição interna de um filtro com transdutores magneto-estritivos. Outros filtros utilizam transdutores piezoelétricos,

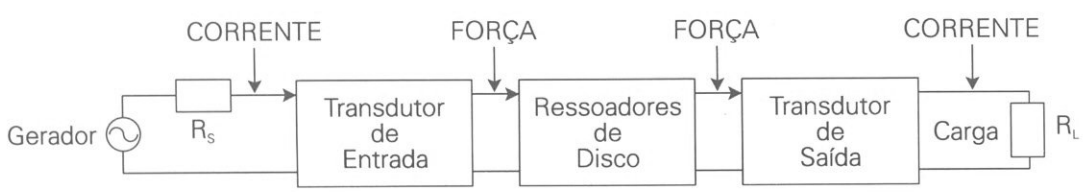


Figura 4 Princípio de operação de um filtro mecânico.

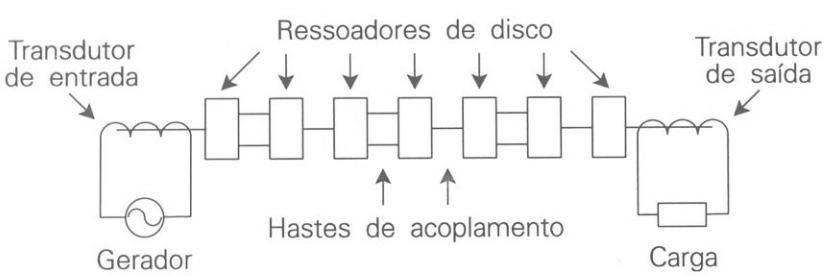


Figura 5 Constituição interna de um filtro mecânico com transdutores magneto-estritivos.

A Figura 6 mostra o circuito equivalente elétrico de um filtro mecânico com transdutores magneto-estritivos.

Como observação final, o filtro mecânico é fabricado para freqüências inferiores a 1 MHz e sua perda inserção não ultrapassa 7 dB.

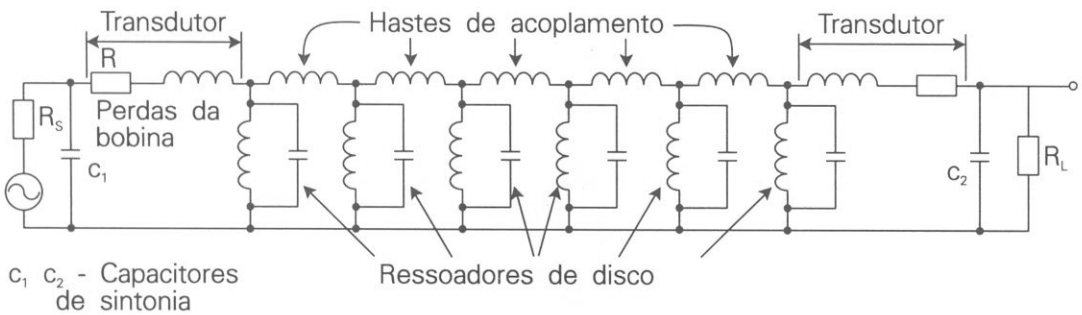


Figura 6 Circuito equivalente de um filtro mecânico.

A impedância de terminação é de aproximadamente 50 kΩ para um filtro magneto-estritivo de 455 kHz e sua capacitância de sintonia é de cerca de 120 pF. Filtros com transdutores piezoelétricos requerem uma impedância menor, em torno de 1 kΩ.

Filtros Piezoelétricos

Utilizam cristais de quartzo, cujo estudo é efetuado no Capítulo "Osciladores". Um cristal oscilador exibe uma ressonância série, f_S, e, numa freqüência ligeiramente maior, uma ressonância paralela, f_p, conforme pode-se concluir, pelo exame da Figura 7. Em ambos os casos o fator de qualidade Q é muito elevado, podendo superar 100 mil vezes.O cristal é utilizado como filtro nas imediações da ressonância série. Como a separação pólo-zero, $f_p - f_S$, equivale, num cristal em aberto do tipo HC-6U, a cerca de 0,12% de f_S, a largura de faixa obtida com o uso de cristais de freqüência inferior a 1,25 MHz será insuficiente para o uso em SSB, havendo a necessidade de aumentar a separação. Isso pode ser conseguido pela conexão de uma indutância externa em série com o cristal, para diminuir f_S, ou em paralelo para aumentar f_p. A Figura 8 mostra os efeitos causados pelo uso de indutâncias.

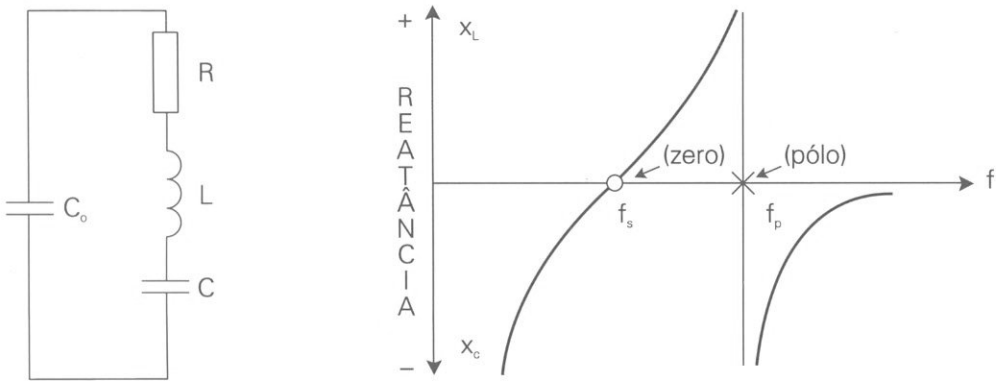


Figura 7 Circuito equivalente do cristal de quartzo e curva de resposta em freqüência.

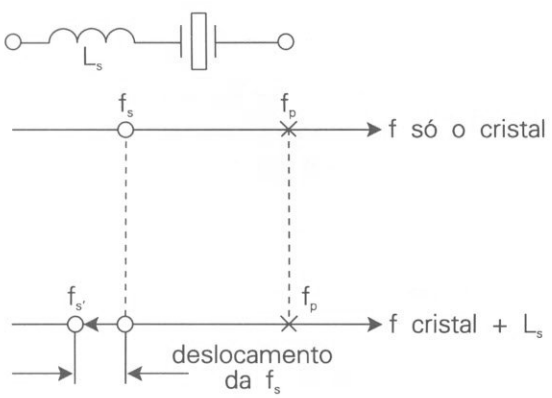


Figura 8a Cristal em série com uma indutância: f_S diminui.

O uso de indutâncias, contudo, pode originar respostas espúrias. A Figura 8b mostra o aparecimento de uma ressonância paralela abaixo da freqüência de ressonância do braço RLC-série, causada pela colocação de uma indutância externa em paralelo com o cristal.

A Figura 9 mostra um filtro a cristal do tipo meia-treliça. Esta configuração é utilizada para neutralizar a capacitância C_o dos cristais e aumentar a faixa de passagem, que passa a ser igual ao dobro do espaçamento entre f_p e f_S. Para isso, tanto a separação de freqüências entre pólo e zero quanto a diferença entre as freqüências de ressonância série dos cristais Y_1 e Y_2 deverão ser de aproximadamente 1,5 kHz, ou seja, f_{S2} igual a f_{p1}, para uma faixa de passagem de 3 kHz. O valor exato de f_{p2} pode ser ajustado por meio

de C_2. Desta forma, haverá o máximo de sinal na saída, e mínimo de atenuação, tanto nas freqüências de ressonância série de ambos os cristais, quanto nas freqüências onde as reatâncias apresentadas pelos cristais tiverem sinais opostos, ou seja, acima de f_{S1} e abaixo de f_{S2}, acima de f_{p1} e abaixo de f_{p2}. Nas freqüências onde as reatâncias tiverem os mesmos sinais, haverá atenuação, sendo máxima quando as reatâncias forem exatamente iguais, o que ocorre acima de f_{p2}, no filtro meia-treliça. A atenuação da faixa lateral obtida pela utilização de um filtro meia-treliça de apenas – 20 dB. Para conseguir maior atenuação, deve-se utilizar o filtro treliça, mostrado na Figura 9b, que apresenta maior atenuação da faixa lateral indesejada (– 40 dB). Um filtro adequado para SSB deve utilizar seis cristais, sendo quatro na configuração treliça e dois na configuração meia-treliça. A atenuação conseguida para a faixa lateral, dessa maneira, é de aproximadamente – 60 dB.

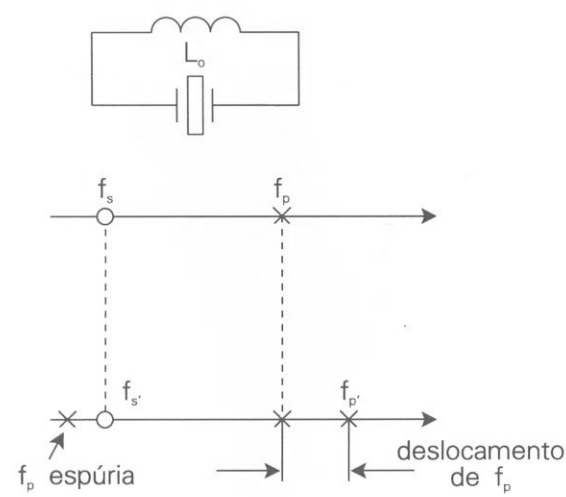


Figura 8b Cristal em paralelo com uma indutância f_p aumenta.

A Figura 9 mostra dois filtros a cristal muito utilizados.

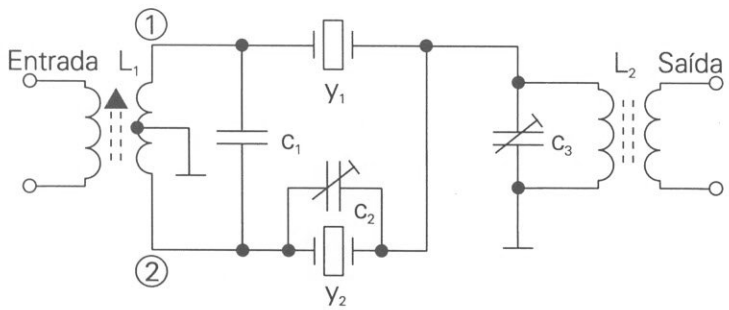


Figura 9a Filtro em meia-treliça.
$f_{y1} < f_{y2}$

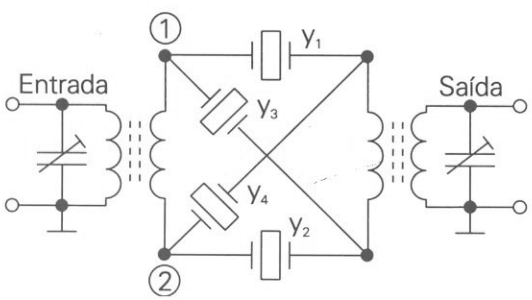


Figura 9b Filtro em treliça.
$y_1 = y_2$ e $y_3 = y_4$
$f_{y1} < f_{y3}$

O Excitador de SSB

A Figura 10 mostra um excitador completo para SSB, cujo funcionamento é analisado a seguir.

Função dos Principais Componentes

$D_1 + D_2$ – servem para nivelar os picos do sinal de voz, proveniente do microfone (diodos limitadores).

R_4 – regula o nível de modulação.

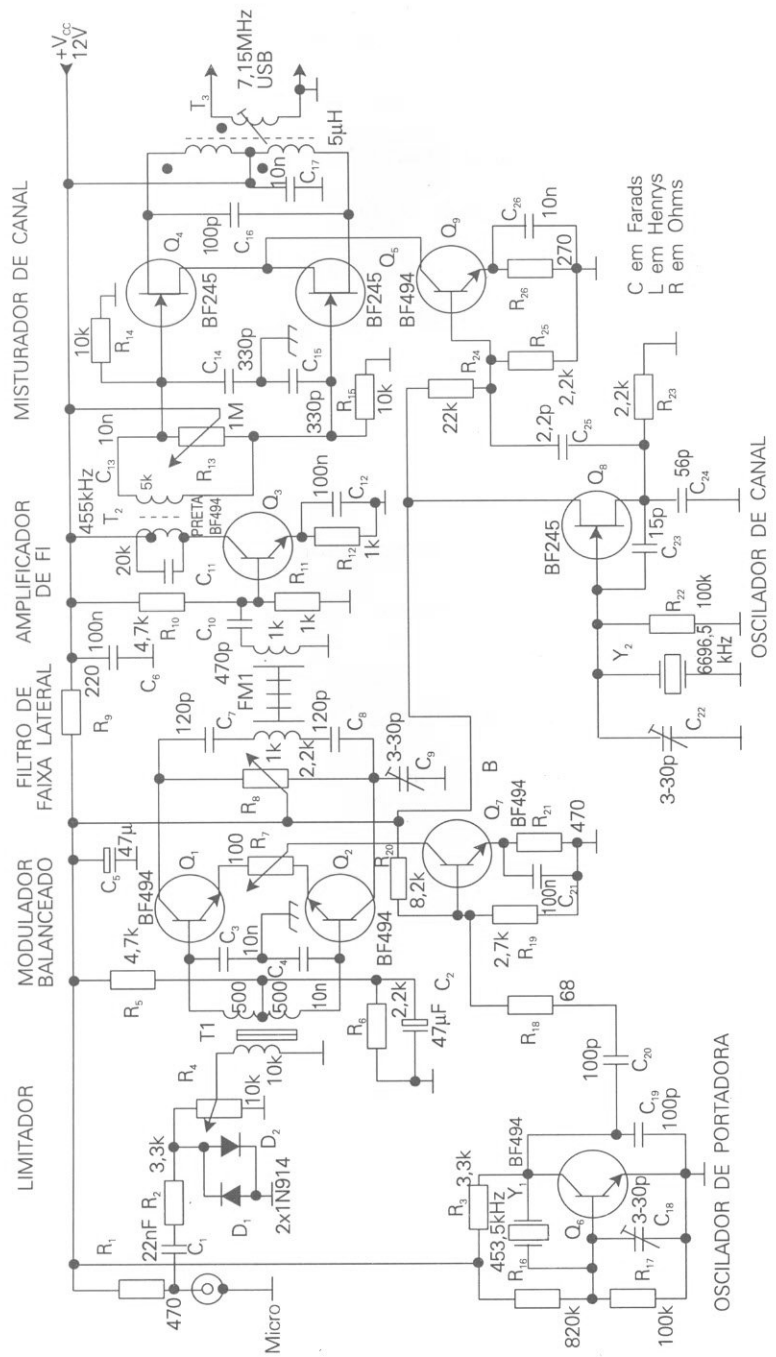


Figura 10 Excitador de SSB. (Cortesia de PPM RADIOCOMUNICAÇÕES LTDA.)

$Q_1 + Q_2$ – modulam a portadora com o sinal de áudio, suprimindo-a na saída, onde aparecem somente as faixas laterais.

R_7, R_8, C_9 – ajustam o equilíbrio do circuito modulador.

FM1 – filtro mecânico de faixa lateral. Suprime uma das faixas laterais.

Q_3 – fornece o ganho de tensão ao sinal de FI.

T_2 – sintonizado na FI. Serve de acoplamento ao estágio seguinte.

$Q_4 + Q_5$ – converte a freqüência de FI na freqüência desejada de transmissão.

R_{13} – ajuste de equilíbrio do misturador de canal.

T_3 – bobina trifilar.

Q_6 – oscilador de portadora.

C_{18} – ajuste fino da freqüência da portadora.

Q_7 – gerador de corrente constante.

Q_8 – oscilador de canal.

C_{22} – ajuste fino da freqüência do oscilador de canal.

Q_9 – gerador de corrente constante.

Y_1 – cristal de portadora.

Y_2 – cristal de canal.

Modulador Balanceado

É composto pelos transistores Q_1, Q_2 e Q_7, mais os potenciômetros R_7 e R_8 e o trimmer C_9. O potenciômetro R_7 compensa as diferenças de V_{BE} dos transistores Q_1 e Q_2. O potenciômetro R_8 mais o trimmer C_9 ajustam o equilíbrio do modulador, permitindo a eliminação quase completa da portadora. Na verdade é possível obter-se uma atenuação da portadora de aproximadamente – 40 dB em relação ao nível das faixas laterais. O transformador T_1 é usado para inverter a fase do sinal de áudio destinado à base de cada transistor.

Os capacitores C_3 e C_4 desacoplam as bases para o sinal de portadora, já que os transistores moduladores operam em base-comum para esse sinal.

O uso de um gerador de corrente constante, Q_7, para acoplar a portadora aos emissores dos transistores moduladores, bem como a seleção adequada dos componentes (no sentido da obtenção do equilíbrio perfeito de todo o circuito), proporciona a melhor condição de funcionamento. T_1 tem uma impedância de 10 kΩ no primário e 500 Ω em cada metade do secundário. A corrente de coletor dos transistores é igual a 1mA, exceto para Q_7, onde a corrente tem o dobro do valor. O divisor de tensão de base polariza-as ao redor de 3 V. Os transistor são todos BF 494, que possuem uma f_T = 250 MHz e β = 115.

O trimpot R_8 é utilizado para o ajuste do equilíbrio do modulador balanceado, permitindo o cancelamento da portadora. A ação de R_8 é complementada pelo trimmer C_9, que corrige eventuais diferenças de fase entre os sinais presentes em ambos os coletores. Como é explicado no Capítulo "Modulação AM-DSB/SC", às vezes torna-se necessário conectar C_9 ao coletor de Q_1, para conseguir-se uma atuação correta.

Misturador de Canal

O funcionamento do misturador de canal é, sobre todos os aspectos, semelhante ao do modulador balanceado, valendo para este estágio os mesmos critérios de seleção rigorosa dos componentes utilizados, visando a obtenção do melhor equilíbrio do circuito a fim de suprimir na saída o sinal do oscilador de canal.

O potenciômetro R_{13} mais os resistores R_{14} e R_{15} formam um divisor de tensão que modifica a polarização da porta dos FETs, fazendo variar sua condutância, proporcionando a compensação das eventuais diferenças de parâmetros dos componentes usados.

O transformador T_3 mais o capacitor C_{16} sintonizam a freqüência desejada, $f_c + f_i$ ou $f_c - f_i$. Para melhor precisão e controle da capacitância distribuída dos enrolamentos, é utilizado um transformador trifilar.

Os capacitores C_{14} e C_{15} colocados nas portas dos FETs devem apresentar baixa impedância para a freqüência de conversão e servem para criar uma tensão simétrica entre os terminais do transformador de FI, melhorando o desempenho geral.

Após o misturador de canal, deve ser colocado um filtro suficientemente seletivo para eliminar os produtos indesejados de conversão. Normalmente, são necessários pelo menos dois circuitos ressonantes LC paralelos para a obtenção da seletividade necessária. Aqui isso é conseguido pelos seguintes componentes: C_{16} em paralelo com a indutância do primário de T_3 formam o primeiro filtro passa-faixa de canal. O segundo

filtro passa-faixa está localizado no pré-amplificador de RF, mostrado na Figura 18. Os componentes do filtro são L_2 e C_2. Juntos, os filtros conseguem atenuar pelo menos –40 dB os produtos indesejáveis de conversão.

Amplificador Linear

Cabe ao amplificador linear a tarefa de fornecer potência ao sinal de SSB gerado pelo excitador de SSB. O amplificador linear tanto pode ser faixa-estreita quanto faixa-larga. A Figura 11 mostra o diagrama em blocos de um amplificador linear faixa-estreita.

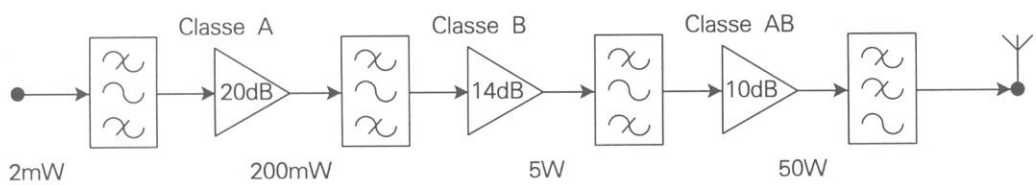


Figura 11 Amplificador linear de três estágios, faixa-estreita.

Os transistores ficam entre circuitos passa-faixa LC, responsáveis pela seletividade e o acoplamento entre os estágios.

O amplificador faixa estreita é apropriado para transmissores de freqüência fixa ou que operem numa faixa de freqüência estreita. Um amplificador é chamado de faixa-estreita se sua faixa de passagem é apenas uma fração de sua freqüência central, ou seja:

$$\text{Amplificador faixa-estreita: } \frac{BW}{f_o} << 1.$$

Se a razão BW/f_o for pouco inferior a 1 ou igual ou maior que a unidade, então o amplificador será considerado de faixa-larga (Figura 12).

Devido ao uso do misturador, necessita-se de seletividade adequada para suprimir os sinais indesejáveis presentes em sua saída. Quanto maior a freqüência de transmissão, f_r, e menor a freqüência intermediária, f_i, maior é a seletividade necessária (Figura 13). Por isso, deve-se escolher a freqüência central do filtro de faixa lateral de forma a reduzir os requisitos de seletividade. Isso é conseguido pela escolha de um filtro cuja freqüência central esteja entre 1,6 MHz e 9 MHz, quando se for transmitir em freqüências superiores a 10 MHz.

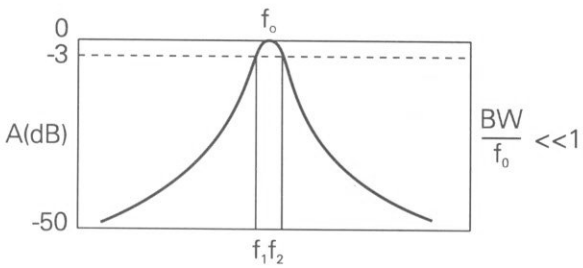


Figura 12a Curva de resposta de um amplificador faixa-estreita.

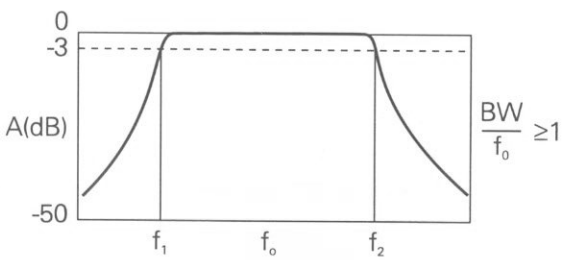


Figura 12b Curva de resposta de um amplificador faixa-larga.

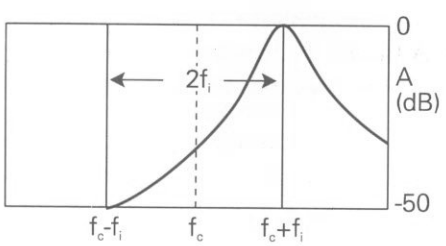


Figura 13a Uma FI elevada minimiza os requisitos de seletividade necessários.

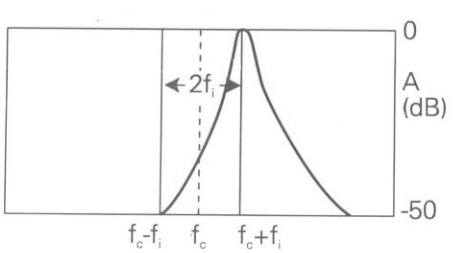


Figura 13b Uma FI mais baixa requer maior seletividade para supressão dos sinais indesejáveis.

Para freqüências inferiores, os filtros de 455 kHz serão adequados.

Uma alternativa diferente, que contorna a necessidade do uso de filtros passa-faixa muito seletivos, é a utilização de duas conversões após a filtragem da faixa lateral (Figura 14).

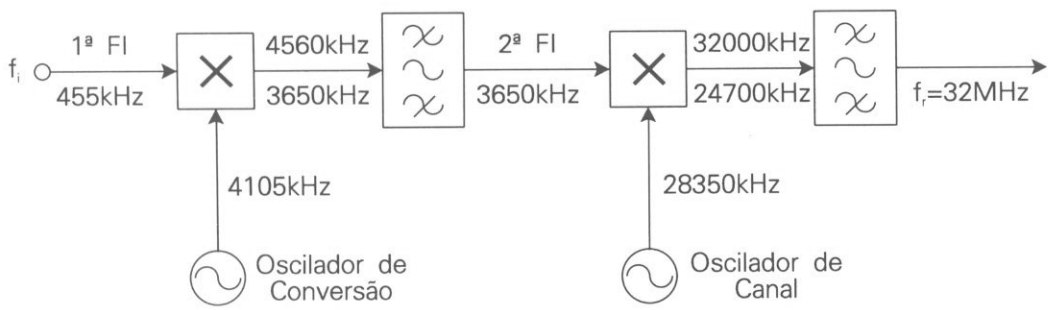


Figura 14 O uso de dupla conversão possibilita a obtenção de freqüências elevadas a partir da FI de 455 kHz.

Os amplificadores utilizados para amplificar o sinal de SSB devem possuir boa linearidade para que não ocorram distorções que venham a prejudicar a qualidade do sinal e gerar intermodulação, o que poderia causar interferência sobre os canais vizinhos ao da freqüência irradiada. A Figura 15 ilustra a curva característica de transferência e as novas freqüências geradas pela intermodulação entre dois sinais de freqüências próximas.

O amplificador linear é o único que não gera nenhum espúrio. O amplificador que apresenta uma característica quadrática, exibe um espectro onde aparecem produtos de intermodulação de 2ª ordem, ou seja, $f_2 \pm f_1$.

Como esses sinais estão bastante afastados, em freqüência, dos sinais originais, os filtros LC conseguem suprimi-los com relativa facilidade.

Já o amplificador que apresenta uma região cúbica em sua característica de transferência, além de gerar produtos de intermodulação de 2ª ordem como no amplificador quadrático, também gera produtos de intermodulação de 3ª ordem, ou seja, $2f_2 - f_1$ e $2f_1 - f_2$. Esses sinais estão muito próximos em freqüência dos sinais originais, para que possam ser eliminados pelos filtros LC, e causam interferência prejudicial em canais de RF adjacentes ao canal utilizado. Por isso, todo o cuidado deve ser dedicado ao projeto de amplificadores lineares para SSB no sentido de obter-se o máximo de linearidade.

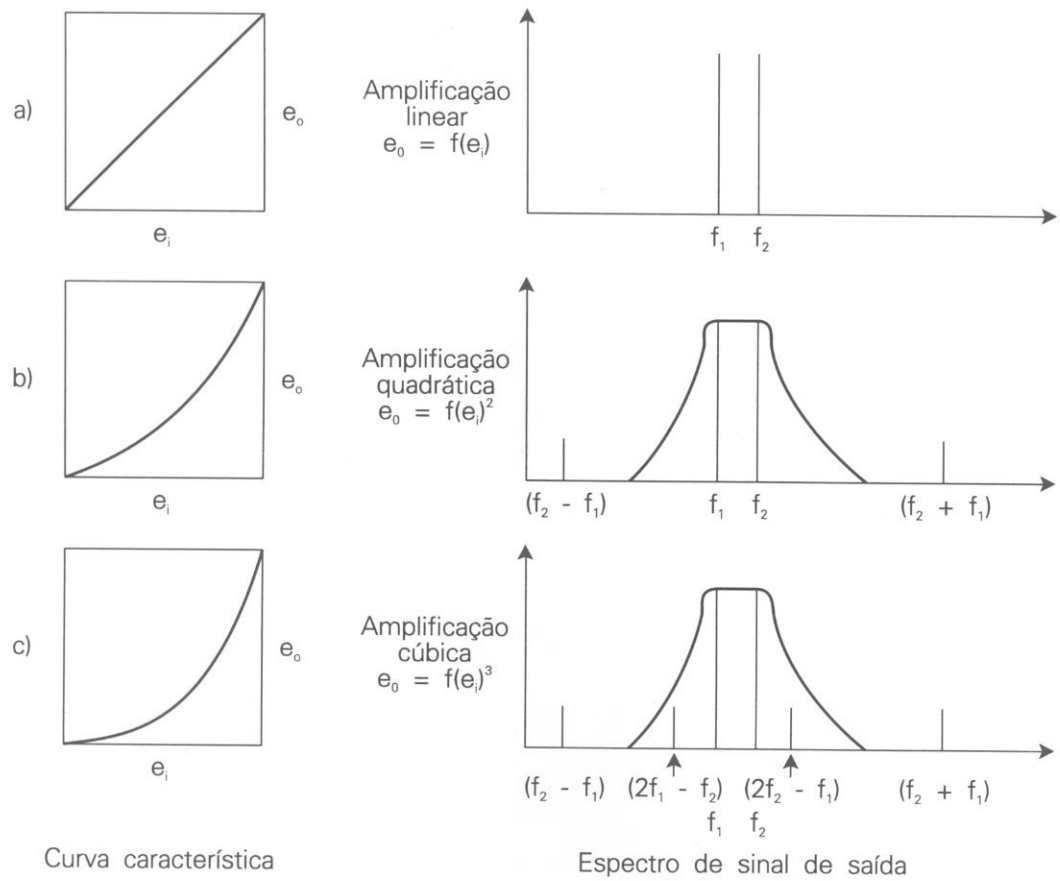


Figura 15 Gráficos que relacionam a geração de espúrios com a curva característica de transferência do amplificador.

A distorção em amplificadores transistorizados é causada principalmente pela relação não-linear entre a tensão base-emissor e a corrente de coletor. Como a relação entre a corrente de coletor e a corrente de base é bem mais linear que a outra característica, o amplificador excitado em corrente apresenta uma distorção muito menor que o excitado em tensão (Figura 16).

Contudo, se a junção base-emissor receber uma polarização adequada, de tal maneira que o transistor opere sempre na região além do "joelho" da curva, a distorção resultante será bastante reduzida. O circuito que fornece essa tensão de polarização deve possuir baixa resistência interna. Isso é necessário porque o transistor de potência pode necessitar de correntes de base da ordem de centenas de miliampères durante o pico de

excitação, contra apenas alguns miliampères no estado de repouso. Além disso, o circuito deve ser sensível à temperatura, para evitar a avalanche térmica do transistor de potência, o que é conseguido pelo emprego de termistores, diodos ou transistores, como sensores de temperatura.

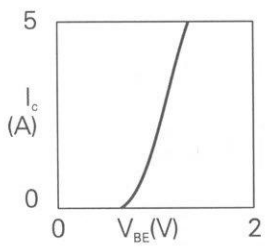


Figura 16a Curva $I_C \times V_{BE}$ de um BJT.

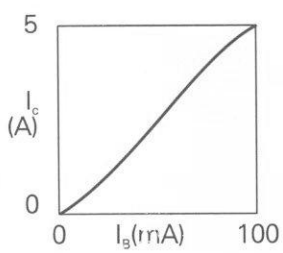


Figura 16b Curva $I_C \times I_B$ de um BJT.

Os cuidados com relação ao aquecimento devem ser os mesmos dedicados aos amplificadores de potência de áudio. Quanto à temperatura, os transistores de potência de RF devem trabalhar mais frios, para que possam melhor suportar um eventual descasamento de impedância com a antena. Daí a necessidade de usar dissipadores de calor de dimensões avantajadas. A Figura 17 mostra um circuito típico de polarização classe AB, muito utilizado em amplificadores lineares.

É aproveitada a baixa resistência dinâmica de um diodo diretamente polarizado para se obter uma tensão de polarização entre base-emissor praticamente independente da corrente de base.

R_3 deve ser capaz de permitir a circulação de uma corrente igual ao valor próximo de I_B no pico da modulação. C_1 permite uma melhor regulação dinâmica, fornecendo corrente durante surtos momentâneos de demanda.

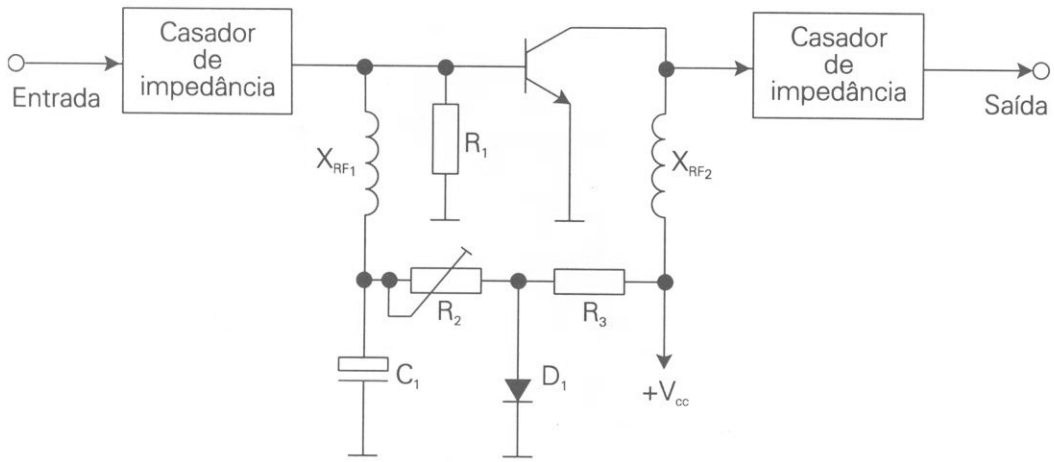


Figura 17 Circuito de polarização regulada compensada em temperatura.

R_2 é ajustado para que a corrente de repouso de coletor seja apenas suficiente para evitar distorção excessiva em baixos níveis de potência. X_{RF1} serve para isolar (para RF) a base, de C_1. R_1. Juntamente com R_2 e a resistência ôhmica do choque, atua como um divisor de tensão. A tensão V_{BE} fica em torno de 0,55 V e a corrente de repouso de coletor por volta de 5% da corrente máxima, o que ocorre somente durante os picos de modulação.

Para se reduzir a distorção em amplificadores lineares também pode ser empregada a realimentação negativa. Como o uso da realimentação negativa alarga a curva de resposta em freqüência, seu uso é indicado em amplificadores faixa-larga.

A Figura 18 mostra o diagrama dos primeiros dois estágios de um amplificador linear cuja potência final é de 20 W_{PEP}.

É utilizada realimentação negativa para reduzir a distorção e uniformizar o desempenho do circuito, permitindo um bom controle do ganho obtido em cada estágio. Os resistores R_F fornecem realimentação negativa de tensão, enquanto os resistores R_E fornecem realimentação negativa de corrente. Os transformadores T_1 e T_2 casam a impedância entre coletor e base. Os capacitores de 100 pF em paralelo com T_1 e T_2 sintonizam os mesmos na freqüência central de operação. A largura de faixa excede 1 MHz.

Apesar de ambos os tipos de realimentação reduzirem tanto o ganho quanto a distorção do estágio, seus efeitos sobre as impedâncias de terminação são diversos. R_F diminui as impedâncias de entrada e de saída. R_E eleva-as (Tabela 1).

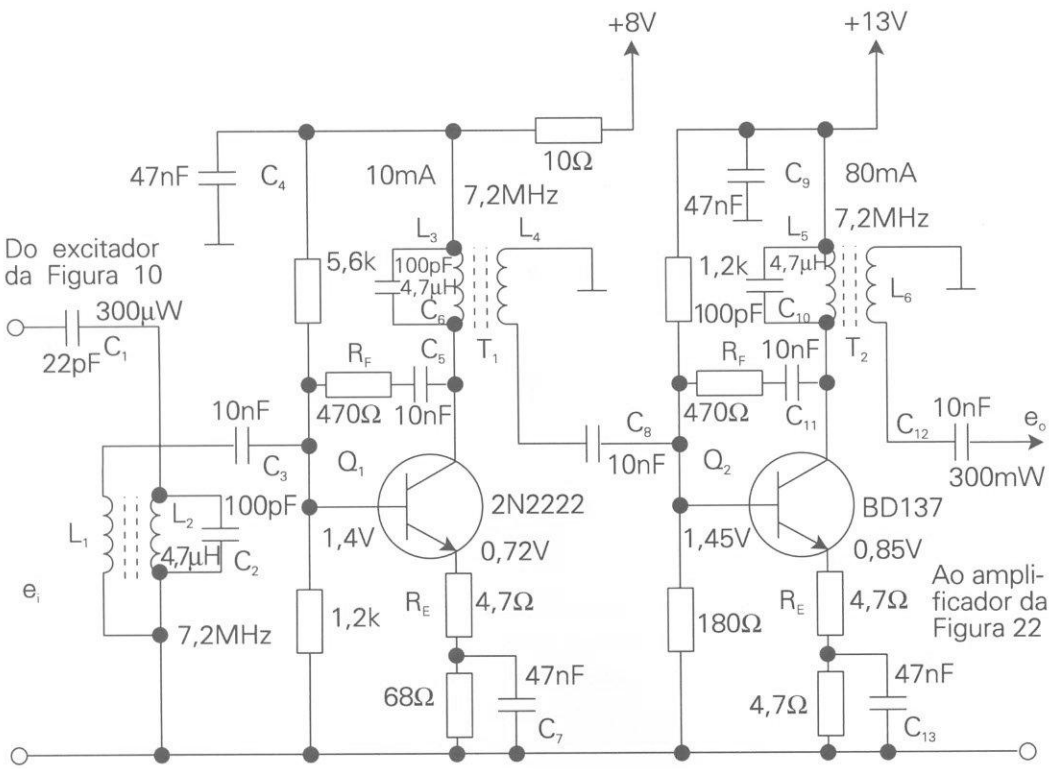


Figura 18 Pré-amplificador de RF de dois estágios.

Tabela 1 Tabela das impedâncias de entrada de saída e o ganho transdutivo em função de R_E e R_F.

R_E (Ω)	R_F (Ω)	Z_I (Ω)	Z_O (Ω)	G_T (dB)
2,2	1100	16	149	20
3,3	760	20	114	17,5
4,7	530	26	97	15,5
6,8	370	31	80	13
8,2	310	34	73	11,4
10	250	36	69	10
12	210	39	65	7,9
15	170	40	61	7,4

Os capacitores C_6 e C_{10} sintonizam L_3 e L_5 para a freqüência desejada. Os demais capacitores devem apresentar uma baixa reatância capacitiva para a freqüência do sinal amplificado.

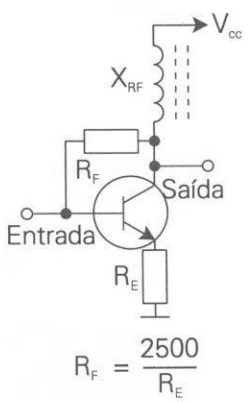


Figura 19 Desenho simplificado do amplificador com dupla realimentação.

Se for desejada a operação em faixa-larga, os capacitores C_6 e C_{10} deverão ser omitidos e os indutores L_3, L_4 e L_5, L_6 trocados por transformadores bifilares toroidais de relação de impedâncias 4 : 1 (N = 2 : 1). A Figura 20 mostra a curva de resposta que pode ser obtida, e a Figura 21, o circuito simplificado.

A curva de resposta exibe um corte em baixa freqüência devido à queda de reatância do transformador. Em alta freqüência o corte deve-se principalmente às características do transistor.

Para a curva mostrada o transistor deve ter uma f_T de 500 MHz.

A Figura 22 mostra o excitador e o amplificador de potência linear de um transmissor de SSB de 20 W. É utilizada realimentação negativa paralela no estágio excitador e a polarização de base é suprida da forma mostrada na Figura 17. O casamento de impedâncias entre Q_1 e Q_2 é proporcionado pelo capacitor C_6. O indutor L_1 sintoniza o coletor de Q_1 na freqüência central de transmissão.

O amplificador de potência Q_2 é polarizado em classe AB, da mesma maneira que o estágio excitador. A associação de R_8 e C_8 ajuda a prevenir oscilações indesejáveis. O capacitor C_9 tem a mesma finalidade. L_2 sintoniza o coletor de Q_2 e a rede formada por C_{10}, L_3 e C_{13} casam a impedância. A rede formada por C_{14} e L_4 atua abaixo da freqüência de ressonância série, que é de 12,1 MHz. Sua finalidade é permitir a sintonia exata do

amplificador de potência através do ajuste de L_4. Todos os componentes entre L_5 e o conector de antena atuam como filtro de harmônicos, sendo que L_7 e C_{17} devem estar sintonizados na freqüência do segundo harmônico, ou seja, 14,4 MHz. O resistor R_9 serve para descarregar a eletricidade estática acumulada na linha de transmissão que conecta o transmissor à antena, durante tempestades elétricas.

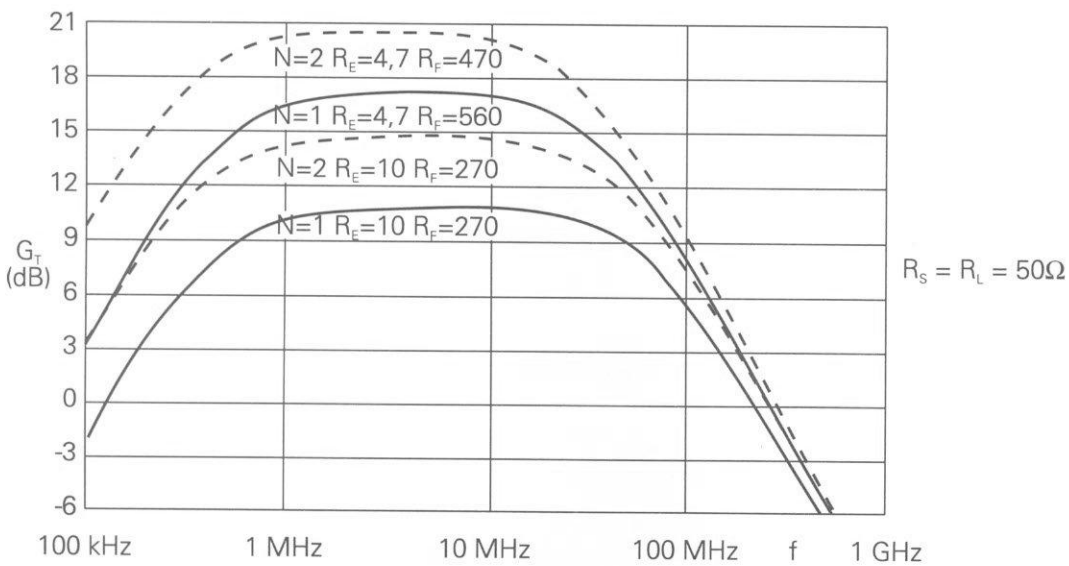


Figura 20 Curva de resposta de um estágio faixa-larga utilizando degeneração série-paralela.

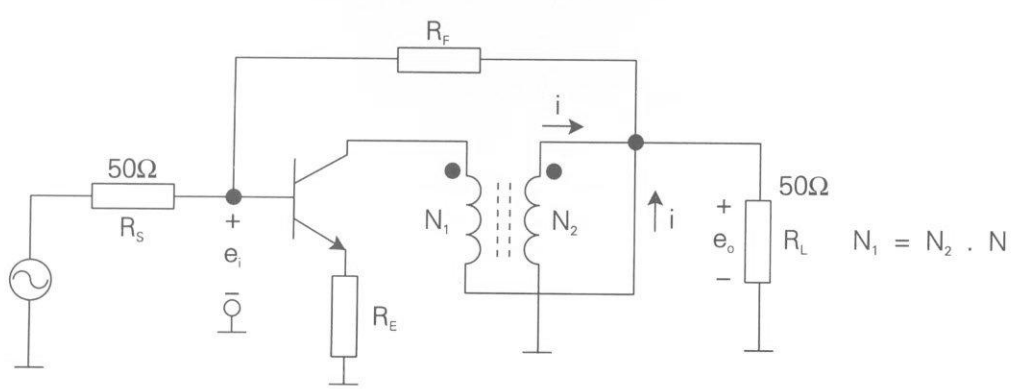


Figura 21 Circuito simplificado de um estágio amplificador faixa-larga.

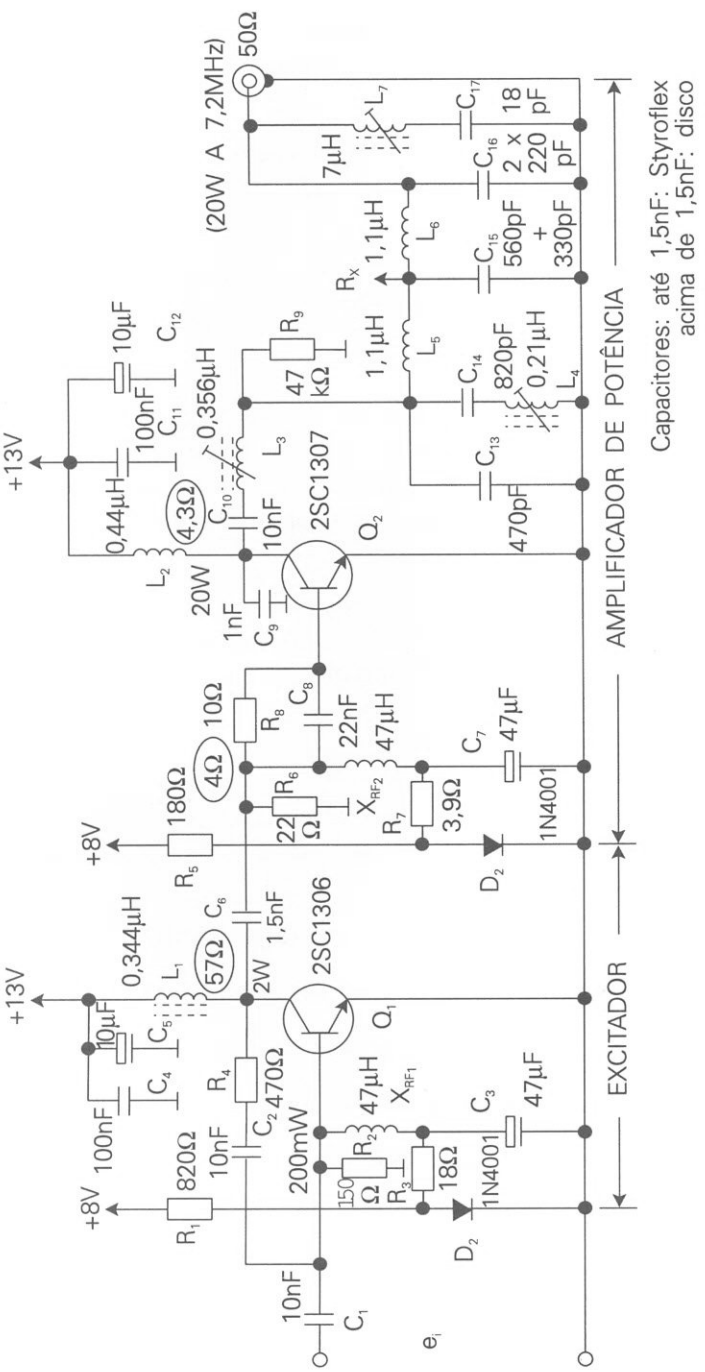


Figura 22 Excitador e amplificador de potência linear classe A B de 20 W_{PEP} de saída.

Os valores em ohms indicador dentro das elipses, no circuito da Figura 22, correspondem às impedâncias nos pontos assinalados. O mesmo é verdadeiro para os valores de potência.

Os choques de 47 μH são microchoques de ferrite, da SONTAG, assim como as formas, ferrites e canecas de blindagens dos indutores de ferrite utilizados nos circuitos das Figuras 10, 18 e 22.

Um transmissor completo de SSB para a faixa de 7,2 MHz pode ser obtido pela conexão dos circuitos das Figuras 10, 18 e 22.

CONCLUSÃO

Os detalhes de projeto dos circuitos apresentados poderão ser esclarecidos mediante o estudo dos Capítulos "Modulação AM-DSB/SC", "Filtros", "Casadores de Impedâncias" e "Amplificadores Sintonizados", acrescidos dos Apêndices "Polarização de Dispositivos Semicondutores" e "Acoplamento e Desacoplamento de Circuitos Eletrônicos".

Os indutores ajustáveis dos circuitos apresentados são construídos em formas semelhantes à mostrada na Figura 13 do Capítulo "Misturadores de Freqüência", sendo calculados com o auxílio da Equação 15, do mesmo capítulo.

Questionário

1) Qual o significado da sigla SSB?

2) Qual a principal característica da transmissão em SSB?

3) Quais são as duas modalidades de emissão para os sinais SSB?

4) Quais são os métodos para a obtenção de sinais em SSB?

5) Qual o método mais utilizado, modernamente, para a obtenção do sinal SSB?

6) Desenhe o espectro de um sinal SSB.

7) Desenhe o diagrama em blocos de um transmissor em SSB por filtragem.

8) Por que é obrigatória a utilização do misturador de canal, num transmissor de SSB?

9) Desenhe a curva de resposta de um filtro de faixa-lateral para SSB.

10) Quais as características de um filtro de faixa-lateral apropriado para SSB?

11) Em que época, aproximadamente, iniciou-se a fabricação de filtros mecânicos para SSB?

12) Quais os valores típicos para a freqüência central e a faixa de passagem de filtros mecânicos?

13) Desenhe o diagrama em blocos de um filtro mecânico, mostrando o seu princípio de operação.

14) A partir de que freqüência a separação entre pólo e zero de um cristal é suficiente para a utilização em SSB?

15) Qual o recurso utilizado para permitir a utilização de cristais na construção de filtros em baixas freqüências?

16) Qual o espaçamento correto entre as freqüências de ressonância série e paralela, para cristais utilizados nos filtros treliça e meia-treliça, para SSB?

17) Quais os valores de atenuação proporcionados por filtros treliça e meia-treliça e qual o número de cristais normalmente necessários para a construção de filtros de faixa-lateral para SSB?

18) Desenhe o diagrama esquemático de um filtro treliça.

19) Descreva o funcionamento do excitador de SSB, cujo circuito é mostrado na Figura 10.

20) Qual a finalidade do filtro de canal?

21) Quantos filtros são necessários, normalmente, após o misturador de canal?

22) Qual deve ser a atenuação mínima dos produtos indesejáveis de conversão?

23) Qual a função do amplificador linear?

24) Classifique os amplificadores lineares e fornecer suas aplicações.

25) Quais os fatores que determinam a quantidade de seletividade necessária após o misturador de canal?

26) Quais os valores de freqüência adequados para o filtro de faixa-lateral dos transmissores de SSB de freqüência superior a 10 MHz?

27) Qual a finalidade da utilização de duas conversões de freqüência para a obtenção do sinal irradiado?

28) Quais as características que deve apresentar um amplificador linear?

29) Descreva os sinais gerados por amplificadores que possuam função de transferência cúbica.

30) Quais são os produtos de intermodulação, gerados por amplificadores lineares, mais prejudiciais?

31) Por que os produtos de intermodulação, gerados por um dispositivo quadrático, não causam problemas nos transmissores SSB?

32) Quais as causas da distorção nos amplificadores transistorizados?

33) Quais as medidas que podem ser tomadas no sentido de reduzir a distorção nos amplificadores transistorizados?

34) Quais as características do circuito de polarização de um amplificador transistorizado?

35) Por que os transistores de potência devem trabalhar frios?

36) Descreva o funcionamento de um circuito de polarização a diodos.

37) Quais os resultados obtidos com a utilização da realimentação negativa em amplificadores lineares?

38) Quais os efeitos dos resistores R_E e R_F sobre a impedância de entrada e de saída dos circuitos como os das Figuras 18, 19 e 21?

39) Quais os fatores que afetam a resposta em freqüência dos amplificadores realimentados das Figuras 18, 19 e 21?

40) Descrever o funcionamento do amplificador linear da Figura 22.

Problemas Propostos

1) Determinar, com o auxílio do Exemplo 3 e Equação 15 do Capítulo "Misturadores de Freqüência" o número de espiras de fio esmaltado de 0,33 mm de diâmetro necessário para o enrolamento dos indutores L_2, L_3 e L_5, de 4,7 μH, na Figura 18.

2) Com o auxílio da Equação 70 do Capítulo "Amplificadores Sintonizados", considerando um acoplamento unitário entre o primário e o secundário, determinar o número de espiras de L_4 e L_6 do circuito da Figura 18, para casar uma impedância de 90 ohms com uma carga de 22 ohms e um número de espiras no primário igual a 37.

MAKRON
Books

Modulação em Freqüência e Fase

Sistemas de comunicação por rádio, que necessitem de elevada relação sinal-ruído, empregam alguma forma de modulação angular. Nesses sistemas, a amplitude do sinal modulado é mantida constante, enquanto a freqüência do sinal é variada em função da amplitude instantânea do sinal modulador. A modulação angular é normalmente dividida em dois tipos:

a) Modulação em freqüência ou FM;

b) Modulação em fase, ou PM.

Um tipo de modulação pode ser convertido em outro, bastando para isso que o sinal modulante receba um tratamento adequado.

Obtenção da Modulação Angular

A modulação angular, FM ou PM, pode ser obtida por circuitos como os indicados nas Figuras 1a e 1b. No modulador em freqüência, utiliza-se um oscilador controlado por tensão. Sua freqüência é função da tensão moduladora. No modulador em fase, utiliza-se um filtro cuja freqüência central seja função da tensão moduladora. Assim, o ângulo de fase do sinal de saída será função da amplitude instantânea do sinal modulador.

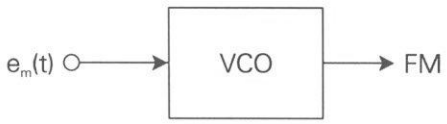


Figura 1a Modulador de freqüência.

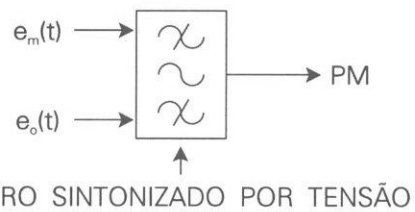


Figura 1b Modulador em fase.

Constante de Freqüência e Fase

O modulador de freqüência deve exibir uma característica freqüência X tensão o mais linear possível. Essa característica é chamada de "constante de freqüência". Seu símbolo é Kθ, e é dado pela expressão abaixo:

$$K_f = \frac{\Delta f}{\Delta e_m} \text{ (Hz/V)} \qquad \text{Equação 1}$$

O modulador em fase, analogamente, apresenta uma característica fase X tensão, conhecida como "constante de fase". Seu símbolo é K_θ, dado por:

$$K_\theta = \frac{\Delta \theta}{\Delta e_m} \text{ (rad/V)} \qquad \text{Equação 2}$$

Desvio de Freqüência e Fase

Devido à constante de freqüência, no FM, e a constante de fase, no PM, ocorre um desvio de freqüência no sinal gerado por ambos os tipos de moduladores. O desvio de freqüência pode ser calculado, no modulador em freqüência, a partir da Equação 1. Já, no caso do modulador em fase, o desvio de freqüência é calculado pela Equação 4.

$\Delta f = K_f \cdot e_m(t)$ Equação 3
(para moduladores em freqüência)

$\Delta f = K_\theta \cdot f_m \cdot e_m(t)$ Equação 4
(para moduladores em fase)

K_θ = em rad/V

Largura de Faixa de um Sinal FM

Ao contrário do que acontece na modulação em amplitude, onde é gerado apenas um par de faixas laterais, na modulação angular é gerado um grande número de pares de faixas laterais, em função do índice de modulação em freqüência, dado pela Equação 5.

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m}$$ Equação 5

onde β: índice de modulação em freqüência.

O número de pares de faixas laterais, com amplitude não inferior a 10% da amplitude da portadora sem modulação, é fixado pela Equação 6. Os pares de faixas laterais de ordem superior a *n* são desprezados por não possuírem uma potência significativa. De fato, a eliminação dessas faixas laterais através de filtros não ocasiona nenhum prejuízo para a inteligibilidade do sinal.

$n = \beta + 1$ Equação 6

onde *n:* número de pares de faixas laterais.

A largura de faixa do sinal com modulação em freqüência é dada pela Equação 7:

$BW = 2 \cdot n \cdot f_m$ Equação 7

onde BW: largura de faixa lateral do sinal FM.

A partir das Equações 5, 6 e 7, chega-se à seguinte equação para o cálculo de BW:

$BW = 2 (\Delta f + f_m)$ Equação 8

Espectro do Sinal FM

O sinal modulado em freqüência distingue-se do sinal AM por outra interessante característica também relacionada às faixas laterais: as faixas laterais inferiores de número ímpar têm suas fases invertidas de 180° com respeito à faixa lateral superior correspondente. A amplitude das raias espectrais do sinal FM pode ser calculada através da Equação 9. Os coeficientes J_n são obtidos da Figura 2.

PORTADORA $e(t) = A \{J_0(\beta) \operatorname{sen} \omega_0 t +$

1º PAR $+ J_1(\beta) [\operatorname{sen} (\omega_0 + \omega_m) t - \operatorname{sen} (\omega_0 - \omega_m) t]$

2º PAR $+ J_2(\beta) [\operatorname{sen} (\omega_0 + 2\omega_m) t + \operatorname{sen} (\omega_0 - 2\omega_m) t]$

Equação 9

3º PAR $+ J_3(\beta) [\operatorname{sen} (\omega_0 + 3\omega_m) t - \operatorname{sen} (\omega_0 - 3\omega_m) t]$

4º PAR $+ J_4(\beta) [\operatorname{sen} (\omega_0 + 4\omega_m) t + \operatorname{sen} (\omega_0 - 4\omega_m) t] + \ldots\}$

FAIXA LATERAL SUPERIOR — FAIXA LATERAL INFERIOR

Observando a Figura 2, percebe-se que os valores de J_n atingem seu primeiro máximo para valores de β iguais a $(n + 1)$, ou ligeiramente superiores. Como β é inversamente proporcional a f_m, isso significa que freqüências moduladoras de baixo valor produzirão um β elevado e, em conseqüência, as faixas laterais de ordem $(\beta + 1)$ terão uma grande amplitude. Na prática, o número de faixas laterais irá aumentar, seja pelo aumento da amplitude do sinal modulador, o que acarreta o aumento do desvio de freqüência, seja pela redução da freqüência do sinal modulador, uma vez que de ambas as maneiras o índice de modulação em freqüência cresce.

Outro ponto interessante relacionado à modulação angular reside na variação da amplitude da portadora em função do índice de modulação. De fato, para valores de β iguais a aproximadamente 2,4 – 5,5 – 8,6 – 11,8 e outros, ocorre a anulação da portadora, significando que toda a potência estará concentrada nas faixas laterais.

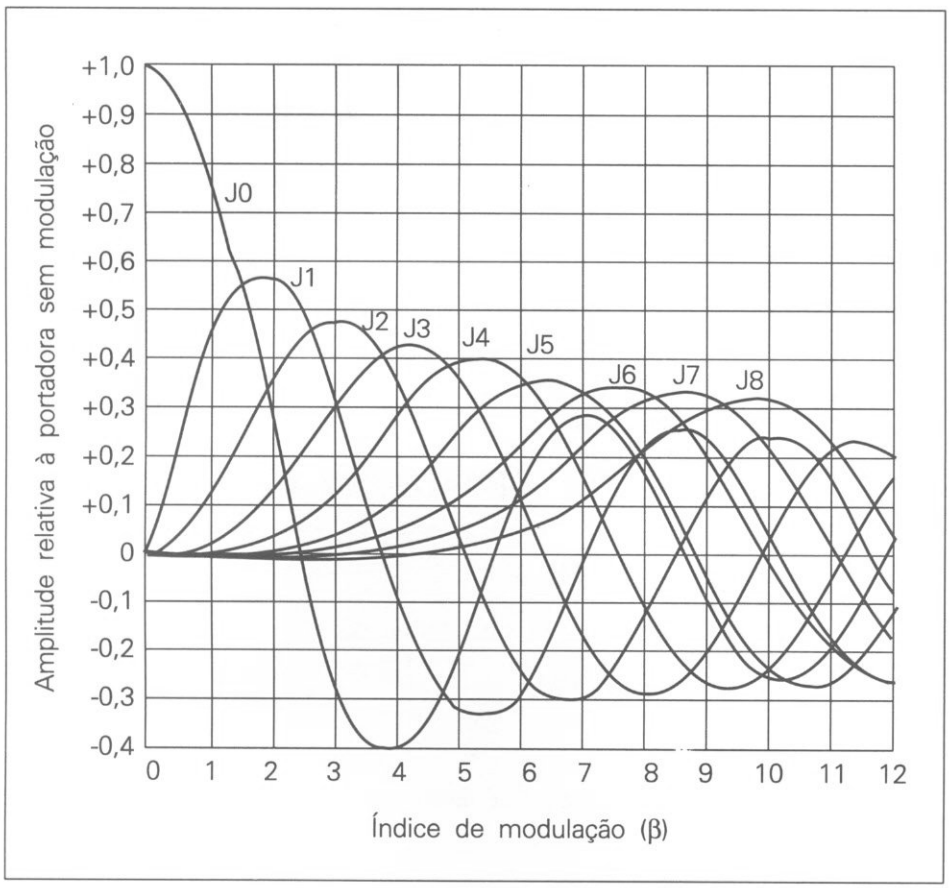


Figura 2 Gráfico da função de Bessel.

Relação de Desvio

As transmissões que utilizam modulação em freqüência têm seu desvio máximo limitado a um determinado valor, tendo em vista uma certa aplicação. A Tabela 1 mostra os casos mais comuns onde é empregada a modulação em freqüência. A relação de desvio é obtida pela Equação 10:

$$R_D = \frac{\Delta f(\text{máx})}{f_m(\text{máx})} \qquad \text{Equação 10}$$

Tabela 1 Características dos tipos mais comuns de transmissão em FM.

APLICAÇÃO	$\Delta_f(máx)$	$f_m(máx)$	*RELAÇÃO DE DESVIO*
RADIODIFUSÃO FM	± 75 kHz	15 kHz	5
CANAL DE ÁUDIO EM TELEVISÃO	± 25 kHz	15 kHz	1,67
RADIOCOMUNICAÇÃO VHF-UHF	± 5 kHz	3 kHz	1,67

Exercício 1: Desenhar o espectro de um sinal de FM, sendo dados: $f_m = 1{,}5$ kHz; $\Delta f = 3$ kHz; $E_o = 5$ V. Calcular:

a) O índice de modulação, β;

b) O número de pares de faixas laterais, n;

c) A largura de faixa; BW.

Solução

a) O índice de modulação, β, é dado pela Equação 5:

$$\beta = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{3}{1{,}5} = 2$$

b) O número de pares de faixas laterais, n, é dado pela Equação 6:

$$n = \beta + 1 = 2 + 1 = 3$$

c) A largura de faixa, BW, é dada pela Equação 8:

$$BW = 2\,(\Delta f + f_m) = 2\,(3 + 1{,}5) = 9 \text{ kHz}$$

Para desenhar o espectro, devemos anotar os valores de J_0, J_1, J_2 e J_3 obtidos a partir do gráfico da Figura 2:

$J_0 = 0{,}23$; $J_1 = 0{,}56$; $J_2 = 0{,}36$ e $J_3 = 0{,}13$

Utilizando-se a Equação 9 e fazendo-se A igual a 5 V, tem-se:

Portadora: $E_o \cdot J_o = 5 \cdot 0{,}23 = 1{,}15V$

1ª Faixa lateral superior: $= E_o \cdot J_1 = 5 \cdot 0{,}56 = 2{,}8$ V

1ª Faixa lateral inferior: $= - E_o \cdot J_1 = 5 \cdot 0{,}56 = - 2{,}8V$

2ª Faixa lateral superior: $= E_o \cdot J_2 = 5 \cdot 0{,}36 = 1{,}8$ V

2ª Faixa lateral inferior: $= E_o \cdot J_2 = 5 \cdot 0{,}36 = 1{,}8$ V

3ª Faixa lateral superior: $= E_o \cdot J_3 = 5 \cdot 0{,}13 = 0{,}65$ V

3ª Faixa lateral inferior: $= - E_o \cdot J_3 = - 5 \cdot 0{,}13 = - 0{,}65$ V

A Figura 3 mostra o espectro referente ao Exemplo 1.

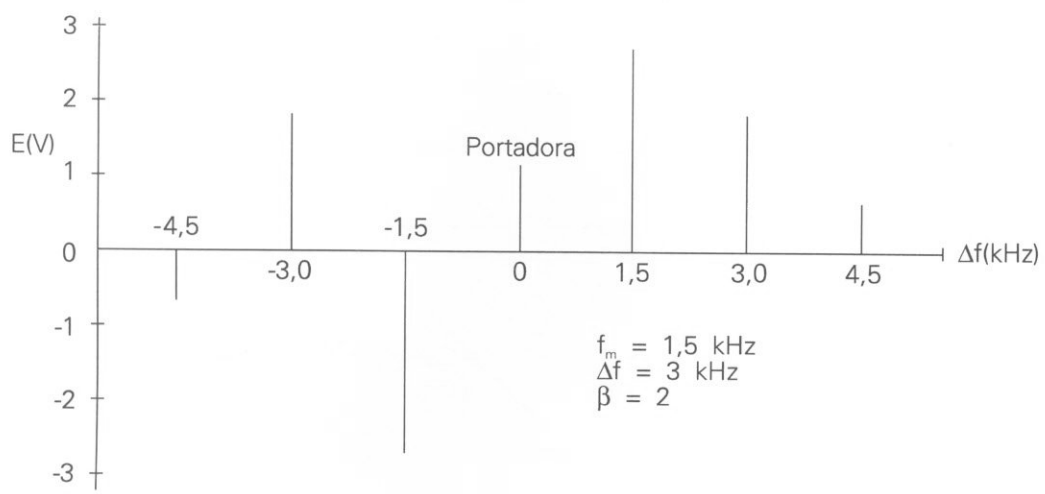


Figura 3 Espectro do sinal de FM referente ao Exemplo 1.

A Pré-ênfase

A relação sinal/ruído de um sistema de rádio que empregue FM depende fundamentalmente do índice de modulação empregado. Analisando-se a Equação 5, observa-se que o índice de modulação diminui com o aumento da freqüência do sinal modulante, para um desvio de freqüência constante. Isso significa que os sinais moduladores de alta freqüência não produzirão a mesma relação sinal/ruído que os sinais de menor freqüência. A solução para esse problema consiste em aplicar-se o sinal modulante num

filtro passa-alta, cuja freqüência de corte seja ligeiramente superior à máxima freqüência moduladora. O filtro adequado deve possuir uma curva de resposta com inclinação de 6 dB por oitava, o que pode ser conseguido pelo uso de um capacitor em série com o percurso do sinal modulador. A Figura 4 mostra um circuito de pré-ênfase e a curva de resposta obtida.

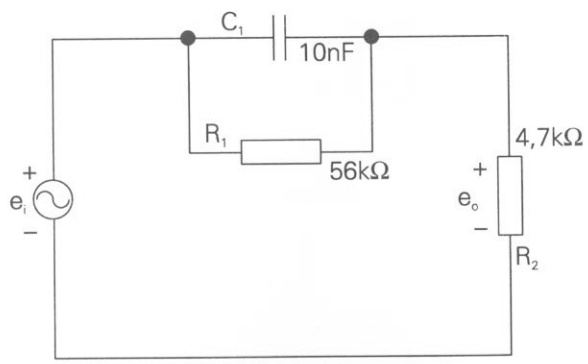


Figura 4a Circuito de pré-ênfase usado em radiocomunicação.

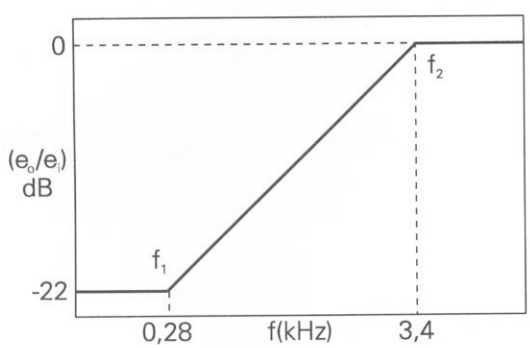


Figura 4b Curva de resposta do circuito da Figura 4a.

O circuito da Figura 4 é adequado para equipamentos de radiocomunicação, onde a faixa de freqüência do sinal modulante está compreendida entre os limites de 300 Hz e 3 kHz. O ganho de áudio é dado pela Equação 11.

$$e_o / e_i = 20 \log \frac{f}{300} \qquad \text{Equação 11}$$

$$300 \text{ Hz} < f < 3 \text{ kHz}$$

Para transmissores de FM utilizados em radiodifusão, a curva de pré-ênfase estende-se de 2,12 kHz até 15 kHz e é dada pela Equação 12.

$$e_o / e_i = 20 \log \frac{f}{2{,}12 \cdot 10^3} \qquad \text{Equação 12}$$

$2{,}12 \text{ kHz} < f < 15 \text{ kHz}$

O circuito de pré-ênfase utiliza um capacitor de 2,2 nF, para C_1, e um resistor de 33 kΩ para R_1. O valor de C_2 continua sendo de 4,7 kΩ. Os valores de f_1 e f_2 são, respectivamente, 2,2 kHz e 15 kHz. A variação máxima da resposta é de 18 dB entre os pontos máximo e mínimo.

Limitador de Desvio

Num sistema prático de comunicação por rádio, é necessário limitar-se a quantidade de modulação para evitar um desvio excessivo da freqüência da portadora, sobre pena de se causar interferência em canais adjacentes. Isso é conseguido pela limitação da amplitude do sinal modulante entregue ao modulador de freqüência, como pode ser observado pela análise das Equações 3 e 4.

O limitador de desvio consiste num tipo qualquer de ceifador, desde que adequado para os níveis de tensão de entrada e de saída. Um amplificador operando em sobrecarga é geralmente adequado para a finalidade em vista.

Filtro Passa-baixa

Após o estágio limitador, torna-se necessária a utilização de um filtro passa-baixa para eliminar os harmônicos gerados pelo ceifamento dos picos do sinal. A inclinação da curva de resposta do filtro passa-baixa deve ser de -12dB/8º preferencialmente, iniciando o corte numa freqüência igual à da maior freqüência do sinal modulante.

Circuito de Áudio Completo

A Figura 5 mostra um circuito de áudio adequado para ser utilizado em transmissores de FM para radiocomunicação. Ele executa as seguintes funções:

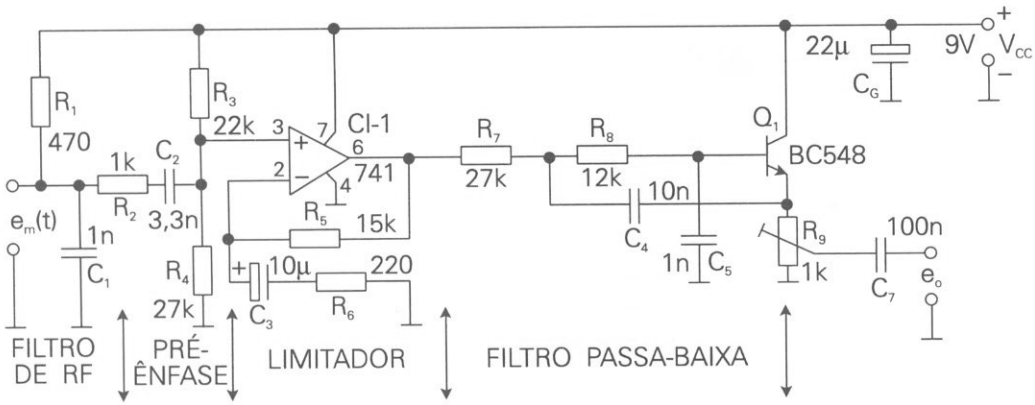


Figura 5 Circuito de áudio completo de transmissor de FM para radiocomunicação.

1) Filtro de RF, para eliminar os sinais de RF gerados pelo próprio transmissor e captados pelo cabo de microfone. O capacitor C_1 é quem executa a função.

2) Pré-ênfase, executada pelo capacitor C_2, em conjunto com os resistores R_2, R_3 e R_4.

3) Limitador é composto pelo amplificador operacional CI-1, que também atua como pré-amplificador. Os resistores R_3 e R_4 polarizam a entrada não-inversora com metade da tensão V_{CC}. Os resistores R_5 e R_6 determinam o ganho de tensão. O ceifamento é obtido pela sobrecarga do amplificador, devido a seu elevado ganho de tensão.

4) Filtro passa-baixa é composto por R_7 e R_8, os capacitores C_4 e C_5 e o transistor Q_1. É um filtro ativo de ganho unitário e apresenta uma inclinação de -12 dB/8ª.

O resistor R_1 é utilizado para alimentar a cápsula de eletreto do microfone. Caso o microfone utilizado não necessite de alimentação, R_1 poderá ser eliminado do circuito.

O potenciômetro R_9 é utilizado com a finalidade de ajustar o desvio máximo de freqüência da portadora.

Modulador de Freqüência a Varactor

A Figura 6 mostra um modulador FM a varactor, cuja freqüência é controlada a cristal. Seu uso é indicado em transmissores onde se utiliza o processo heteródino para a obtenção da freqüência irradiada.

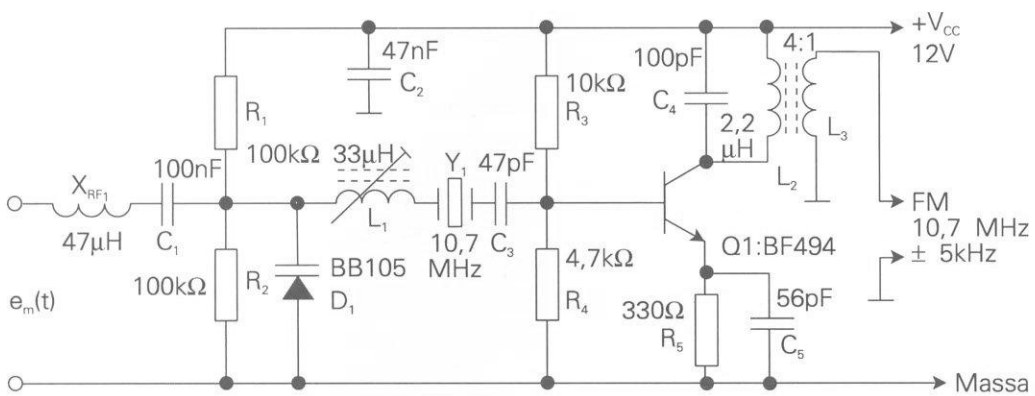


Figura 6 Oscilador de FM com varicap.

Funcionamento: O circuito oscilador é controlado a cristal, tendo dois caminhos de realimentação positiva. O primeiro, via capacitância base-emissor, que chega a 25 pF para o BF494, realimenta o sinal desenvolvido sobre R_5 C_5. O segundo, via capacitância coletor-base, da ordem de 1pF para o transistor considerado, realimenta o sinal desenvolvido sobre C_4 L_2. A combinação desses sinais possibilita a oscilação do arranjo formado por D_1, L_1, Y_1 e C_3.

A freqüência da oscilação dependerá fundamentalmente do cristal empregado. Porém, ela irá variar de acordo com o ajuste de L_1, cuja finalidade é permitir o aumento do desvio de freqüência causado pelo sinal modulante. Sem esse indutor, o desvio de freqüência não ultrapassaria a faixa de algumas centenas de hertz.

O diodo varactor D_1 recebe uma polarização inversa por meio de R_1 R_2. Essa polarização é necessária para evitar-se que o sinal de RF desenvolvido possa levar o diodo à condução. Aliás, a tensão de pico de RF deve ser inferior à tensão contínua de polarização, para que tal não aconteça.

O circuito série formado por D_1, L_1 e C_3 determina a freqüência do oscilador. A reatância de Y_1 nessa freqüência é de cerca de 100 + j1500Ω. Para que o circuito

funcione, é necessário que seja preservada a componente indutiva do cristal. Portanto, a capacitância do diodo mais a do capacitor C_3, é neutralizada pela indutância L_1. Quanto menor C_3 e maior L_1 tanto maior será o índice de modulação obtido.

O Processo de Modulação

O sinal de áudio proveniente do circuito de áudio da Figura 5 é aplicado ao oscilador de FM através do choque X_{RF1} e do capacitor C_1. A tensão de áudio aparece sobre os terminais do varactor D_1, variando a tensão inversa sobre o mesmo, o que, por sua vez, modifica a capacitância de transição do diodo. Como essa capacitância faz parte da rede que determina a freqüência, essa irá variar de acordo com o sinal modulante. A Figura 7 ilustra o que foi explicado.

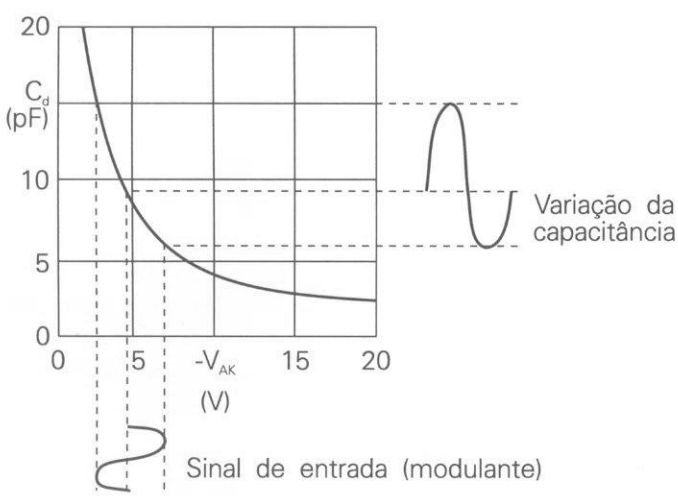


Figura 7 Processo de modulação através do varactor.

Questionário

1) Qual a principal característica da modulação angular?

2) Quais os tipos de modulação angular?

3) Quais os processos utilizados para a obtenção da modulação angular?

4) Defina constante de freqüência de um modulador angular.

5) Defina constante de fase de um modulador angular.

6) Quais os fatores que determinam a largura de faixa de um sinal contendo modulação angular?

7) Qual o critério adotado para a determinação do número de faixas laterais de um sinal contendo modulação angular?

8) Quais as características que diferenciam um sinal modulado em amplitude de um sinal modulado em fase?

9) Quais as características dos tipos mais comuns de transmissão em FM?

10) Por que é necessária a utilização da pré-ênfase nos sinais modulados em freqüência?

11) Desenhe a curva de resposta em freqüência de um circuito de pré-ênfase para sistemas de comunicações em FM.

12) Qual a finalidade do limitador de desvio e onde ele é utilizado?

13) Qual a característica de atenuação, em função da freqüência, para o filtro que sucede o estágio limitador?

14) Que tipo de circuito pode ser utilizado como limitador de desvio?

15) Como pode ser limitada a quantidade de modulação em freqüência num modulador FM?

16) Explique o funcionamento de um modulador em freqüência a varactor.

17) No oscilador de FM da Figura 6, quais os fatores que determinam o índice de modulação obtido?

Problemas Propostos

1) Para um sinal de FM cuja portadora possui a amplitude de 10 V, sem modulação, onde o desvio de freqüência é de 5 kHz e a freqüência do sinal modulante é de 2,5 kHz. Para uma tensão modulante de 50 mV, calcular:

   a) A constante de freqüência, K_f;

b) O índice de modulação em freqüência, β;

c) O número de pares de faixas laterais, n;

d) A largura de faixa, BW;

e) A amplitude da portadora modulada e das faixas laterais.

2 Calcular a largura de faixa necessária para sinais de:

a) Radiodifusão;

b) Radiocomunicação;

c) Canal de áudio em televisão, todos modulados em freqüência.

O Transmissor de VHF-FM

Os transmissores de VHF operam quase sempre em FM. A razão para o uso da modulação em freqüência em VHF deve-se à maior largura de faixa disponível nas freqüências elevadas. Por outro lado, a modulação em freqüência é muito suscetível ao desvanecimento seletivo (FADING), comum nas freqüências destinadas às faixas de MF e HF (300 kHz A 30 MHz).

Existem diversas maneiras para obter-se um sinal modulado em freqüência na faixa de VHF, de acordo com a finalidade do transmissor e o desvio de freqüência utilizado. Em transmissores de radiodifusão, devido à utilização de um desvio de freqüência relativamente grande, de 75 kHz, não é possível o uso de um oscilador modulado em freqüência controlada a cristal. Para se conseguir o desvio necessário, deve-se utilizar um oscilador LC modulado em freqüência (Figura 1).

Para manter-se a estabilidade em freqüência, é utilizado um elo de controle automático de freqüência do tipo PLL, onde a freqüência do oscilador LC é comparada com a freqüência do oscilador de referência controlado a cristal. Qualquer diferença entre a freqüência do oscilador LC e a do oscilador de referência, que não seja causada pela modulação, fará com que o comparador de fase gere uma tensão de controle. Essa tensão é aplicada ao diodo varactor, fazendo variar sua capacitância e corrigindo, dessa maneira, o erro de freqüência.

A função da pré-ênfase é manter o índice de modulação independente da freqüência do sinal modulador; como se sabe, o índice de modulação é dado pela relação entre o desvio de freqüência da portadora e a freqüência do sinal modulador. Quando sua freqüência aumenta, o índice de modulação diminui. Para que tal não aconteça, basta

fazer a amplitude do sinal modulador proporcional a sua freqüência. Dessa maneira o índice de modulação é mantido constante em toda a faixa. A pré-ênfase pode ser obtida por um circuito que reforce os sinais de freqüência elevada. Em radiodifusão, o reforço começa em aproximadamente 2 kHz e termina em torno de 13 kHz.

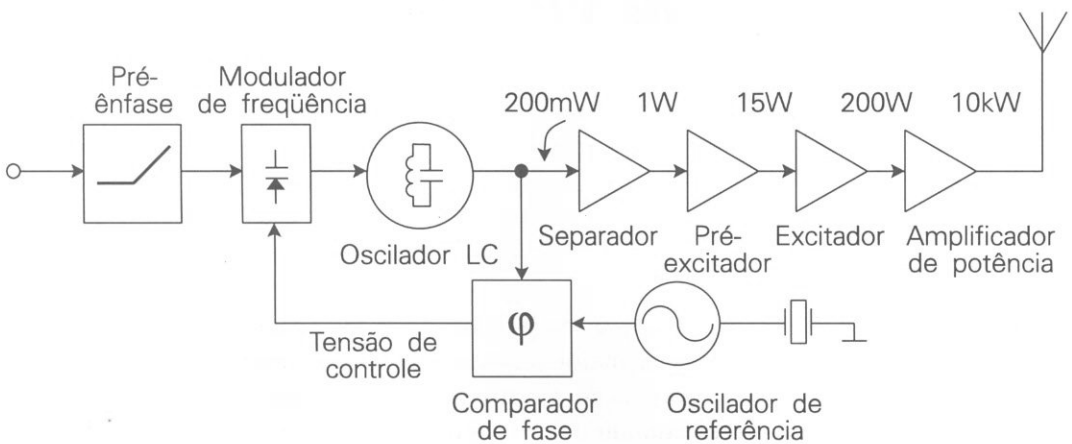


Figura 1 Diagrama em blocos de um transmissor de FM para radiodifusão.

Os estágios oscilador, separador e pré-excitador são transistorizados. Isso acontece devido ao nível relativamente baixo de potência desses estágios. Os estágios excitador e amplificador de potência empregam válvulas eletrônicas porque a potência desses estágios é muito elevada para a utilização de transistores.

Os transmissores de FM para radiocomunicações utilizam um esquema de funcionamento diferente do encontrado nos transmissores de radiodifusão. Isso ocorre por dois motivos: o desvio de freqüência utilizado é de apenas 5 kHz, o que pode ser facilmente conseguido por um oscilador modulado em freqüência controlado a cristal e a potência de saída raramente ultrapassa 70 W.

Por razões que envolvem a estabilidade em freqüência e a prevenção contra a ocorrência de oscilações parasitas, utilizam-se, na maior parte dos transmissores, para a faixa de VHF, estágios multiplicadores de freqüência. Isso possibilita o uso de uma freqüência de oscilação relativamente baixa (Figura 2). No presente caso são usados dois estágios triplicadores de freqüência. Por isso, a freqüência de transmissão é nove vezes maior que a freqüência do cristal.

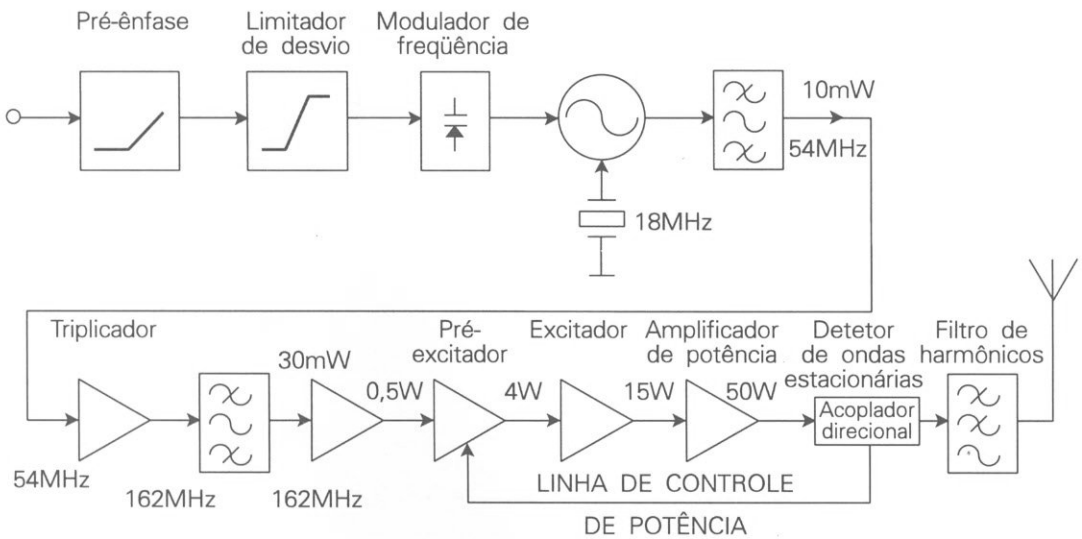


Figura 2 Diagrama em blocos de um transmissor de VHF-FM para radiocomunicação.

Deve-se salientar que os estágios multiplicadores aumentam também o desvio de freqüência na mesma proporção, assim, se o desvio de freqüência requerido na saída do transmissor for de 5 kHz, no oscilador o desvio necessário será nove vezes menor, ou seja, 556 Hz, o que é facilmente conseguido com um oscilador a cristal.

Nota-se no diagrama da Figura 2 o uso de um estágio limitador. Sua finalidade é impedir que seja ultrapassado o desvio máximo permitido de 5 kHz. Como o desvio de freqüência depende da amplitude do sinal modulador, o desvio máximo deve ser mantido dentro do valor desejado pela limitação da amplitude do sinal modulante. Observe que o estágio limitador está colocado após o circuito de pré-ênfase. Isso é necessário para que não ocorra desvio excessivo nas freqüências mais elevadas do sinal modulador.

Um outro tipo de circuito utilizado na construção de transmissores de VHF-FM para radiocomunicação emprega um oscilador modulado operando numa freqüência relativamente baixa, de, por exemplo, 10,7 MHz, que é posteriormente convertida para a freqüência final de transmissão com o auxílio de um misturador (Figura 3). A razão para se usar esse tipo de circuito é a possibilidade que o mesmo oferece para o emprego do mesmo oscilador tanto no transmissor quanto no receptor. Isso representa uma considerável simplificação no projeto de equipamentos transceptores de rádio (um transceptor consiste de um transmissor e um receptor de rádio no mesmo equipamento). Outra vantagem desse tipo de circuito é a facilidade de se construir transceptores para diversas freqüências. Um transceptor que utiliza apenas o processo de multiplicação de freqüência

necessita, para cada freqüência diferente, de dois osciladores, um para o transmissor e o outro para o receptor. Isso não ocorre nos transceptores em que a freqüência final de transmissão é obtida pelo processo de mistura, pois o mesmo oscilador é utilizado tanto no transmissor quanto no receptor.

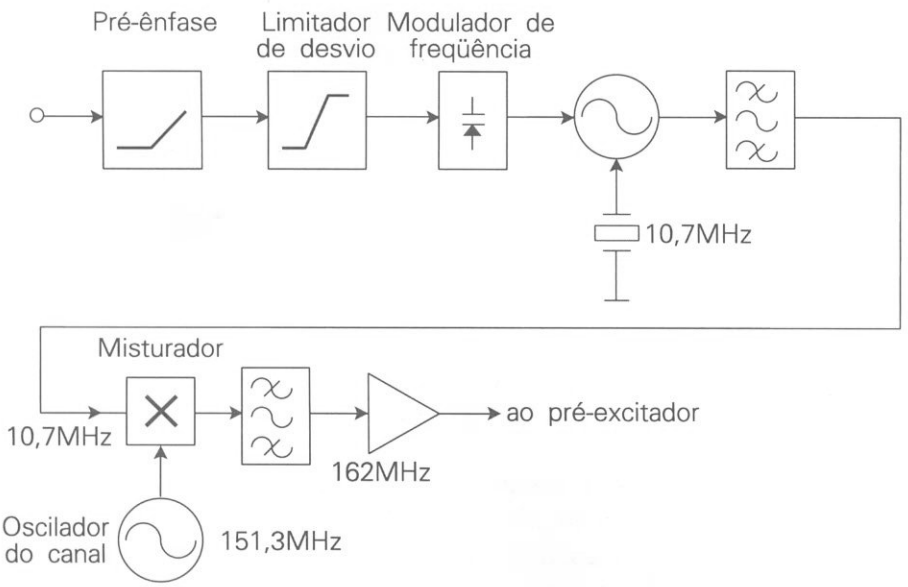


Figura 3 Diagrama em blocos de um transmissor de VHF-FM para radiocomunicação do tipo de heteródino.

Transmissor VHF-FM para Radiocomunicação

A Figura 4 mostra o diagrama de um transmissor de VHF-FM para radiocomunicações e, a Figura 5, o diagrama de um amplificador de potência para o circuito da Figura 4. Todo o processamento do sinal de áudio do transmissor é realizado pelo circuito da Figura 5, do Capítulo "Modulação em Freqüência e Fase".

O transmissor da Figura 4 utiliza multiplicadores de freqüência para a obtenção da freqüência final de transmissão, que pode estar entre 144 MHz e 174 MHz. O desvio de freqüência, durante a modulação, é igual a +/– 5 kHz.

O diagrama em blocos desse transmissor é semelhante ao apresentado na Figura 2, existindo, contudo, algumas diferenças: é utilizado um oscilador-dobrador de fre-

qüência e um amplificador de potência mais simples, de 30 W de saída, com apenas um transistor, mostrado na Figura 5.

O *Oscilador Modulado em Freqüência* é formado pelo transistor Q_2, que oscila na freqüência determinada pelo cristal X_1. Esta freqüência, que é de 27 MHz, para uma freqüência de transmissão de 162 MHz, pode ser modificada seja pelo ajuste de L_1, seja pela variação da tensão aplicada em D_1, que é o diodo varactor encarregado da modulação em freqüência.

O varactor D_1, recebe uma tensão de polarização inversa proporcionada pelo divisor de tensão formado por R_{12} e R_{13}, através de R_{11}. Através de C_8 e R_{10}, o varactor recebe, também, a tensão modulante proveniente da etapa de áudio do transmissor. A combinação da tensão de polarização com a tensão modulante provoca variações na capacitância do diodo, que, por sua vez, acarretam variações na freqüência produzida pelo oscilador. Estas variações correspondem a 1/6 da variação de freqüência do sinal na saída do transmissor, uma vez que a freqüência transmitida é seis vezes maior do que a freqüência do oscilador, devido à utilização de estágios multiplicadores de freqüência. O diodo zener D_2 é usado para regular a tensão de alimentação do oscilador, evitando variações de freqüência causadas pela variação da tensão de alimentação.

Para maiores detalhes, pode-se consultar o Capítulo "Modulação em Freqüência e Fase".

A realimentação para iniciar e manter as oscilações é proporcionada pelas capacitâncias base-coletor e base-emissor de Q_2. A carga de coletor de Q_2 consiste de dois circuitos ressonantes LC paralelos associados em série. O primeiro, formado por L_2/C_{14}, atua como a impedância Z_1 (ver o Capítulo "Osciladores") de um oscilador Hartley em emissor-comum, equivalendo, portanto, a um indutor. O segundo circuito, LC, é formado pelo primário de T_1, em paralelo com C_{13}, estando sintonizados no segundo harmônico do cristal, ou seja, 54 MHz, para uma freqüência final de 162 MHz.

O sinal de saída é acoplado ao estágio seguinte, o triplicador de freqüência por intermédio do filtro LC-série C_{15}/L_3, sintonizado, também, em 54 MHz. Em paralelo com a base do triplicador Q3 está conectado o filtro LC paralelo C_{16}/L_4, sintonizado em 54 MHz, que, juntamente com C_{18}, atua como um filtro rejeita faixa de 27 MHz, necessário para a total eliminação da portadora.

O *Triplicador de Freqüência* é composto pelo transistor Q_3, pelo filtro de sintonia dupla formado por L_5/C_{19} e L_6/C_{20}, sintonizado em 162 MHz. A multiplicação de freqüência é obtida pela operação de Q_3 em classe C, o que faz com que a sua corrente de coletor seja rica em harmônicos. O harmônico desejado – neste caso, o terceiro – é selecionado pelo filtro passa-faixa de alta seletividade conectado ao coletor de Q_3. Todos os sinais são atenuados – 60 dB, pelo menos, em relação ao sinal desejado. A polarização

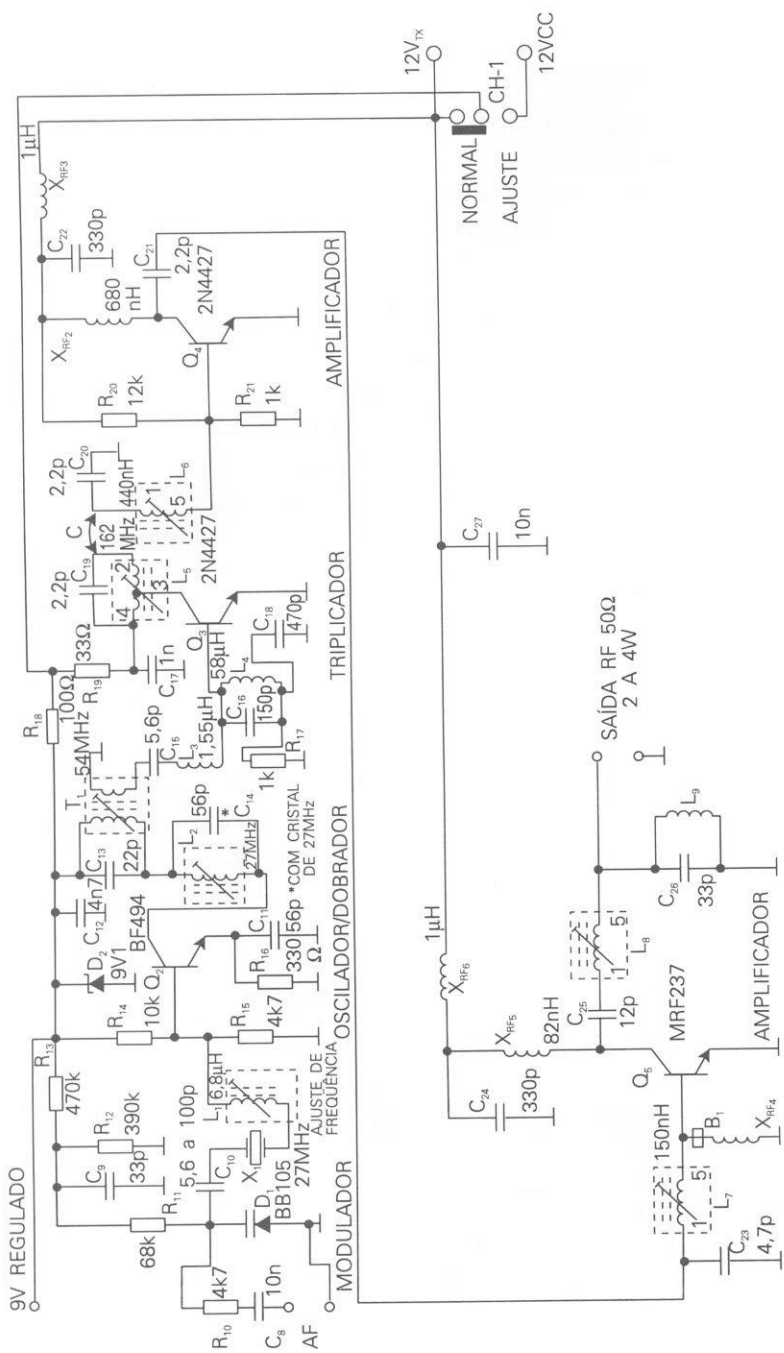


Figura 4 Transmissor VHF/FM para radiocomunicação. (PM-170, cortesia da PPM Radiocomunicações Ltda.)

de base é determinada tanto pelo valor de R_{17}, quanto pelo nível do sinal proveniente do oscilador. Seu valor é escolhido de modo a reforçar a saída do terceiro harmônico, em relação aos outros sinais. Maiores detalhes sobre o funcionamento deste circuito podem ser obtidos no Apêndice "Multiplicadores de Freqüência".

Após o triplicador de freqüência, o sinal é amplificado pelos transistores Q_4 e Q_5, que operam em emissor-comum, em classe B. O transistor Q_4 recebe uma pequena polarização inicial através do divisor de tensão R_{20}/R_{21}, tornando mais fácil o ajuste inicial do transmissor, pelo aumento do ganho do amplificador para sinais de pequena intensidade. O sinal amplificado é acoplado à base do estágio seguinte por meio do casador de impedâncias formado por C_{21}, C_{23} e L_7. Em paralelo com a base de Q_5 está conectado X_{RF4}, enrolado sobre uma conta de ferrite de 4 mm de diâmetro externo, tendo a finalidade de estabilizar o amplificador e servir, ao mesmo tempo, de caminho para a corrente contínua de base. A potência aplicada à base de Q_5 é suficiente para que o mesmo forneça, na saída, cerca de 4 W. Para casar o coletor de Q_5 com a linha de 50 ohms, é utilizado o casador de impedâncias formado por C_{25}, L_8, C_{26} e L_9. O indutor L_9 é utilizado para reduzir a resposta em baixa freqüência, além de aumentar a seletividade do circuito, o que reduz o nível de sinais espúrios presentes nas saídas e, conseqüentemente, a possibilidade de interferências.

A alimentação dos dois últimos transistores é filtrada e desacoplada por C_{22}/X_{RF3} e C_{24}/X_{RF6}. Os capacitores são de disco de cerâmica e sua freqüência de auto-ressonância deve ser superior à freqüência da portadora do transmissor (ver o Apêndice "Acoplamento e Desacoplamento em Circuitos Eletrônicos", especialmente o título "Desacoplamento da Alimentação").

A chave CH-1 permite o funcionamento independente da etapa de áudio e dos estágios oscilador e triplicador de freqüência, o que facilita o ajuste inicial do circuito e possibilita que o sinal obtido seja utilizado para a calibração do receptor, quando o transmissor fizer parte de um transceptor de VHF-FM.

Unidade Amplificadora de Potência

A unidade amplificadora de potência é composta por um amplificador de potência classe C, em emissor-comum; um circuito de comutação de antena a diodos; um filtro de harmônicos e um acoplador direcional.

O *Amplificador de Potência* consiste de um transistor MOTOROLA MRF240, capaz de fornecer até 40 W de saída, a partir de uma excitação de apenas 4 W, tendo, portanto, um ganho de potência igual a 10 dB. Para o casamento de impedâncias entre a

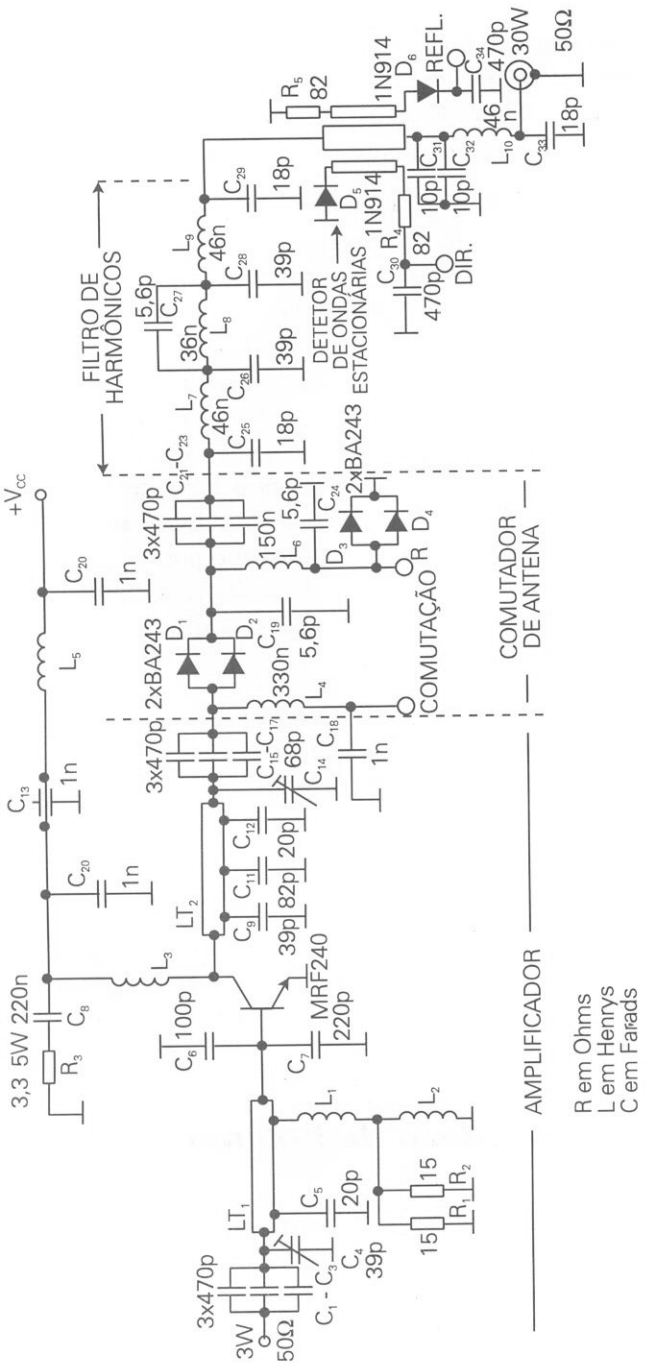


Figura 5 Amplificador de potência para VHF-FM. (PM-170, Cortesia da PPM Radiocomunicações Ltda.)

entrada do amplificador de potência, que é de 50 ohms, e a base do transistor, é utilizado um casador de impedâncias do tipo "microstrip line", composto pela linha impressa LT_1 e pelos capacitores de sintonia C_4 e C_5. Os capacitores C_6 e C_7 funcionam como compensadores para a reatância indutiva da base do transistor, fazendo com que a impedância vista pela linha seja uma resistência pura. Para casar o coletor do transistor amplificador de potência com a carga de 50 ohms, é utilizado o mesmo tipo de casador de impedâncias empregado no circuito de base, sendo este composto pela linha impressa LT_2 e pelos capacitores C_9, C_{11} e C_{12}. O acoplamento do sinal de entrada e do sinal de saída é efetuado pelos capacitores C_1, C_2 e C_3, para a entrada, e C_{15}, C_{16} e C_{17}, para a saída. A associação de três capacitores em paralelo, no lugar de um único capacitor de valor equivalente, deve-se à necessidade da redução da indutância residual dos capacitores empregados, que são de disco de cerâmica.

Outros detalhes sobre o funcionamento de amplificadores de potência são dados no final do Capítulo "Amplificadores". Detalhes de projeto são fornecidos no Capítulo "Casadores de Impedâncias" e no Apêndice "Projeto de um Amplificador de Potência classe C".

Os capacitores empregados na construção do amplificador de potência, principalmente os conectados nas linhas impressas casadoras de impedâncias, e os empregados na linha de alimentação de coletor, são de mica blindada, devido à baixa indutância residual desses componentes. Detalhes sobre esse tipo de capacitor são dados no Apêndice "Acoplamento de Desacoplamento de Circuitos Eletrônicos".

As funções desempenhadas pelos demais componentes do amplificador de potência são analisadas em detalhes no Capítulo "Amplificadores".

O *Comutador de Antena* é composto por diodos PIN do tipo BA243. Esses diodos possuem a propriedade de conduzir correntes alternadas de freqüência elevada, devido ao elevado tempo de armazenamento, t_s, que apresentam quando diretamente polarizados por uma corrente contínua de algumas dezenas de miliampères.

Durante a transmissão, o terminal identificado por COMUTAÇÃO recebe uma tensão positiva, fazendo com que os diodos D_1 a D_4 conduzam. Os diodos D_1 e D_2 conectam a saída do amplificador de potência com o filtro de harmônicos e, por meio deste, com a antena. Os diodos D_3 e D_4, conectam o terminal do indutor L_6 para a massa, fazendo com que apenas uma pequena fração do sinal gerado pelo transmissor chegue ao terminal R_x, destinado à conexão de um receptor. O capacitor C_{19}, conectado ao extremo oposto de L_6, sintoniza sua reatância indutiva, fazendo com que não haja perturbação do indutor sobre o funcionamento do amplificador de potência.

Durante a recepção, é removida a corrente contínua dos diodos, fazendo com que apresentem alta impedância para os sinais captados pela antena, que, desta maneira,

atingem o terminal R_x sem nenhuma atenuação. O comutador permite, portanto, que um receptor e um transmissor compartilhem da mesma antena.

O *Filtro de Harmônicos* é composto por quatro seções de um quarto de onda conectadas em cascata. As primeiras três seções estão colocadas antes do acoplador direcional e a quarta, após o mesmo, diretamente no conector de antena. A primeira parte do filtro inclui uma armadilha para o segundo harmônico, composta pelos componentes L_8 e C_{27}, destinada a aumentar a atenuação deste harmônico. O filtro completo assegura uma atenuação de harmônicos superior, em módulo, a – 65 dB. Maiores detalhes do funcionamento e projeto deste filtro são dados no Capítulo "Filtros", na seção Filtros Passa-baixa.

O *Acoplador Direcional* é utilizado para a obtenção de uma amostra da potência direta, que é fornecida pela Unidade Amplificadora de Potência, e da potência refletida, que é a potência devolvida por uma antena que não esteja com a sua impedância exatamente igual à do transmissor. Ambas as amostras são convertidas em corrente contínua pelos diodos retificadores, sendo utilizadas para controlar a excitação do amplificador de potência, com a finalidade de manter a potência direta constante e de proteger o transistor amplificador de potência, no caso de descasamento de impedância com a antena. (A Unidade de Controle *não* está incluída no circuito.)

O acoplador direcional consiste de três linhas de transmissão impressas, sendo que a central, de 50 ohms, conduz a energia de RF entre o amplificador de potência e a antena. De cada lado da linha central, dispostas paralelamente à mesma, estão duas outras linhas, de 82 ohms, que captam uma amostra do campo eletromagnético gerado pela linha central. O efeito da interação entre o campo elétrico e o campo magnético originados pela linha central sobre as linhas laterais é tal que, na extremidade da linha voltada para a carga, a tensão resultante é nula. Assim sendo, somente haverá tensão retificada pelo diodo D_6, caso haja reflexão de energia por parte da antena transmissora. O diodo D_5, por sua vez, estará sujeito apenas aos sinais que se propaguem do transmissor em direção à antena.

Projeto

Um transmissor de VHF-FM para radiocomunicação, que utiliza o processo da multiplicação de freqüência, utiliza filtros muito seletivos para a obtenção do sinal multiplicado. Normalmente, são utilizados filtros de dupla sintonia após o estágio multiplicador de freqüência. Isso é necessário para que se possa obter uma atenuação de pelo menos 60 dB da fundamental e dos harmônicos indesejados. A rejeição da fundamental pode ser aumentada pelo uso de acoplamento capacitivo entre os filtros. Ambos os processos são adotados no circuito analisado, como se pode ver na Figura 4, pela presença do filtro de

dupla sintonia L_5/C_{19} e L_6/C_{20}, colocado na saída do triplicador. O mesmo procedimento é adotado para filtrar o sinal gerado pelo oscilador modulado, onde a filtragem produzida por T_1/C_{13} é complementada pelos filtros C_{15}/L_3 e C_{16}/L_4. Deve-se observar, neste ponto, que a filtragem dos sinais gerados pelo estágio multiplicador de freqüência necessita ser feita com o máximo de cuidado, porque os estágios localizados após o multiplicador operam, quase sempre, de forma não-linear e o batimento entre os harmônicos que não tenham sido devidamente atenuados, por causa de uma filtragem inadequada, reconstituem a freqüência fundamental, provocando o aparecimento de sinais afastados da freqüência desejada por um valor igual ao da freqüência do cristal oscilador, tornando muito grande a seletividade necessária para a sua eliminação. A falta da filtragem adequada faz com que o sinal irradiado provoque interferências prejudiciais em receptores, como os de televisão, por exemplo.

Questionário

1) Qual a razão para utilização da modulação em freqüência nas faixas de VHF e UHF?

2) Quais os meios utilizados para a obtenção de sinais modulados em freqüência, de acordo com a finalidade do sistema?

3) Qual o recurso utilizado para a obtenção da estabilidade em freqüência, ao mesmo tempo em que se consegue o desvio de freqüência necessário para a radiodifusão em FM?

4) Desenhe o diagrama em blocos de um transmissor para radiodifusão em FM.

5) Descreva o funcionamento de um transmissor de FM para radiodifusão.

6) Por que o diagrama em blocos de um transmissor de FM para radiocomunicação é diferente do utilizado em radiocomunicação?

7) Quais são os dois métodos geralmente utilizados para a construção de transmissores de VHF-FM, para radiocomunicação?

8) Quais as características dos transmissores de VHF-FM que utilizam multiplicadores de freqüência para a obtenção da freqüência final de transmissão?

9) A mesma pergunta da questão anterior, mas com relação aos transmissores que utilizam o processo heteródino?

10) Por que o desvio de freqüência produzido pelo oscilador modulado é menor nos transmissores por multiplicação de freqüência?

11) Qual a vantagem da utilização do processo heteródino para a obtenção do sinal transmitido?

12) Descreva o funcionamento do oscilador modulado em freqüência da Figura 4.

13) Desenhe o diagrama em blocos de um transmissor de FM para radiocomunicação em VHF.

14) Calcule a freqüência e o desvio de freqüência de um oscilador modulado em freqüência utilizado num transmissor de FM para radiocomunicações que empregue um estágio dobrador e um triplicador de freqüência, e que transmita na freqüência de 156 MHz.

15) Descreva a forma como é obtida a polarização dos estágios amplificadores localizados após o triplicador de freqüência.

16) Quais são os principais cuidados exigidos no projeto de um transmissor de VHF-FM?

17) Quais as características da Unidade Amplificadora de Potência?

18) Desenhe o diagrama em blocos da Unidade Amplificadora de Potência da Figura 5.

19) Descreva o funcionamento do Comutador de Antena a diodos.

20) Como é constituído o filtro de harmônicos do transmissor de VHF-FM da Figura 5 e quais as suas características?

21) Qual a finalidade do acoplador direcional utilizado no Unidade Amplificadora de Potência da Figura 5 e qual a sua constituição?

22) Por que razão é necessária alta seletividade nos filtros que sucedem os estágios multiplicadores de freqüência?

23) Quais as características principais de um transmissor de VHF-FM utilizado para radiocomunicações?

Problemas Propostos

1) No transmissor de FM da Figura 4, calcular a freqüência do oscilador e o seu desvio de freqüência, para uma freqüência de transmissão de 152 MHz, com um desvio de 5 kHz, sabendo-se que o mesmo utiliza 1 estágio dobrador e um triplicador de freqüência, para a obtenção da freqüência final.

2) Num transmissor de FM que utilize o processo heteródino para a obtenção da freqüência final, como o da Figura 3, o sinal de FM é gerado na freqüência de 21,4 MHz, sendo a freqüência final de transmissão igual a 170,25 MHz, com um desvio de freqüência de 5 kHz. Calcular as duas freqüências do sinal de batimento e o desvio de freqüência no modulador de freqüência.

MAKRON
Books

10

Misturadores de Freqüência

Os receptores de rádio fazem uso de circuitos especialmente concebidos para sua finalidade. Pelo diagrama em blocos da Figura 1 percebe-se a presença de amplificadores sintonizados, conversores e demoduladores. Esses dois últimos circuitos, mais os moduladores, utilizados em transmissores, formam a família dos misturadores de freqüência.

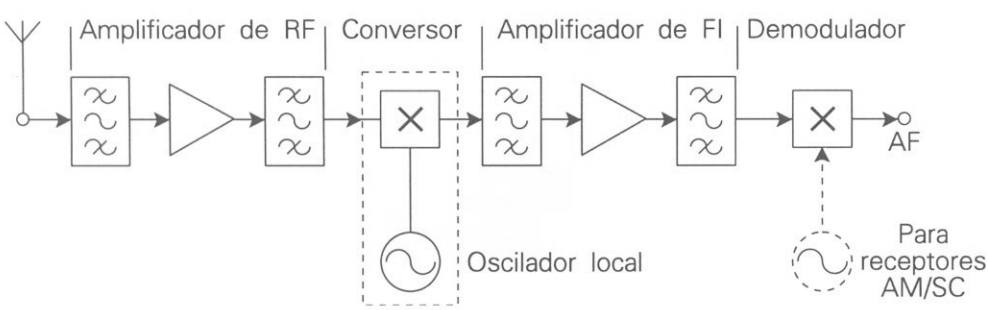


Figura 1 Diagrama em blocos de um receptor super-heteródino de AM.

A análise matemática desses três circuitos, todos derivados do misturador, é a mesma. As diferenças, a nível de circuito, ocorrem em função das freqüências de trabalho nas três portas do misturador. A Tabela 1 mostra as denominações para os diversos usos de misturadores, inclusive os sinais presentes em suas entradas e saída.



Figura 2 Simbologia dos blocos utilizados na Figura 1.

Tabela 1 Diversos usos para estágio misturador.

CIRCUITO	*ENTRADA*	*SAÍDA*	*OSCILADOR DE BATIMENTO*
Modulador	Sinal modulante	Sinal modulado	Portadora
Demodulador	Sinal modulado	Sinal modulante	Portadora
Conversor aditivo	Sinal de FI	Sinal de RF	Canal
Conversor	Sinal de RF	Sinal de FI	Canal

Os misturadores podem ser classificados em diversas categorias:

Síncrono: o dispositivo misturador é comutado pelo sinal de oscilador de batimento.

Quadrático: o dispositivo misturador deve apresentar uma característica de transferência quadrática:

$$i_o = f(v_i)^2$$

Passivo: o dispositivo misturador não produz ganho de potência. Geralmente é um diodo.

Ativo: o dispositivo misturador produz ganho de potência. É um BJT, um FET ou um MOSFET.

Balanceado: elimina da saída o sinal de batimento.

Duplamente balanceado: elimina da saída tanto o sinal de batimento quanto o sinal de entrada.

Desbalanceado: não elimina da saída nenhum dos sinais de entrada.

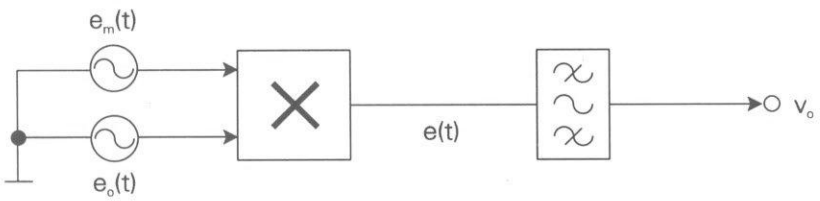


Figura 3 Diagrama em blocos de um estágio misturador típico.

Um misturador (Figura 3) é constituído de um ou mais elementos não-lineares, seguido(s) por um ou mais filtros passa-faixa que seleciona(m) o sinal desejado.

Misturador síncrono a diodo. (Figura 4) utiliza diodo(s) semicondutor(es) como chave síncrona. O diodo pode ser de junção ou do tipo metal-semicondutor (diodo schottky), sendo este último o que produz melhores resultados.

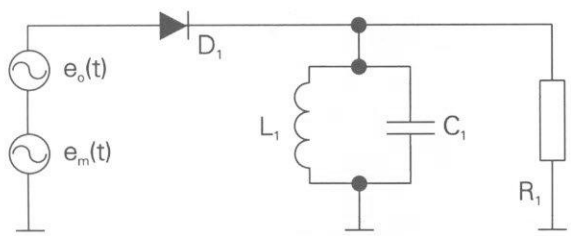


Figura 4 Circuito simplificado de um misturador síncrono a diodo.

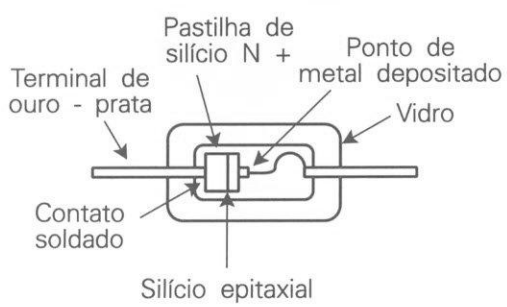


Figura 5 Vista interna de um diodo schottky.

O diodo schottky apresenta uma queda de potencial igual à metade da queda produzida por diodo de junção (Figura 6). A Figura 7 mostra as curvas de desempenho esperado com o uso desse diodo.

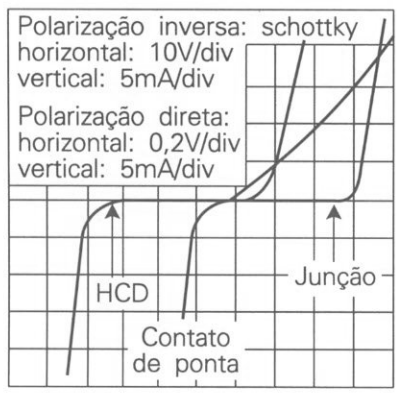


Figura 6 Curvas características de diodos de junção, schottky e de contato de ponta.

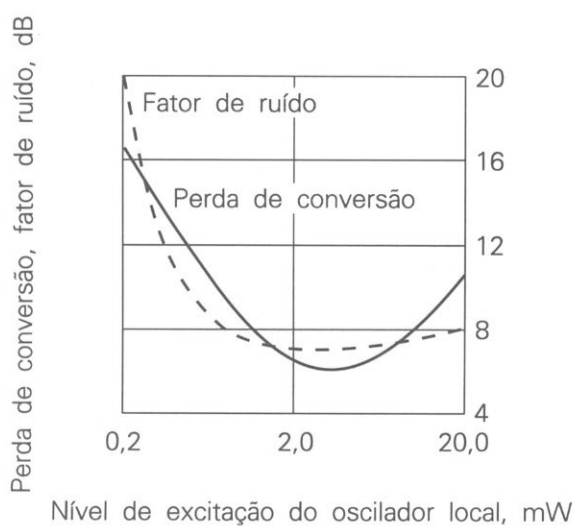


Figura 7 Curvas da perda de conversão e do fator de ruído em função do sinal de injeção.

Seu desempenho também é superior quando se trata de freqüências elevadas.

Análise do funcionamento. O circuito ressonante formado por L_1 e C_1 deve sintonizar na freqüência desejada. Se o fator de qualidade for suficiente, sobre a carga irá circular somente a corrente correspondente ao sinal desejado, ou seja, a soma ou a diferença entre a freqüência do sinal de injeção, f_o, e a freqüência do sinal a ser convertido, f_m.

Do afastamento relativo entre f_o e f_m dependerá a maior ou menor dificuldade na construção do filtro passa-faixa. Se o circuito for um modulador de áudio, f_m será tão pequena comparada a f_o que somente um filtro muito seletivo, do tipo mecânico ou a cristal, será capaz de separar $f_o + f_m$ de $f_o - f_m$.

Para o correto funcionamento do circuito, torna-se necessário que a tensão de injeção seja suficiente para levar o diodo à condução e, ao mesmo tempo, a tensão de sinal deverá ser pequena se comparada a e_o.

O funcionamento desse circuito está baseado na ação de chaveamento que o sinal de injeção, e_o, exerce sobre o diodo D_1. De fato, o diodo conduz apenas quando a tensão e_o torna-se igual ou maior que 0,6 V, para diodos de junção de silício, ou 0,3 V, para diodos schottky. Ao aplicar-se uma tensão senoidal sobre o diodo, sua corrente tomará a forma de semiciclos, suja expressão é aproximada pela seguinte série:

$$y = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\,\text{sen}\,x - \frac{2}{\pi}\left[\frac{\cos 2x}{3} + \frac{\cos 4x}{15} + \frac{\cos 6x}{35} + \ldots\right]$$

A análise da série revela que essa corrente contém elevado conteúdo de harmônicos (42% de 2º harmônico, 8,5% de 4º harmônico, 3,6% de 6º harmônico...). Revela também que só haverá sinal na saída quando o diodo estiver diretamente polarizado. Isso pode ser expresso pelo produto do sinal de entrada pela função de transferência de diodo, ou seja:

$$i_d = k(e_o(t) + e_m(t)) \cdot \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\,\text{sen}\,\omega_o t - \frac{2}{3\pi}\cos 2\omega_o t\right)$$

onde: k: constante de proporcionalidade que depende do circuito e do diodo. Tem a dimensão de condutância.

Note que foram eliminados os termos superiores ao de 2ª ordem.

Fazendo-se as substituições, tem-se:

$$i_d = k\left(\frac{1}{\pi}E_o\,\text{sen}\,\omega_o t + \frac{1}{2}\,\text{sen}^2\omega_o t - \frac{2}{3\pi}E_o\,\text{sen}\,\omega_o t\cos 2\omega_o t + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{\pi}E_m\,\text{sen}\,\omega_m t + \frac{1}{2}E_m\,\text{sen}\,w_m t\,\text{sen}\,\omega_o t - \frac{2}{3\pi}E_m\,\text{sen}\,\omega_m t\cdot\cos 2\omega_o t\right)$$

Pela inspeção da expressão anterior, encontra-se a parcela correspondente ao produto $e_o(t).e_m(t)$ e à portadora. Isolando-as, tem-se:

$$i_d = k\left(\frac{1}{\pi} E_o \text{ sen } \omega_o t + \frac{1}{2} E_m \text{ sen } \omega_m t \cdot \text{ sen } \omega_o t\right)$$

Aplicando-se na expressão anterior a identidade trigonométrica:

$$\text{sen } A \cdot \text{ sen } B = \frac{1}{2} \cos (A - B) - \frac{1}{2} \cos (A + B)$$

sendo $A = \omega_o t$ e $B = \omega_m t$, tem-se:

$$i_d = k\left[\frac{1}{\pi} E_o \text{ sen } \omega_o t + \frac{1}{4} E_m \cos (\omega_o - \omega_m)t - \frac{1}{4} E_m \cos (\omega_o + \omega_m)t\right] \qquad \text{Equação 1}$$

Analisando-se a Equação 1, percebe-se que o sinal que corresponde à injeção do oscilador é responsável por cerca de 32% da corrente total do diodo.

Exemplo 1: Para o modulador da Figura 4, calcular k e a tensão correspondente ao sinal diferença, sendo dados: $R_L = 5\ k\Omega$, $E_o = 5$ V e $E_m = 0{,}1$ V.

a) Cálculo de k. Fazendo-se $E_m = 0$, k é dado por:

$$k = \frac{1}{R_L} = 200\ \mu S$$

b) Tensão de saída do sinal diferença. Calcula-se primeiramente a corrente no diodo com o auxílio da Equação 1.

$$i_d = k \frac{1}{4} E_m = 200 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{1}{4} 0{,}1 = 5\ \mu A$$

A tensão de saída do sinal diferença será igual ao produto de:

$$i_d \cdot R_L = 5 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3 = 25\ mV$$

O ganho de conversão é dado por:

$$G_c = 10 \log \frac{P_o}{P_i} = 20 \log \frac{E_o}{E_i} \qquad \text{Equação 2}$$

Aplicando-se os valores encontrados, chega-se a um ganho de conversão de – 12 dB para um conversor a diodo. Esse valor é suficiente para a maioria das aplicações.

Misturadores balanceados e duplamente balanceados a diodos. Viu-se que é perfeitamente possível a construção de misturadores utilizando-se apenas um diodo.

Seu desempenho, contudo, deixa muito a desejar no que se refere ao ganho e a isolação entre a três portas do misturador, que, no caso desse, não existe. O uso de dois ou quatro diodos numa disposição adequada permite a obtenção de um ganho de conversão de – 6 a – 9 dB. A Figura 8 mostra os diagramas de dois conversores, um balanceado, o outro duplamente balanceado.

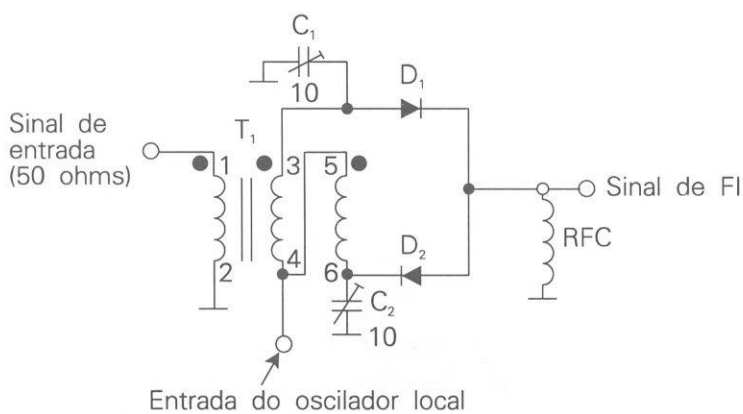


Figura 8a Misturador balanceado.

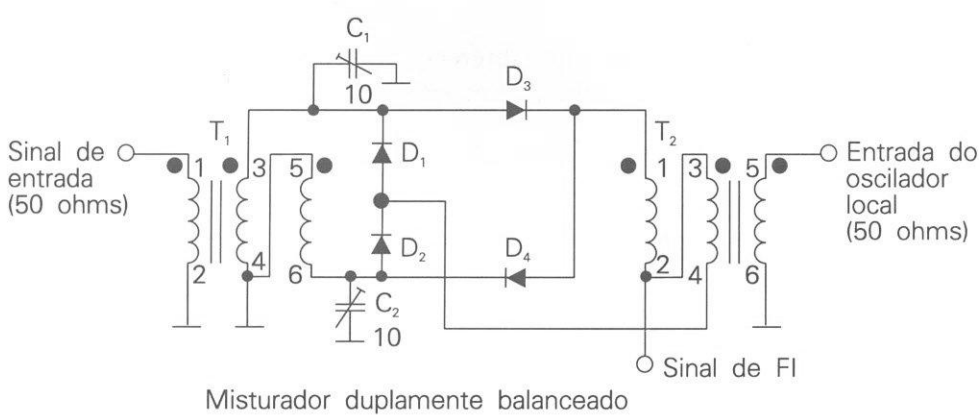


Figura 8b Misturador duplamente balanceado.

Ambos os circuitos são indicados para aplicações de faixa-larga. Os transformadores T_1 e T_2 de ambos os circuitos devem ser trifilares, enrolados sobre núcleo toroidal de ferrite ou a pó-de-ferro, de alta permeabilidade e alta resistividade. O número

de espiras deve ser suficiente para que a reatância indutiva seja pelo menos igual a 3 vezes a resistência de terminação do circuito, ou seja, 150 Ω. A Figura 9 mostra os detalhes construtivos do mesmo. O limite superior de freqüência é determinado pelo transformador e pelas características dos diodos utilizados. A capacitância deve ser pequena para que, juntamente com a indutância do transformador, a ressonância ocorra numa freqüência acima da faixa de operação.

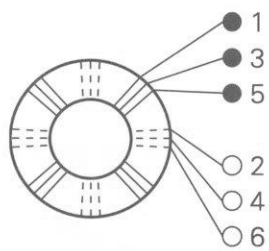


Figura 9 Transformador trifilar toroidal de ferrite, próprio para aplicações faixa-larga. O número de espiras depende da freqüência inferior. Varia a cerca de 30 espiras, para 3 MHz, a 2 ou 3 espiras, para VHF.

Por isso, devem-se utilizar diodos rápidos de silício, como por exemplo os populares 1N914 ou 1N4148. Os trimmers são para o ajuste do equilíbrio do misturador, aumentando-se assim a supressão dos sinais presentes nas portas de entrada do circuito. Nesse aspecto o circuito da Figura 8b leva vantagem – ele consegue suprimir tanto o sinal de entrada quanto o sinal de injeção. O circuito da Figura 8a somente é balanceado para o sinal de entrada. Ambos os circuitos podem atenuar até 60 dB os sinais para os quais estejam balanceados. A impedância das terminações é de 50 Ω a 100 Ω. O nível ótimo de injeção é de cerca de 3 mW. O fator de ruído será então de aproximadamente 8 dB e o ganho de conversão de – 7 dB (Figura 7).

A aplicação desse tipo de misturador é em transmissores que necessitam de conversão de freqüência ou em geradores de sinais por batimento.

É empregado também em sintetizadores de freqüência, na mistura dos sinais de dois ou mais osciladores.

Em aplicações faixa-larga deve-se eliminar os capacitores de ajuste de equilíbrio para não reduzir o limite superior de freqüência.

Exemplo 2: Projetar um misturador duplamente balanceado para operação na faixa de VHF (f_m = 213 MHz e f_o = 248 MHz). Z = 50 Ω .

a) Determina-se inicialmente o diodo a ser utilizado. O diodo deve ser de fácil obtenção e de baixa capacitância. Por isso deve-se escolher o diodo 1N914.

b) Determina-se a seguir a indutância mínima dos transformadores. A reatância dos enrolamentos deverá ser de pelo menos 150 Ω. Se o transformador funcionar apenas na freqüência indicada, sua indutância deverá ser igual a:

$$L_{min} = X_L/(2\,\pi f) = 150/(2 \cdot \pi \cdot 213 \cdot 10^6)$$

$$L_{min} = 112 \cdot 10^{-9}\ H = 112\ nH$$

c) Escolhe-se o núcleo dos transformadores. Tendo em vista o pequeno valor de indutância requerido, utiliza-se um núcleo de pó-de-ferro de baixa permeabilidade e perdas reduzidas, do tipo empregado em "baluns" de antena de TV. Com o auxílio de uma ponte RLC determina-se que são necessárias 10 espiras para obter-se 0,8 μH. A indutância de uma bobina toroidal é dada por:

$$L = N^2/A_L \qquad \text{Equação 3}$$

onde: L : indutância em H

N : número de espiras

A_L : fator de indutância em N^2/H

Aplicando-se à Equação 3 os valores medidos acima, obtém-se A_L

$$A_L = N^2/L = 10^2/(0{,}8 \cdot 10^{-6}) = 125 \cdot 10^6\ N^2/H \qquad \text{Equação 4}$$

O número de espiras de um indutor toroidal é dado por:

$$N = \sqrt{L \cdot A_L} \qquad \text{Equação 5}$$

Aplicando-se os dados necessários na Equação 5, tem-se:

$$N = \sqrt{112 \cdot 10^{-9} \cdot 125 \cdot 10^6} = \sqrt{14} = 3{,}74 = 4 \text{ espiras}$$

O diâmetro do condutor, que deve ser esmaltado, não é muito importante. Basta que caibam as 12 espiras necessárias no "olho" do pequeno núcleo (Figura 10).

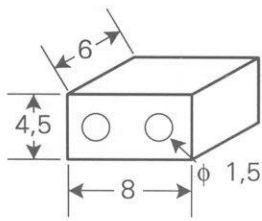


Figura 10 Núcleo de ferrita apropriado para aplicações na faixa de 10 MHz a 1 GHz. As dimensões são dadas em milímetros. (SONTAG N3F 7660/20)

Misturador quadrático à FET. O uso de dispositivos amplificadores com característica de transferência quadrática são os mais adequados na construção de misturadores, tanto balanceados quanto não-balanceados, por apresentarem pouca geração de produtos de ordem superior à segunda, o que costuma suceder com transistores junção bipolares. A Figura 11 mostra o circuito de dois misturadores, um com JFET e outro com MOSFET.

Ambos os circuitos são recomendados para uso em receptores de elevado desempenho, em função do ganho que proporcionam, o baixo fator de ruído e a boa imunidade à modulação cruzada em presença de sinais intensos.

Além dessas qualidades, o circuito da Figura 11b ainda oferece completa separação entre a entrada de sinal e a entrada do oscilador local. No entanto, como nenhum dos circuitos é balanceado, cabe ao circuito sintonizado conectado ao dreno toda a responsabilidade pela eliminação dos sinais correspondentes às freqüências f_1 e f_2. Daí ser importante que os sinais de entrada estejam próximos em freqüência, para que resulte numa FI bem menor que as freqüências de entrada. Os valores de capacitância apresentados no diagrama são adequados para freqüências ao redor de 4 MHz. Para freqüências muito diferentes, seus valores deverão ser corrigidos de acordo com a seguinte regra: os valores dos capacitores (e também dos indutores) são inversamente proporcionais à freqüência de operação. Assim, se a freqüência for 10 vezes maior, todos os valores deverão ser divididos por 10.

A análise desse modulador é relativamente simples e exige algum trabalho, baseado na característica quadrática mostrada na Figura 12, para o FET BF245A. I_{DSS} é a corrente para $-V_{GS} = 0$ e $V_{(P)GS}$ é a tensão para $I_D = 0$. Para o BF245A esses valores são, respectivamente, 4 mA e -2 V.

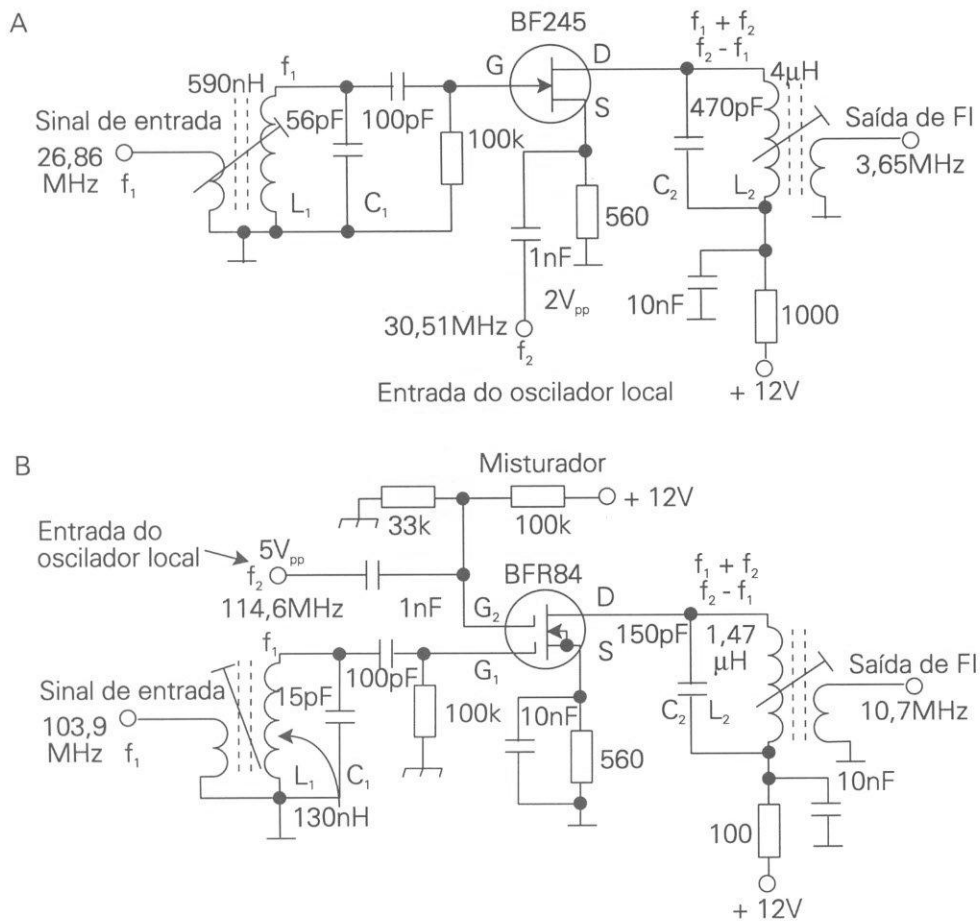


Figura 11 Misturadores quadráticos.

A corrente de dreno de um FET é dada por:

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \qquad \text{Equação 6}$$

A tensão V_{GS}, no modulador quadrático, é dada por:

$$V_{GS} = V_{GG} + e_m(t) - e_o(t) \qquad \text{Equação 7}$$

Elevando-se ao quadrado a expressão entre parênteses (Equação 6).

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - 2\frac{V_{GS}}{V^p} + \frac{V_{GS}^{\ 2}}{V_p^{\ 2}}\right)$$ Equação 7

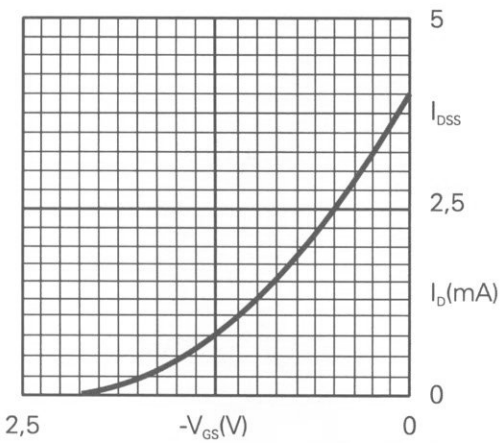


Figura 12 Curva característica de transferência do FET BF245A.

Percebe-se a presença de $V_{GS}^{\ 2}$ na 3ª parcela da soma dentro do parênteses. V_{GS} é uma expressão da forma (a + b – c). Seu quadrado é $a^2 + b^2 + c^2 + 2ab - 2ac - 2bc$. Fazendo-se a = V_G, b = $e_m(t)$ e c = $e_o(t)$. Substituindo essas igualdades no quadrado da expressão entre parênteses, fica:

$$I_D = I_{DSS}\left[1 - \frac{2}{V_P}(a + b - c) + \frac{1}{V_p^{\ 2}}(a^2 + b^2 + c^2 + 2ab - 2ac - 2bc)\right]$$ Equação 8

O produto que possui interesse para fins de conversão é o que tem por fatores $e_m(t)$ e $e_o(t)$, ou seja, a parcela – 2bc.

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_p^{\ 2}} - 2e_m(t)\ e_o(t)$$

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_p^{\ 2}}(2E_m \cos \omega_m t \cdot E_o \cos \omega_o t)$$

Aplicando-se a identidade trigonométrica mostrada, tem-se:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_p^2}\left[E_m\ E_o \cos(\omega_o + \omega_m)t + E_m\ E_o \cos(\omega_o - \omega_m)t\right]$$ Equação 9

O valor de I_D, correspondente ao sinal do oscilador local, corresponde às parcelas em que aparecem o fator *c*. Resolvendo-as, tem-se:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_p^{\,2}} (V_p - V_{GG}) \cdot 2 E_o \cos \omega_o t \qquad \text{Equação 10}$$

Exemplo 3: Projetar um conversor de freqüência para a faixa de 27 MHz, com FI = 4 MHz, utilizando um FET BF245A. (g_{os} = 25 μS).

a) Primeiramente determina-se a tensão de crista de injeção do oscilador-local. Ela é dada por:

$$E_o = (V\gamma - V_{(P)GS})/2 \qquad \text{Equação 11}$$

$$E_o = (0{,}6 - (-2))/2 = 1{,}3 \text{ V}$$

b) Determina-se agora o valor de R_L. Para o máximo ganho, faz-se:

$$R_L = 1/g_{os} = 1/(25 \cdot 10^{-6}) = 40 \text{ k}\Omega$$

c) Determina-se o valor do capacitor de sintonia de dreno. A resistência total em paralelo com o circuito é a combinação paralela de R_L com a condutância de saída do FET, g_{os}. Portanto:

$$R_t = 40 \cdot 10^3 // 1/(25 \cdot 10^{-6}) = 20 \text{ k}\Omega$$

$$C = \frac{1}{2\pi \text{ BW } R_t} \qquad \text{Equação 12}$$

O valor de BW (a largura de faixa) é muitas vezes determinado pelo tipo de modulação do sinal recebido. No presente caso, contudo, a BW é determinada em função do fator de qualidade realizável, dentro de uma determinada perda de inserção do filtro passa-faixa de saída, dado por:

$$I_L = 20 \log \left(1 - \frac{Q_L}{Q_O}\right) \qquad \text{Equação 13}$$

onde Q_L : fator de qualidade carregado
Q_o : fator de qualidade em aberto
I_L : perda de inserção em dB

Para reduzir a perda de inserção, faz-se geralmente a relação $Q_L/Q_o \leq 0{,}2$, o que resulta numa $| I_L | \leq 2$ dB. Como Q_o está ao redor de 250 para indutores construídos com núcleo de ferrite, faz-se $Q_L = 50$. Isso implica em BW = 4 MHz/50 = 80 kHz. Aplicando-se em Equação 12, fica:

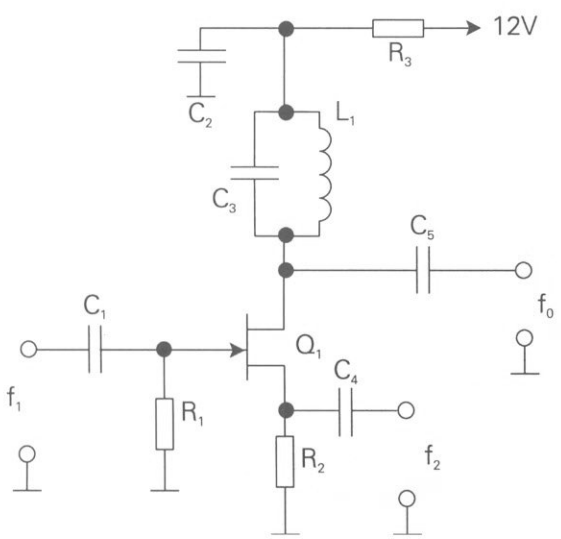
$$C = \frac{1}{2\ \pi\ 80 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} \cong 100\ pF$$

d) Determina-se o valor de L com o auxílio de

$$L = \frac{1}{4\ \pi^2\ f^2\ C}$$ Equação 14

$$L = \frac{1}{4\ \pi^2\ (4 \cdot 10^6)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 15{,}8\ \mu H$$

e) Determina-se as dimensões físicas do indutor, número de espiras, etc.



L_1: 680 μH; (SONTAG MCV 0680)
C_1: 100 nF, disco ou poliéster
C_2: 47 nF, disco ou poliéster
C_3: 180 pF, Styroflex
C_4: 100 nF, disco ou poliéster
C_5: 1 nF, disco
R_1: 10 kΩ
R_2: 2,2 kΩ
R_3: 220 Ω
Q_1: BF245

Figura 12a Misturador quadrático para 455 kHz (ver Problema Proposto 2).

$$N = \sqrt{\frac{L\ (0{,}45D + C)}{D^2} \times \frac{1{,}016 \cdot 10^6}{\mu_r \cdot S}}$$ Equação 15

onde N : número de espiras

L : indutância em H

D : diâmetro do enrolamento em m

C : comprimento do enrolamento em m

μ : permeabilidade relativa do núcleo ($\mu_r = 1{,}5$)

S : fator de blindagem (igual a 1 quando sem blindagem)
Depende da relação D_S/D. igual a 0,8 para $D_S/D = 2$,
onde D_S = diâmetro da blindagem

Uma forma de bobina muito comum tem as dimensões mostradas na Figura 13. Aplicando-se os valores conhecidos na Equação 15, calcula-se o número de espiras.

$$N = \sqrt{\frac{15{,}8 \cdot 10^{-6}\ (0{,}45 \cdot 6{,}3 \cdot 10^{-3} + 15 \cdot 10^{-3})}{(6{,}3 \cdot 10^{-3})^2} \times \frac{1{,}016 \cdot 10^{6}}{1{,}5 \cdot 1}}$$

$N \cong 69$ espiras

O diâmetro do fio será dado por $D_w = C/N = 15/69 = 0{,}217$mm.

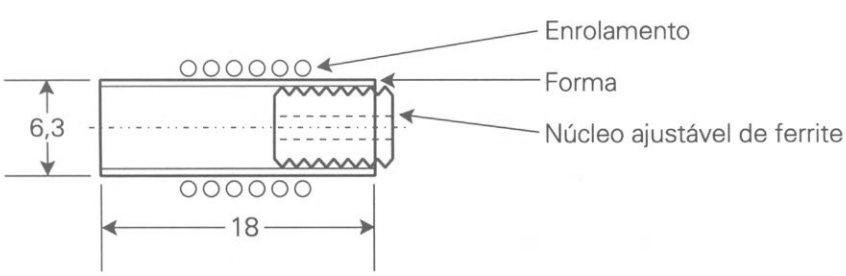


Figura 13 Forma típica de bobina que permite ajuste da indutância.

f) Calcular o sinal de saída para uma entrada igual a 10mV. Aplicando-se a Equação 9 para obter-se I_D:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_P{}^2} \cdot E_m\ E_o = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{(-2)^2} \cdot 0{,}01 \cdot 1{,}3 = 6{,}5\ \mu A$$

A tensão de saída será dada por:

$v_o = I_D \cdot (R_L/(1/g_{os}))$ Equação 16

$v_o = 6{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^{3} = 130$ mV

g) Determinar o ganho de conversão.

$$G_c = 20 \log \frac{v_o}{v_i} = 20 \log \frac{130}{10} = 22{,}3 \text{ dB}$$

Se levar em consideração a perda do filtro passa-faixa para $Q_o = 230$, tem-se um ganho de conversão de 20 dB.

Demoduladores de Amplitude

Foi mencionado no início que os demoduladores de amplitude, ou detetores, são um tipo de misturador em que o sinal de saída corresponde ao sinal modulante. Como é óbvio, os demoduladores são utilizados em recepção.

A principal diferença entre um demodulador e os outros tipos de misturadores, como moduladores e conversores de freqüência, reside no filtro utilizado em sua saída. Enquanto nesses são utilizados filtros passa-faixa, naquele é utilizado um filtro passa-baixa de largura de faixa suficiente para acomodar todo o espectro de freqüência do sinal modulante.

Classificação dos Demoduladores de Amplitude

É a mesma apresentada para os misturadores. Contudo, em função do tipo de sinal apresentado em sua entrada, um demodulador, pode ser classificado, ainda, em outras duas categorias:

a) demoduladores para AM com portadora;

b) demoduladores para CW e AM sem portadora.

Na verdade, a classificação acima é um tanto artificial, uma vez que a diferença entre os dois tipos de demoduladores reside não no circuito mas na necessidade da utilização de um oscilador de batimento para a recuperação dos sinais de CW, AM-DSB/SC e AM-SSB/SC. Os circuitos mais indicados como demoduladores para SSB são os da Figura 11. A portadora é aplicada na entrada correspondente ao oscilador local (f_2) e o circuito sintonizado L_2 C_2 é substituído por um circuito RC, onde o resistor irá atuar como carga e o capacitor como filtro passa-baixa. O valor do resistor deve estar compreendido entre 1 kΩ e 5,6 kΩ, dependendo do consumo do transistor e da tensão de alimentação. O valor do capacitor deverá estar compreendido entre 56 nF, para R igual a 1 kΩ, e 10 nF para R igual a 5,6 kΩ. Os valores dos capacitores são adequados para uma

faixa de passagem de 3 kHz, o que é adequado para a finalidade do circuito. O sinal de áudio é retirado do dreno do FET via capacitor de acoplamento.

Demoduladores de Amplitude para AM com Portadora

Embora o circuito mostrado a seguir possa trabalhar com sinais desprovidos de portadora, desde que em conjunto com um oscilador de batimento, seu uso é mais indicado como detetor de envoltória. Os detetores de envoltória podem ser classificados como:

Quadrático: é aquele onde o sinal de RF é aplicado a um dispositivo cuja curva de transferência seja de uma equação não-linear. Geralmente é usado em condições de sinal fraco, ou seja, em receptores de baixo ganho antes do detetor. Sua desvantagem é introduzir distorção em sinais modulados.

Síncrono: é o tipo onde o sinal a ser detetado tem geralmente grande amplitude. Nesse caso, um diodo pode atuar como retificador, sendo a tensão retificada e filtrada posteriormente. O detetor a diodo operará como detetor quadrático se for polarizado no início da região de condução e for acionado por um sinal de baixa intensidade.

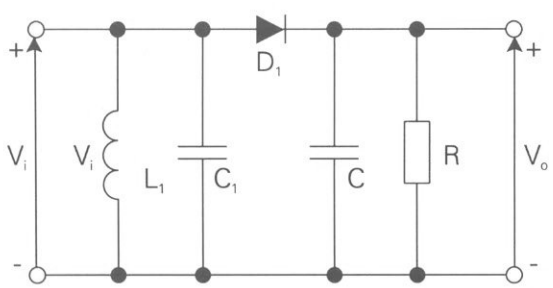


Figura 14 Detetor de envoltória.

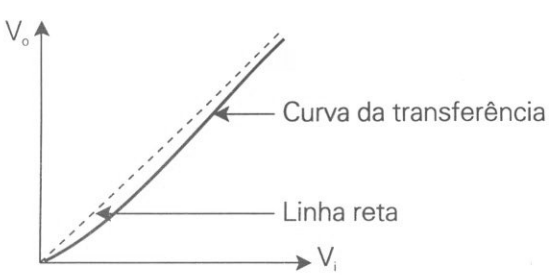
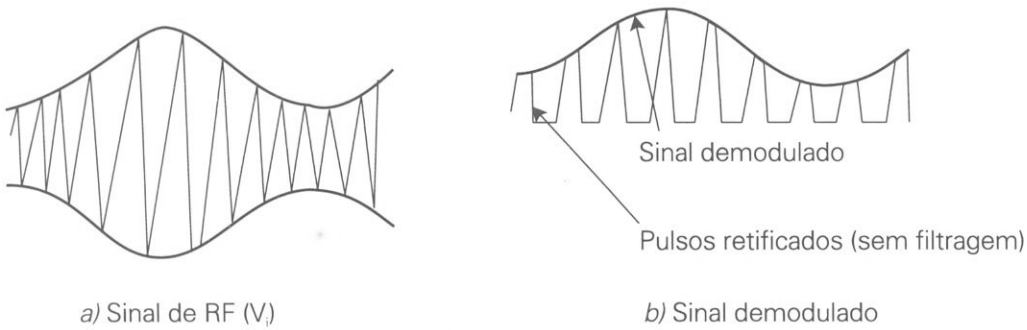


Figura 15 Curva de transferência do detetor.



a) Sinal de RF (V_i) *b)* Sinal demodulado

Figura 16 Formas de onda de um detetor a diodo.

Condições para operação linear

1) $v_i >> v_{ak}$, ou seja, a tensão de entrada deve ser grande, se comparada com a tensão entre ânodo e cátodo.

$$v_o = v_i - v_{ak};$$

$$v_i >> v_{ak}$$

então $v_o \approx v_i$

2) a constante de tempo do filtro RC deve ser grande em comparação com o período do sinal de RF e pequeno em relação ao período do sinal modulante. Tem-se:

$$T = RC$$

$$T >> 1/f_P \text{ e } T << 1/f_m.$$

Resistência equivalente do detetor: como o diodo absorve alguma potência do sinal de RF e a transforma numa certa potência de sinal detetado, tem-se:

$$P_{rf} = v_i^2/(2r_{eq}) \text{ e}$$

$$P_{det} = v_o^2/R$$

fazendo-se:

$$v_i = v_o \text{ e}$$

$$P_{rf} = P_{det},$$

tem-se:

$P_{rf} \cdot 2 \cdot r_{eq} = v_i^2$ e

$P_{det} \cdot R = v_o^2$

fazendo-se:

$P_{rf} \cdot 2 \cdot r_{eq} = P_{det} \cdot R$;

como

$P_{rf} = P_{det}$

então:

$2 \cdot r_{eq} = R$

e, finalmente:

$r_{eq} = R/2$ Equação 17

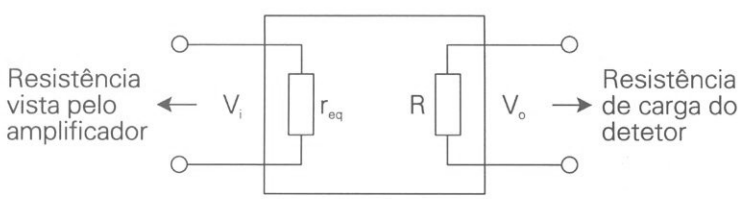


Figura 17 Circuito equivalente do detetor.

Projeto de um Detetor de Envoltória a Diodo

O projeto de um detetor de envoltória a diodo deve levar em consideração a freqüência máxima do sinal modulante e a resistência equivalente que o detetor deve oferecer ao último estágio.

Exercício 4: Calcular os valores do resistor de carga e do capacitor de filtro, sendo dados: f_m(máx) = 7,5 kHz e r_{eq} = 5 kΩ. O valor da freqüência da portadora é igual a 455 kHz.

Cálculo de R: O valor de R deve ser igual ao dobro da r_{eq}. Portanto, o valor de R é igual a 10 kΩ.

Cálculo de C: O valor de C deve ser calculado em função da largura de faixa do filtro passa-baixa colocado na saída do demodulador. A freqüência de corte de um filtro passa-baixa RC é dada por:

$$f_c = \frac{1}{2\ \pi\ RC}$$

Fazendo-se $f_c = f_m$, tem-se:

$$C = \frac{1}{2\pi\ f_m\ R} \qquad \text{Equação 18}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 7{,}5 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 2{,}12\ \text{nF}$$

Questionário

1) Quais os circuitos que pertencem à família dos misturadores de freqüência?

2) Como são denominados os sinais de entrada e de saída de cada um dos circuitos utilizados como misturadores de freqüência?

3) Classifique os misturadores de freqüência em suas diversas categorias.

4) Desenhe o diagrama em blocos de um estágio misturador de freqüência típico.

5) Forneça a constituição de um misturador de freqüência típico.

6) Nos misturadores de freqüência a diodo, qual o nível do sinal de injeção que permite o melhor desempenho do circuito?

7) Qual a vantagem proporcionada pelo uso de diodos schottky em misturadores de freqüência?

8) Desenhe o circuito simplificado de um misturador de freqüência síncrono com diodo.

9) Desenhe a vista interna de um diodo schottky.

10) Descreva o funcionamento de um misturador de freqüência com diodo.

11) No misturador de freqüência com diodo, qual a finalidade do filtro passa-faixa colocado na saída do mesmo?

12) Indique os harmônicos presentes na saída de um misturador com diodo e o seu nível relativo, na ausência de filtros.

13) Qual o ganho de conversão obtido com a utilização de um misturador de freqüência que utiliza apenas um diodo?

14) Quais as características e aplicações dos misturadores de freqüência balanceados e duplamente balanceados construídos com diodos?

15) Quais as características dos transformadores utilizados nos misturadores de freqüência balanceados e duplamente balanceados que utilizam diodos?

16) Qual o número de espiras normalmente utilizados para a construção dos transformadores toroidais utilizados nos misturadores de freqüência com diodos?

17) Quais as vantagens decorrentes da utilização de transistores de efeito de campo na construção de circuitos misturadores de freqüência?

18) Desenhe o diagrama esquemático de um misturador de freqüência com FET de porta dupla.

19) Qual a principal diferença que existe entre um demodulador e os outros tipos de misturadores de freqüência?

20) Qual a principal diferença que existe entre um demodulador para sinais AM com portadora e um demodulador para sinais de CW e AM sem portadora?

21) Como são determinados os valores dos componentes utilizados no filtro passa-baixa de um demodulador?

22) Por que o demodulador síncrono é mais utilizado que o demodulador quadrático?

23) Quais as condições para a operação linear de um detetor de envoltória?

24) Quais os cuidados que devem ser tomados no projeto de um demodulador de envoltória?

Problemas Propostos

1) Projetar um misturador de freqüência duplamente balanceado para ser usado como modulador na freqüência de 9 MHz. O núcleo toroidal utilizado apresenta uma indutância de 1,5 μH com 15 espiras.

Determinar o número de espiras do enrolamento e o tipo de diodo adequado.

2) Projetar um misturador com FET BF245C para operar com uma FI de 455 kHz e uma largura de faixa de 15 kHz, sendo dados:

BF245C: $g_{os} = 25\ \mu S$. $V_p = -6{,}5$ V e $I_{DSS} = 17$ mA

Calcular: E_o; R_L; C e L

3) Projetar um detetor de envoltória com diodo, sendo dados:

$f_m(máx) = 3$ kHz; $r_{eq} = 10\ k\Omega$

Calcular: R e C

Receptores

Receptores são circuitos eletrônicos dispostos de maneira a selecionar, amplificar e demodular sinais de radiofreqüência captados por uma antena. O receptor mais empregado é do tipo super-heteródino (Figura 1). O oscilador de batimento é empregado apenas na recepção de sinais com portadora suprimida, ou de CW.

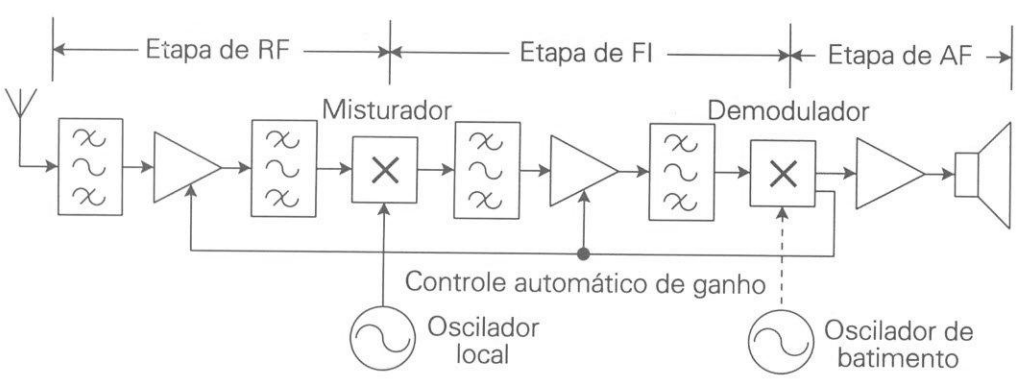


Figura 1 Diagrama em blocos de um receptor super-heteródino para recepção de AM, telegrafia ou SSB.

O Funcionamento do Super-heteródino

Num receptor super-heteródino o sinal de entrada é transladado em freqüência para a faixa de freqüência intermediária, de modo que um amplificador de características bem-

controladas é utilizado para prover a maior parte do ganho necessário ao funcionamento do receptor. O oscilador local deve operar de modo que sua freqüência varie de acordo com a freqüência do canal de comunicações escolhido, mantendo em relação a esse uma diferença de freqüência constante e igual à freqüência de operação do amplificador de freqüência intermediária. O detetor para sinais de AM com portadora é constituído, em geral, por um retificador de pico seguido de um filtro passa-baixa. Para sinais de SSB ou CW, deve-se associar ao detetor um oscilador que opere numa freqüência conveniente, permitindo a reinserção da portadora, ou, no caso do CW, produzindo um batimento audível. Por isso, esse oscilador recebe o nome de oscilador de batimento. O sinal de áudio fornecido pelo demodulador é aplicado a um amplificador de AF qualquer.

Características dos receptores. Um receptor de rádio deve apresentar as seguintes características:

a) Seletividade: é a capacidade de selecionar o sinal desejado dentre os demais. Está relacionado com o número e a qualidade dos filtros passa-faixa utilizados nas etapas de RF e FI. A seletividade em RF é responsável pela rejeição da freqüência imagem (um tipo de interferência que será discutida posteriormente). Por sua vez, a seletividade em FI é responsável pela eliminação de sinais interferentes localizados em freqüências próximas à do sinal desejado.

b) Sensibilidade: é a capacidade de detetar sinais de baixa intensidade. Está relacionada com a quantidade e a qualidade dos estágios amplificadores. Para ser sensível, o receptor deve possuir, além de ganho elevado, baixo fator de ruído, N_f. Qualquer resistor produz certa quantidade de ruído, em função da temperatura e da banda passante. Pode-se considerar um receptor como tendo uma resistência equivalente de ruído, em sua entrada, função da quantidade de ruído do receptor comparada com o ruído de um receptor ideal. A temperatura de ruído de um resistor ideal é de 300 K. Essa quantidade de ruído é igual a 0 dB. Se o receptor tiver, por exemplo, um ruído equivalente a 600 K, sua N_f será de 3 dB, uma vez que $P_n = k \cdot T \cdot BW$, onde P_n é a potência do ruído sobre uma resistência ideal, k é a constante de Boltzmann, igual a $1{,}38 \cdot 10^{-23}$ j/K, T é a temperatura em Kelvin e BW é a banda passante em Hertz. Para T = 300 K e BW = 3 kHz, tem-se $P_n = 1{,}2 \cdot 2 \cdot 10^{-17}$ W. Um receptor típico de comunicações possui uma temperatura de ruído inferior a 3, ou 10 dB, possibilitando a recepção de sinais de 1/4 μV sobre 50 Ω. O fator de ruído de um receptor é função, quase sempre, do ruído do primeiro estágio. Por isso, é comum o uso de um estágio amplificador de RF de baixo-ruído antecedendo o conversor. A razão desse procedimento está no fato de os conversores serem inerentemente ruidosos.

Circuitos Essenciais para um Receptor Super-heteródino

Observando o diagrama apresentado, verifica-se que na construção de receptores necessita-se de um número restrito de circuitos, cujo dimensionamento depende da aplicação específica. Assim, tem-se:

Amplificadores de radiofreqüência e freqüência intermediária. São amplificadores que operam numa faixa estreita de freqüência, para amplificar apenas o sinal desejado. Sua estrutura consiste, essencialmente, na associação de elementos amplificadores e filtros (nos transmissores temos circuitos semelhantes operando com grandes sinais).

Osciladores. São circuitos que apresentam um sinal periódico a sua saída. Devem apresentar boa estabilidade de freqüência e é importante que o sinal fornecido seja uma senóide pura, com pouca distorção.

Misturadores e Conversores. São circuitos que permitem transladar o espectro de uma região de freqüência para outra. Utilizam dispositivos não-lineares e estão sempre associados a um filtro que permite a seleção da faixa desejada do espectro.

Demoduladores. São circuitos que recuperam o sinal modulante original, presente no último estágio de FI. No caso de receptores AM, com portadora, é composto geralmente por um diodo retificador de alta freqüência, seguido por um filtro passa-baixa. No caso de receptores para SSB, DSB/SC ou CW, deve-se utilizar um detetor de produto, ou seja, um circuito multiplicador composto por diodos dispostos em anel, ou ponte. Também se utilizam transistores para demodulação quadrática ou síncrona.

Uma característica interessante no uso de demoduladores a diodo é a possibilidade de obtenção da tensão de controle automática de ganho. Ela é produzida pela retificação do sinal detetado.

O Amplificador de RF

A finalidade do estágio amplificador de RF é aumentar a sensibilidade e o ganho do receptor. A sensibilidade é aumentada porque o amplificador de RF tem um fator de ruído menor que o do conversor. Seu uso se justifica apenas em receptores de alto desempenho. Outra vantagem no uso do amplificador de RF está relacionada aos filtros passa-faixa a ele associados. Utilizando-se um amplificador de RF é possível o uso de dois ou mais filtros em cascata, já que o amplificador compensa com seu ganho as perdas de inserção dos filtros (Figura 2).

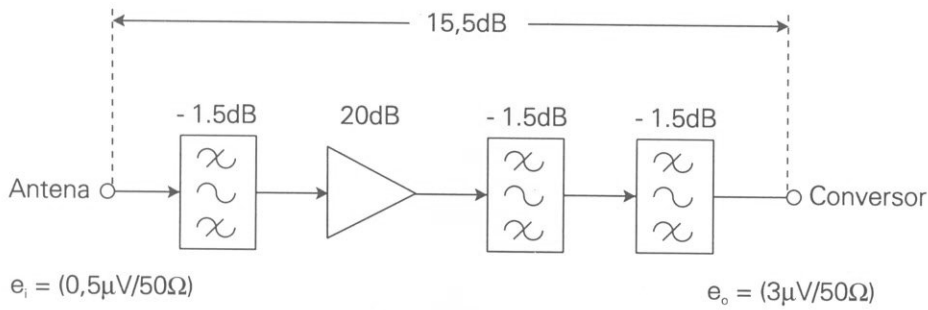


Figura 2 Diagrama em blocos do amplificador de RF e os valores típicos de ganho e atenuação.

A seletividade dos filtros de RF é importante para a eliminação da interferência causada pela freqüência-imagem. A freqüência-imagem é uma freqüência que difere da freqüência do oscilador local de uma freqüência igual a de FI, mas não é a freqüência desejada. De fato, a FI pode ser calculada por:

$$f_i = | f_{OL} - f_r |$$ Equação 1

onde: f_i : freqüência intermediária

f_{OL} : freqüência do oscilador local

f_r : freqüência recebida

Analisando-se a Equação 1, percebe-se que para um dado valor de f_i não nulo, haverá dois valores de f_r que resultarão em $| f_{OL} - f_r | = f_i$. O primeiro valor é obtido para $f_{OL} > f_r$ e o segundo para $f_r > f_{OL}$. Como se deseja a recepção de uma única freqüência, é necessária a eliminação da outra freqüência da entrada do conversor. Isso é realizado pelo filtro passa-faixa de RF, Figura 3. A relação sinal/imagem deve ser superior a 30 dB nos receptores comuns e superior a 50 dB nos de melhor qualidade.

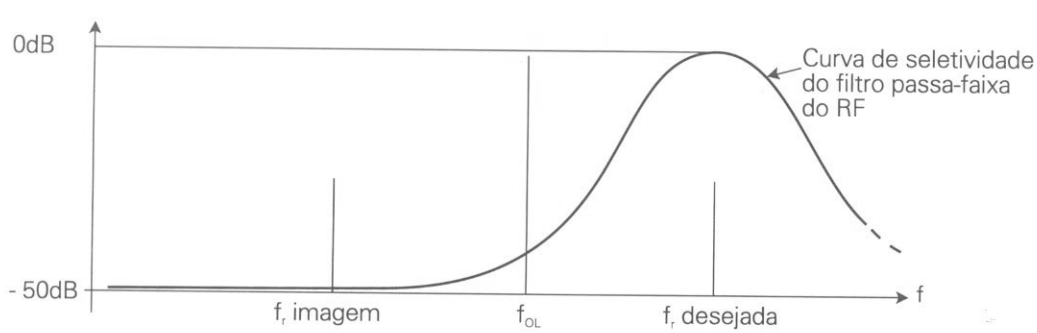


Figura 3 Curva de resposta do filtro passa-faixa de RF.

O Amplificador de FI

O amplificador de FI, assim como o amplificador de RF, possui as seguintes características:

a) seletividade;

b) ganho.

Seletividade: enquanto no amplificador de RF a seletividade tem por objetivo reduzir a possibilidade de interferência por freqüência-imagem, no amplificador de FI a seletividade tem a finalidade de eliminar a interferência por sinais de freqüências próximas às do sinal desejado.

A largura de faixa do canal de FI depende do tipo de receptor e da finalidade a que se destina. A Figura 4 mostra diversas curvas de respostas apropriadas para as mais diferentes aplicações.

Ganho: cabe ao amplificador de FI de um receptor super-heteródino a responsabilidade pela maior parte da amplificação de alta freqüência antes da demodulação do sinal. Para que não ocorra o perigo de sobrecarga por sinais intensos localizados em freqüências vizinhas ao canal de FI, é importante que os filtros de FI sejam colocados, preferencialmente, antes do 1º estágio, ou, caso isso não seja possível, entre os estágios em cascata, servindo, também, como casadores de impedâncias.

Intermodulação por Sinais Intensos

A vantagem do uso de um filtro antes do amplificador é a redução da possibilidade de intermodulação por sinais intensos situados fora da banda passante do filtro.

Esses sinais, sendo amplificados, poderão causar sobrecarga do amplificador de FI (Figura 5), gerando sinais dentro da banda passante do receptor, produzindo interferência dentro do canal.

Essa interferência é chamada de resposta espúria e é causada pela não-linearidade do amplificador (nas regiões de corte e saturação) em presença de dois ou mais sinais em sua entrada, sendo um deles, pelo menos, de grande amplitude. No exemplo, dois sinais, um de 465 kHz e outro de 475 kHz, ambos de grande amplitude, são aplicados num amplificador de ganho $A_v = 10^4$. Esses sinais são suficientemente intensos para levar o amplificador à região de saturação, gerando harmônicos e intermodulação. Dentre os harmônicos gerados, os que causam maior interferência são o segundo harmônico do

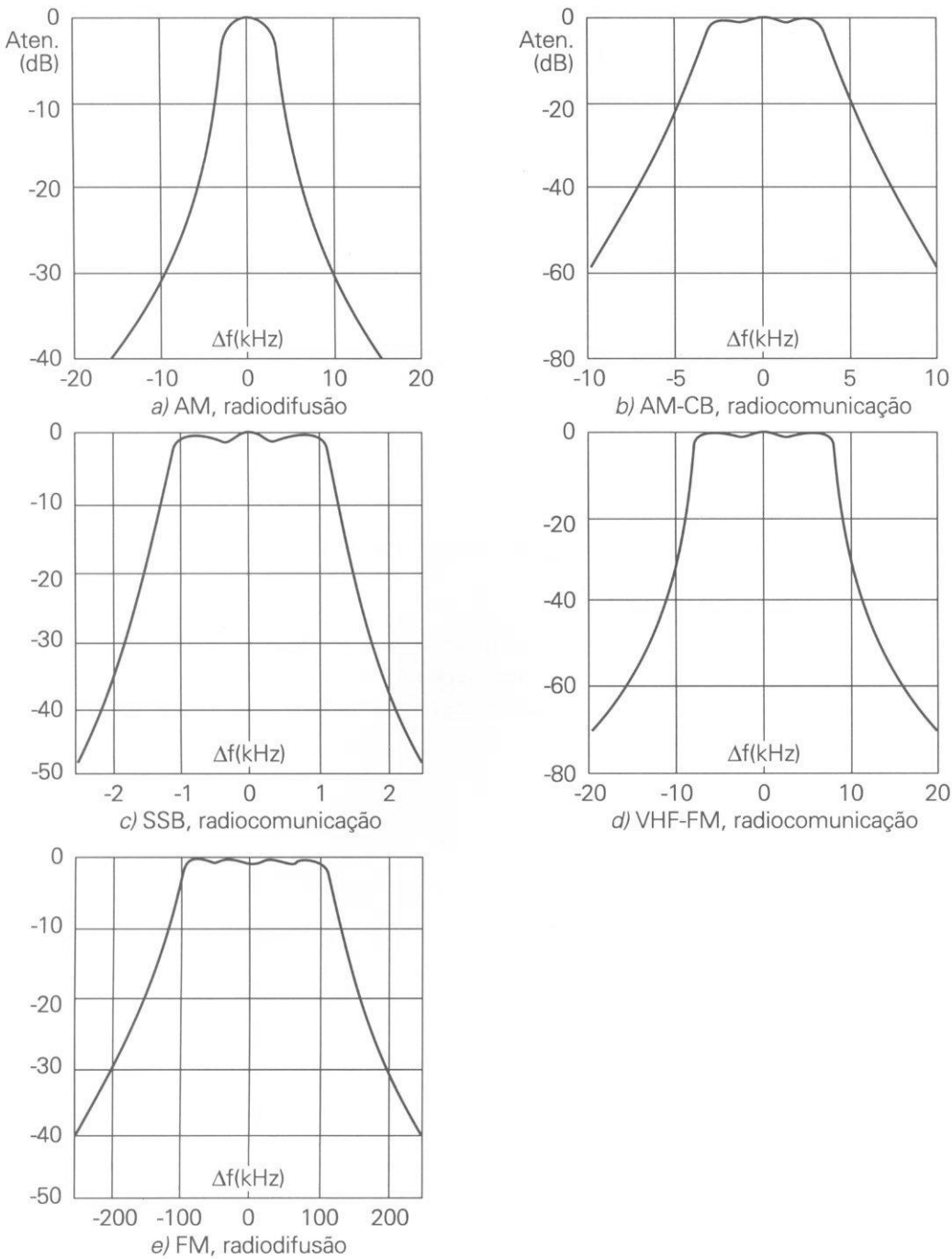


Figura 4 Curvas de resposta de freqüência do canal de FI para diversos tipos de receptores.

sinal A e a fundamental do sinal B. Esses harmônicos geram os produtos de intermodulação de 3ª ordem: $2 \times 465 \pm 475$ kHz, ou seja, 1405 kHz e 455 kHz. O sinal soma de 1405 kHz não causa nenhuma interferência por estar completamente fora da banda passante do filtro. O sinal diferença de 455 kHz, porém, estando dentro da banda passante do filtro, produzirá interferência.

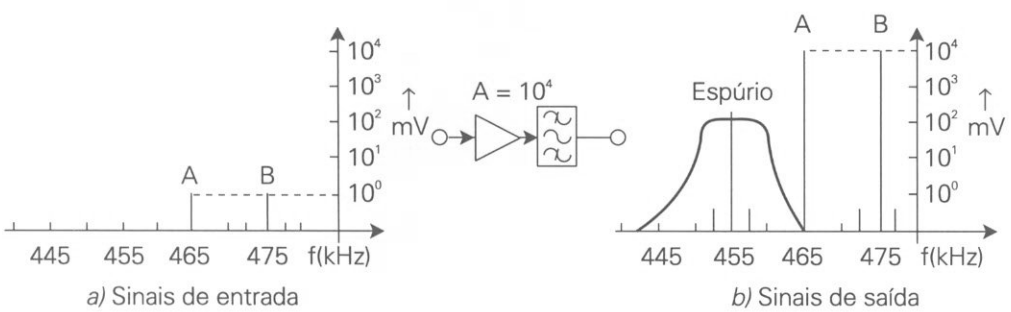


Figura 5 A ausência de filtragem antes do amplificador pode ocasionar respostas espúrias.

A solução para esse problema é dotar o amplificador de um filtro passa-faixa colocado na entrada. Com isso, os sinais interferentes serão atenuados de forma a não causarem a sobrecarga do amplificador (Figura 6).

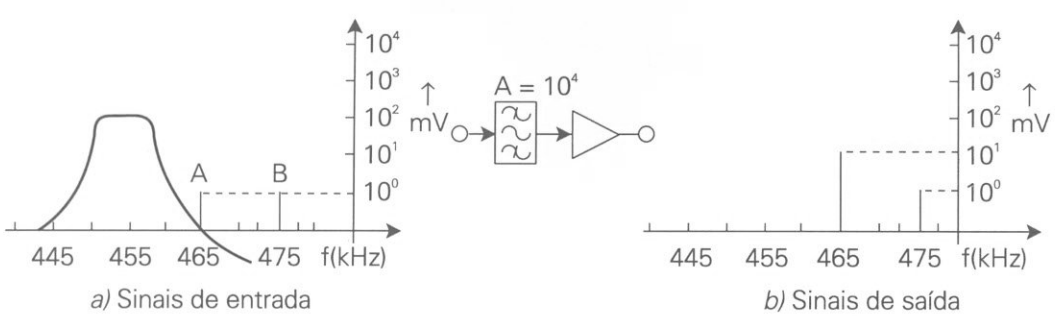


Figura 6 O uso de um filtro antes do amplificador evita a sobrecarga mostrada no circuito da Figura 5.

Como se pode observar, os sinais A e B estão fora da banda passante do filtro passa-faixa. Assim sendo, esses sinais serão atenuados pelo filtro antes de atingirem a entrada do amplificador. Como mostra o gráfico, a atenuação do filtro é de 1.000 vezes,

ou – 60 dB, para a freqüência correspondente ao sinal A e 10.000 vezes, ou – 80 dB, para a freqüência correspondente ao sinal B. Com esses valores de atenuação, não ocorre sobrecarga do amplificador e, portanto, não aparecerá a resposta espúria mostrada na Figura 5b.

O Controle Automático de Ganho (CAG)

Os sinais que chegam até a antena receptora não possuem intensidade constante. Isso ocorre principalmente por três razões:

a) A potência de transmissão nem sempre é a mesma para todos os sinais emitidos.

b) A distância que separa o transmissor do receptor varia conforme a localização dos mesmos, principalmente nos equipamentos móveis ou portáteis, alterando a atenuação final.

c) O meio de propagação oferece uma atenuação variável para o sinal transmitido devido a mudanças das condições atmosféricas ou a interposição de obstáculos no percurso entre as antenas.

Para contornar esses inconvenientes, os receptores de rádio devem possuir recursos para manter constante o nível do sinal demodulado. Nos receptores de FM são utilizados estágios limitadores, enquanto nos receptores de AM é utilizado o controle automático de ganho ou CAG.

CAG (funcionamento)

O ganho de tensão de um amplificador é dado por:

$$A_V = \frac{-y_{fe}}{y_{oe} + Y_L}$$

Como o módulo de y_{fe} é função da corrente de coletor do transistor amplificador, controlando-se essa corrente, é possível modificar-se o ganho do amplificador pela aplicação de uma tensão de controle proveniente do detetor. Fazendo-se a corrente do transistor inversamente proporcional à amplitude do sinal demodulado, através da aplicação da tensão retificada pelo diodo detetor ao circuito de polarização de base do transistor controlado, é possível eliminar-se a maior parte das variações de amplitude do sinal demodulado. Pela explicação anterior, torna-se evidente que o CAG é um sistema realimentado. A expressão dada a seguir mostra o princípio da atuação do controle automático de ganho:

$e_r \uparrow e_o \uparrow I_C \downarrow A_V \downarrow$

$e_o \downarrow$

Observa-se, pela análise do fluxo das variações, que o aumento inicial de e_o é compensado pela redução posterior do ganho de tensão. Como o tempo de correção é de apenas uma fração de segundo, não se chega a perceber a variação de amplitude do sinal de saída.

A tensão de controle do CAG obtida do detetor é aplicada ao 1º estágio de FI e, quando usado, no amplificador de RF. Nesse caso, deve-se cuidar para que a tensão de controle sobre o amplificador de RF somente seja aplicada para sinais de entrada suficientemente intensos, evitando-se assim a redução da relação sinal/ruído para sinais de pequena intensidade. As Figuras 7 e 8 mostram, respectivamente, o circuito de CAG e a curva de atuação do mesmo. Para os valores indicados no diagrama, o ganho será máximo. O ganho de potência de um amplificador é proporcional ao quadrado da corrente de coletor do transistor. Como a linha de CAG está diretamente conectada ao ânodo do diodo AA119, um sinal forte irá produzir uma forte tensão negativa retificada sobre a carga do detetor. Essa tensão é aplicada pelo resistor de 27 kΩ à base do amplificador de FI, reduzindo sua corrente de coletor e o ganho do estágio. De fato, uma tensão retificada de – 0,3V será suficiente para levar o transistor praticamente ao corte, reduzindo o ganho a valores inferiores à unidade. O resultado é mostrado na Figura 8.

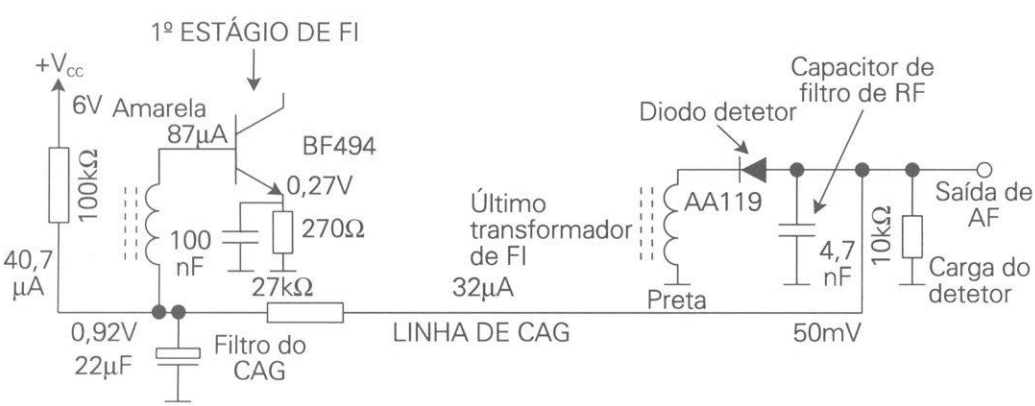


Figura 7 Obtenção de CAG através da retificação da tensão da portadora.

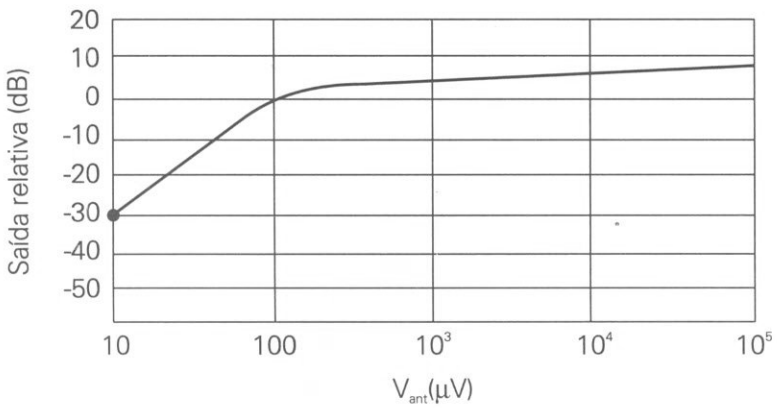


Figura 8 Curva de atuação do CAG.

Outro circuito normalmente associado ao detetor de envoltória é o supressor de ruídos mostrado na Figura 9. Ele é muito utilizado em receptores de comunicações para AM.

Supressor de impulsos de ruído: permite diminuir a influência de ruídos oriundos de motores de escova, como os utilizados em máquinas de escrever e de calcular elétricas, aparelhos eletrodomésticos e outros: ruído de lâmpadas fluorescentes, de ignição, etc.

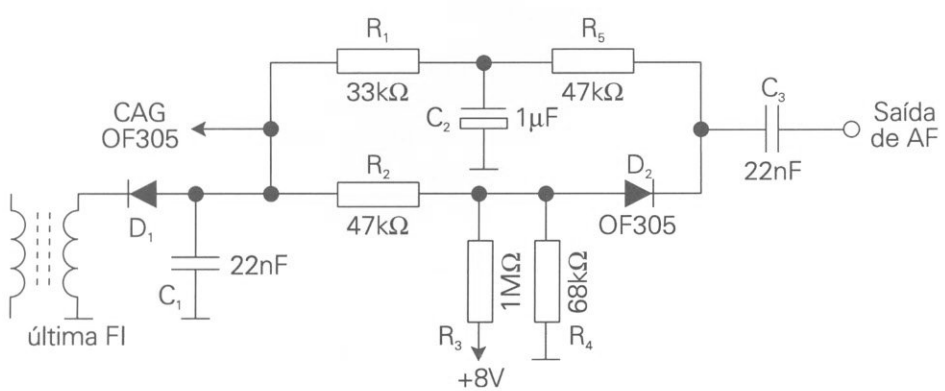


Figura 9 Supressor de impulsos de ruído em receptores AM.

Para que o sinal de áudio atinja a saída é necessário que D_2 esteja conduzindo. Para que isso aconteça é necessário que a tensão de cátodo seja mais negativa que a de ânodo. Isso é conseguido pela divisão de tensão em R_2 e R_4, acrescida da corrente que

flui através de R_3. Esse arranjo faz com que na presença de sinais uma tensão negativa seja retificada por D_1. Essa tensão é filtrada por R_1C_2 e aplicada por meio de R_5 ao cátodo de D_2, levando-o à condução. Quando surgem impulsos de ruído, eles são aplicados por meio de R_2 ao ânodo de D_2. Como a polaridade dos impulsos é negativa e de maior amplitude que a tensão de cátodo, D_2 entra em corte, bloqueando a passagem do ruído para saída.

Observe que o circuito se ajusta automaticamente ao nível do sinal detetado, já que a maior parte da polarização necessária ao seu funcionamento é fornecida pelo próprio sinal detetado.

A função de R_3 é permitir a condução de D_2 para sinais fracos, quando então não existe tensão de polarização suficiente fornecida pelo detetor.

Os diodos D_1 e D_2 são do tipo metal-semicondutor e apresentam a metade da queda de tensão de um diodo de junção PN de silício.

Embora não sejam utilizados em todos os receptores, os circuitos analisados a seguir são muito úteis em receptores de comunicações, facilitando a sintonia precisa das diversas estações recebidas.

Indicador de sintonia e indicador de intensidade do sinal recebido (S-meter): possibilita a sintonia precisa do receptor sobre o sinal recebido. É muito utilizado em receptores para comunicação e de alta fidelidade. O mesmo circuito pode ser utilizado em receptores de FM, desde que se utilize um galvanômetro com zero central (Figura 10).

O circuito é um amplificador diferencial formado por dois FETs. Essa disposição garante alta impedância de entrada, necessária para não haver carga indevida sobre o circuito de CAG. Também essa disposição torna o circuito relativamente imune às variações de temperatura e tensão de alimentação. O potenciômetro P1 é ajustado para que o instrumento indique zero na ausência de sinal na antena.

Calibrador a cristal: possibilita aferir, sempre que desejado, a calibração do receptor. Naturalmente, seu uso só é justificado em receptores de freqüência variável de alta qualidade. É composto, na maioria das vezes, por um oscilador de 100 kHz controlado a cristal. Às vezes é utilizado um divisor de freqüência em década para permitir calibração a de 10 em 10 kHz (ver Figura 11).

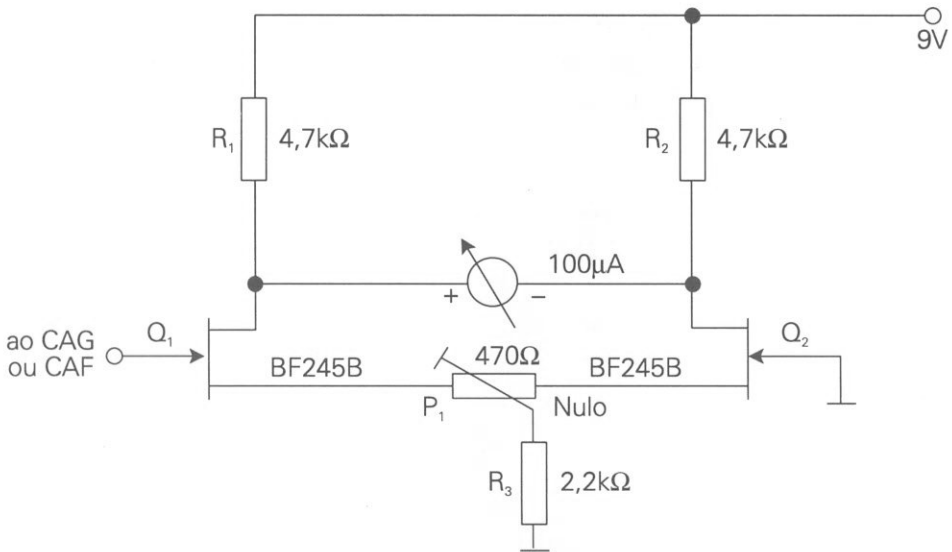


Figura 10 Circuito de um indicador de intensidade de sinal.

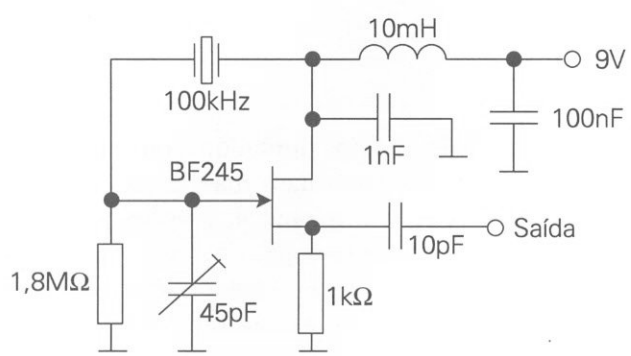


Figura 11 Calibrador de 100 kHz a cristal.

O Receptor de FM

Os receptores de FM possuem a mesma estrutura adotada nos receptores de AM, diferenciando-se pelo tipo de detetor utilizado. Esse deverá apresentar características que permitam a transformação de variações de freqüência em variações de amplitude, para se recuperar o sinal modulante. Na Figura 12 vê-se o diagrama em blocos de um receptor de

FM. A etapa de FI opera em 10,7 MHz e o último estágio amplificador atua como limitador. Um detetor de relação fornece o sinal de áudio e a tensão de CAF (Controle Automático de Freqüência). A linha de CAG não é empregada nesse tipo de receptor.

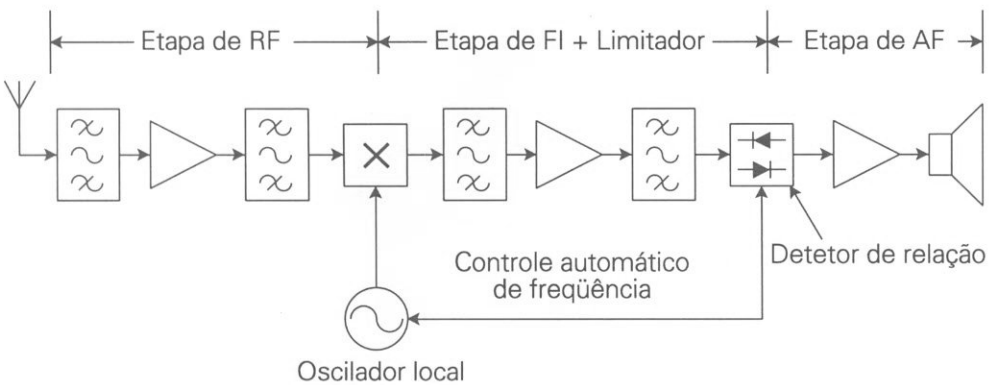


Figura 12 Diagrama em blocos de um receptor de FM.

Limitador

Os receptores de FM necessitam de estágios limitadores que eliminem ruídos e variações de amplitude do sinal recebido. O limitador nada mais é que um amplificador que opera em regime de sobrecarga. Para que isso aconteça, é necessário um ganho elevado do amplificador de FI. Por isso, são utilizados pelo menos três estágios amplificadores, incluindo o limitador, que é o último estágio. Quando se utiliza um circuito integrado especialmente concebido para trabalhar como amplificador de FI em receptores de FM, o efeito limitador é mais acentuado do que o obtido com amplificadores construídos com elementos discretos, porque naqueles o número de estágios é superior, assim como o ganho de tensão, permitindo que a limitação inicie-se com sinais de entrada de amplitude inferior a 50 μV, como ocorre com o TBA120S, por exemplo. Outro CI, o MC3361A, possui um conversor de freqüência interno, o que propicia maior ganho. Em conseqüência, a limitação ocorre para sinais de apenas alguns microvolts. A Figura 13 mostra graficamente a ação limitadora sobre um sinal de entrada de amplitude variável.

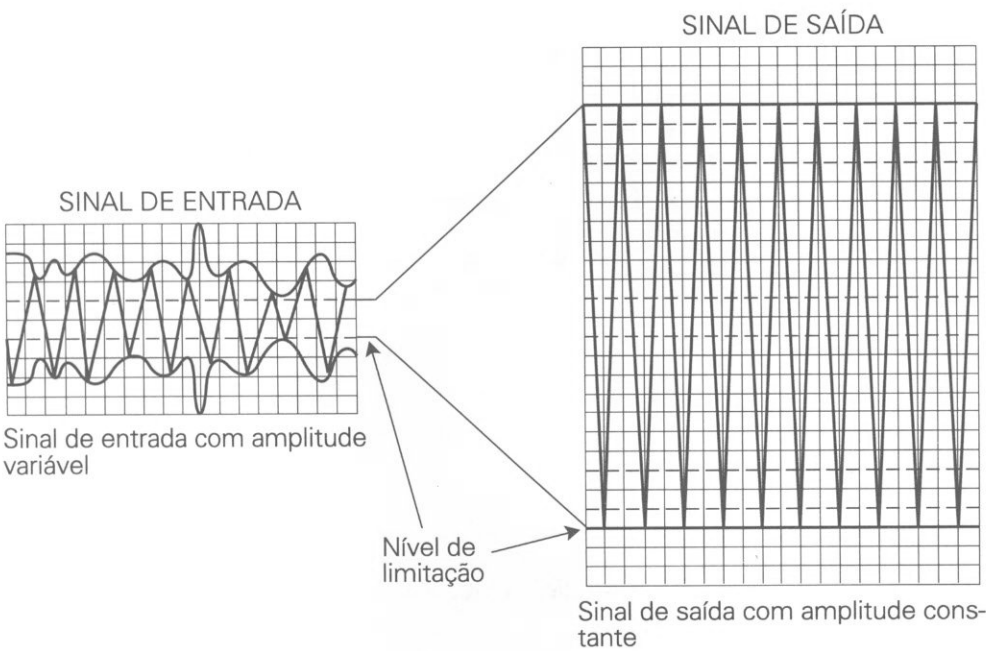


Figura 13 Ação limitadora sobre as variações do sinal de entrada.

Controle automático de freqüência (CAF): (Figura 14) permite ao receptor (principalmente receptores de VHF-FM) manter a sintonia correta com o sinal transmitido. Funciona sobre o princípio de controle e realimentação entre o demodulador de FM e o oscilador local. Não é empregado em receptores controlados a cristal. Seu funcionamento está baseado no fato de que a tensão do detetor de relação é nula quando a freqüência está corretamente sintonizada. Se o oscilador local estiver funcionando acima da freqüência desejada, o valor da freqüência intermediária também estará acima da freqüência correta. A solução para esse erro de freqüência será aumentar a capacitância do varactor D_1. Isso é conseguido pela redução da tensão inversa sobre o mesmo, o que significa que a linha de CAF deverá enviar uma tensão de controle positiva. Se o erro de freqüência for em outro sentido, ou seja, o oscilador local estiver funcionando abaixo da freqüência correta, o varactor deverá diminuir de capacitância.

Para que isso ocorra, a linha de CAF deverá enviar uma tensão que aumente a polarização inversa do varactor, reduzindo sua capacitância. Isso significa que a tensão de CAF deverá ser negativa.

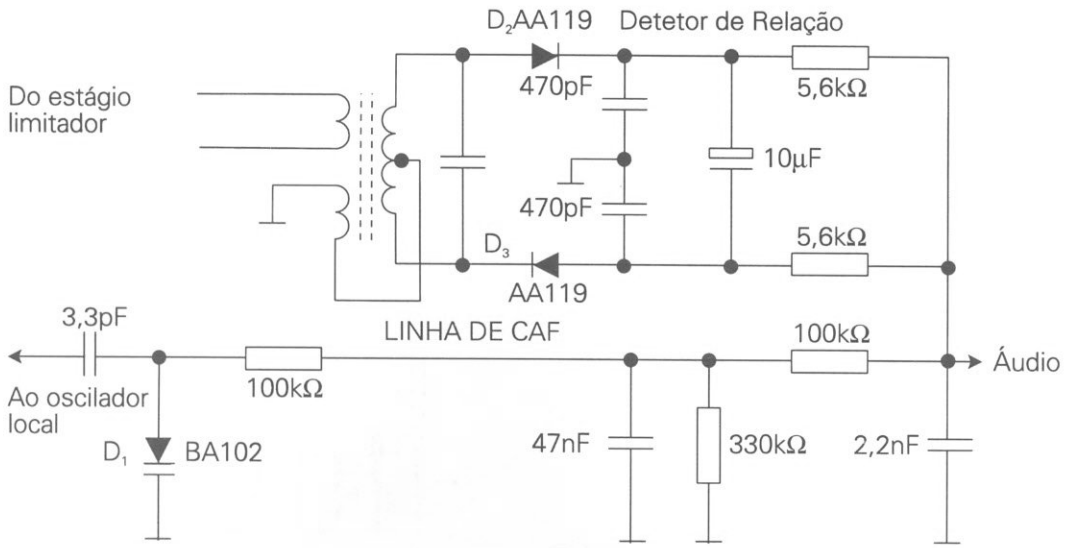


Figura 14 Circuito de controle automático de freqüência e detetor de relação.

A descrição acima presume que o oscilador local trabalhe numa freqüência superior à do sinal sintonizado. Caso o oscilador trabalhe abaixo da freqüência do sinal, deve-se inverter a polaridade dos diodos demoduladores D_2 e D_3, proporcionando-se com isso a polaridade correta da tensão de controle.

Com exceção do fato de usar estágios limitadores e demoduladores de freqüência, os receptores de FM somente se distinguem dos receptores de AM pelo fato de trabalharem em freqüências mais elevadas, nas faixas de VHF e superiores.

A seguir, são analisados três receptores completos, com exceção da etapa de áudio. O primeiro deles é um receptor de AM para a faixa de Ondas-Médias. Seu circuito é bastante típico nesta categoria de aparelhos. O mesmo é verdadeiro com relação ao receptor de FM analisado em seguida. O último receptor é um aparelho para comunicações, mais sofisticado, possuindo um elevado desempenho. É apropriado para AM, com e sem portadora. Finalmente, é abordado o efeito do ruído sobre a sensibilidade do receptor da Figura 19.

Sintonizador de AM

Conversor

Na Figura 15, o transistor Q_1 atua como conversor auto-oscilante. O circuito é utilizado preferencialmente para sintonizar a faixa de Ondas-Médias, ou seja, freqüência compreendida entre 530 e 1650 kHz. Pode ser utilizado também na recepção de sinais das emissoras de Ondas-Curtas, havendo, porém, fraca rejeição da freqüência-imagem, devido à pouca seletividade do circuito de sintonia de antena.

Como misturador, Q_1 funciona em emissor-comum, sendo o sinal de antena acoplado à base do transistor através do secundário da baixa-impedância de L_1 (aproximadamente 500 Ω). O resistor R_3 é conectado em série com a base do transistor para prevenir contra a ocorrência de oscilações parasitas. O indutor L_1 é enrolado sobre um bastão de ferrite de aproximadamente 60 mm de comprimento por 7 mm de diâmetro e atua como antena. Para sintonizá-lo na freqüência do sinal captado, L_1 está ligado em paralelo com a seção de antena do capacitor variável de sintonia. Sua capacitância máxima está ao redor de 150 pF, o que implica numa indutância de cerca de 600 µH para L_1. A corrente de coletor de Q_1 é de aproximadamente 1mA.

Como oscilador, Q_1 funciona em base-comum. A freqüência do oscilador-local está sempre 455 kHz acima da freqüência de sintonia do circuito de antena. Esse valor corresponde a FI padronizada para receptores de OM (Ondas-Médias). A freqüência de oscilação é determinada pela indutância do secundário da bobina osciladora, L_2, e pela capacitância da seção osciladora de CV-1, que é de aproximadamente 63 pF. Para uma freqüência mínima de 985 kHz, o indutor L_2 deverá exibir uma indutância de cerca de 414 µH. A realimentação do oscilador é proporcionada pelo enrolamento primário da bobina osciladora, L_3, que está conectado em série com o coletor de Q_1. Observe que a entrada do oscilador, o emissor do transistor, por apresentar uma impedância muito baixa (ao redor de 20 Ω), está conectada a uma derivação de L_2, que corresponde a mais ou menos 3% do total de espiras. Aliás, L_3 tem cerca de 12% das espiras de L_2.

Amplificador de FI

O sinal diferença resultante do batimento de sinal da antena com o sinal do oscilador-local é sintonizado e acoplado para a base do 1º amplificador de FI através de FI-1, cuja impedância primária é de aproximadamente 15 kΩ, e 200 Ω, no secundário. O diodo D_1 atua como CAG auxiliar, entrando em condução quando o sinal de entrada for muito intenso, devido ao aumento da tensão de coletor de Q_2 causada pela ação do CAG.

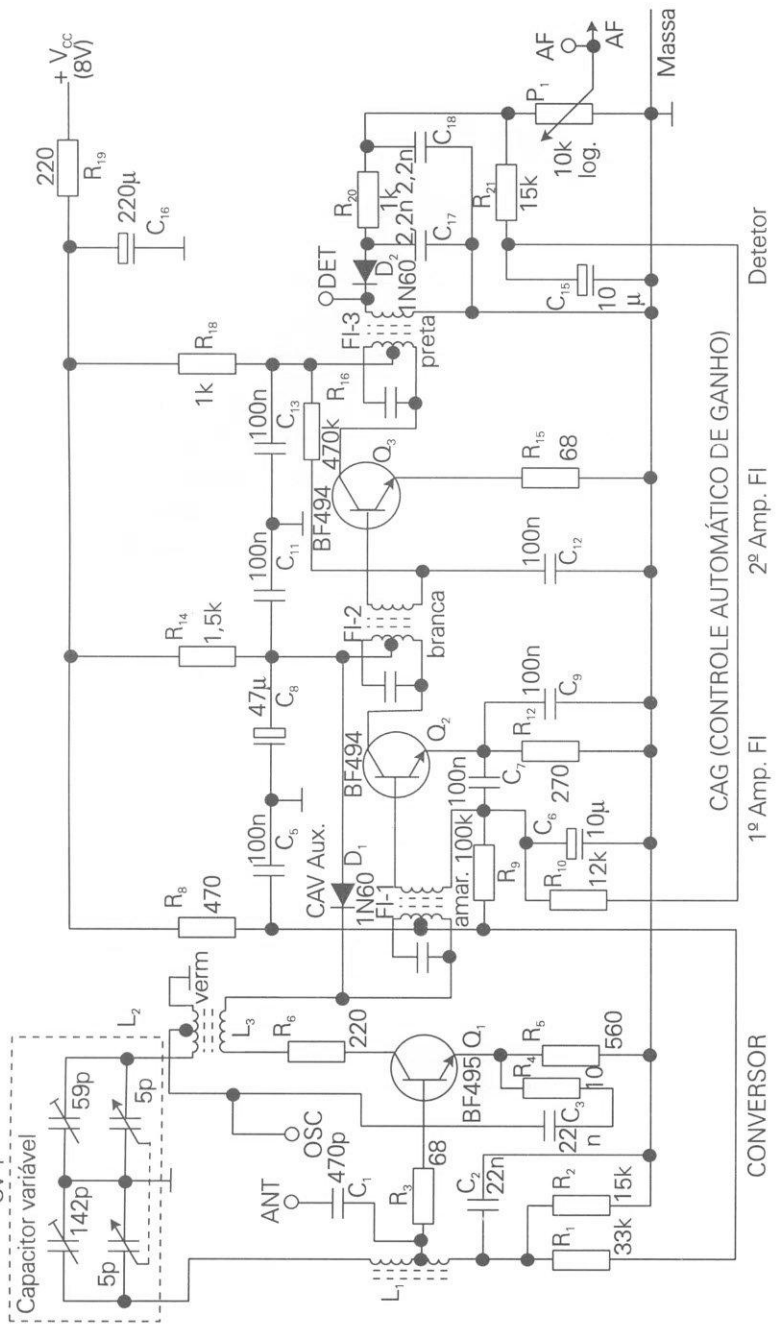


Figura 15 Receptor AM-OM. (DPP, do CEFET-PR).

No receptor de OM da Figura 15, o transistor Q_2 atua como amplificador de FI em emissor-comum. O sinal amplificado é filtrado e acoplado ao estágio seguinte pela FI-2, que apresenta uma impedância primária de 35 kΩ e uma secundária de 200 Ω. O capacitor de sintonia dessa bobina é de 180 pF, implicando uma indutância de 680 μH para ressonar em 455 kHz. O ganho de Q_2 é controlado pela tensão de base que, por sua vez, é função inversa do sinal detetado, já que através de R_{10}, R_{21} e R_{20} recebe a tensão de controle automático de ganho (CAG). Para que o sinal de áudio detetado não atue indevidamente sobre o ganho, ele é filtrado por meio dos capacitores C_6 e C_{15}.

O 2º estágio amplificador de FI é constituído pelo transistor Q_3 que também opera em emissor-comum. Seu ganho é constante, ou seja, não é controlado pelo CAG. Para evitar o excesso de amplificação e o risco de oscilação parasita, é utilizada degeneração de emissor. Isso é conseguido pelo acréscimo de um resistor de pequeno valor em série com o mesmo. O valor exato do resistor pode ser determinado experimentalmente e gira em torno de 100 Ω. O sinal amplificado é filtrado e acoplado ao detetor por meio de FI-3, que tem uma impedância de 35 kΩ no primário e de 10 kΩ no secundário.

Demodulador

Como já foi mencionado anteriormente, o detetor recupera em sua saída o sinal de áudio presente nas faixas laterais do sinal de FI. Além disso, fornece também a tensão de CAG para o 1º amplificador de FI. Nota-se que o diodo detetor D_2 necessita em sua entrada de um sinal relativamente intenso para seu funcionamento correto. Essa é a razão para a alta impedância do secundário de TF-3. O diodo detetor deve ser uma unidade de germânio, por ser a que apresenta a menor queda de tensão interna.

No circuito do conversor, bem como nos amplificadores de FI, observa-se a presença de diversos componentes cuja finalidade é desacoplamento. Isso é necessário em função do ganho elevado e do número de estágios conectados na mesma alimentação. Esses componentes são os seguintes: R_8, R_{14}, R_{18} e R_{19}, que desacoplam os diversos estágios da linha de alimentação, e os capacitores C_2, C_5, C_7, C_8, C_9, C_{11}, C_{12}, C_{13} e C_{16}.

Sintonizador de FM

O circuito da Figura 16 é composto por um estágio amplificador de RF, Q_1, em base-comum, e por um conversor de freqüência que converte os sinais da faixa de FM, de 88 a 108 MHz, para a de freqüência intermediária de 10,7 MHz. Isto é feito por Q_2, também em base-comum. Q_2 opera ao mesmo tempo como misturador e como oscilador local.

O amplificador de RF recebe o sinal oriundo da antena, através do capacitor de acoplamento e casamento de impedância C_1. O circuito ressonante formado por L_1C_2 sintoniza em faixa-larga toda a faixa de radiodifusão em FM, não necessitando de capacitor variável. O circuito ressonante L_2C_3 atua como uma armadilha ou rejeitor de sinais correspondentes ao dobro da freqüência de FM, ou seja, aproximadamente 200 MHz. A razão de seu uso deve-se à possibilidade de sinais, correspondentes aos canais 7 até o 13, sofrerem batimento com o 2º harmônico do oscilador local, resultando, daí, numa interferência conhecida como "duplo batimento". Por essa razão, o circuito formado por L_2C_3 ressona em paralelo, oferecendo alta impedância e impedindo que freqüências indesejáveis atinjam o emissor de Q_1, via C_4, que funciona como elemento casador de impedâncias entre o circuito de sintonia e o amplificador de RF.

O coletor de Q_1 é sintonizado na freqüência do sinal desejado pelo circuito formado por L_3 em paralelo com a capacitância equivalente de C_7, C_8 e C_v. O sinal amplificado por Q_1 é acoplado por C_{11}, que também atua como casador de impedâncias entre o circuito ressonante e o emissor de Q_2. Aliás, a impedância de entrada de ambos os amplificadores é de cerca de 20 Ω.

No emissor de Q_2 encontra-se um circuito ressonante formado por L_4C_{13}, sintonizado na freqüência de 10,7 MHz. Como se trata de um circuito-série, o emissor de Q_2 estará praticamente curto-circuitado para a massa, nessa freqüência. Portanto, o circuito atua como uma armadilha de FI, evitando que sejam introduzidos, via amplificador de RF, sinais provenientes de estações de ondas-curtas, principalmente as da faixa de 31 metros.

O transistor Q_2 oscila numa freqüência 10,7 MHz acima da freqüência da estação sintonizada. A realimentação necessária para iniciar e manter as oscilações é fornecida pelo capacitor C_{12}. A freqüência do oscilador é determinada por L_5 em paralelo com a capacitância resultante da combinação de C_{10}, C_9 e C_V. Como Q_2 recebe no emissor dois sinais diferentes, circularão pelo circuito de coletor de Q_2, além dos sinais amplificados, os sinais correspondentes à soma e à diferença de suas freqüências. O circuito ressonante formado pela indutância do primário de T_1, mais a capacitância do capacitor em paralelo, está sintonizado no sinal diferença, de 10,7 MHz, correspondendo essa freqüência ao valor de FI adotada. O diodo D_1 é usado como limitador de amplitude, passando a conduzir quando o sinal sobre T_1 ultrapassar algumas centenas de mV. O sinal de FI é acoplado ao próximo estágio, o 1º amplificador de FI, através do secundário de T_1, que funciona simultaneamente como casador de impedâncias.

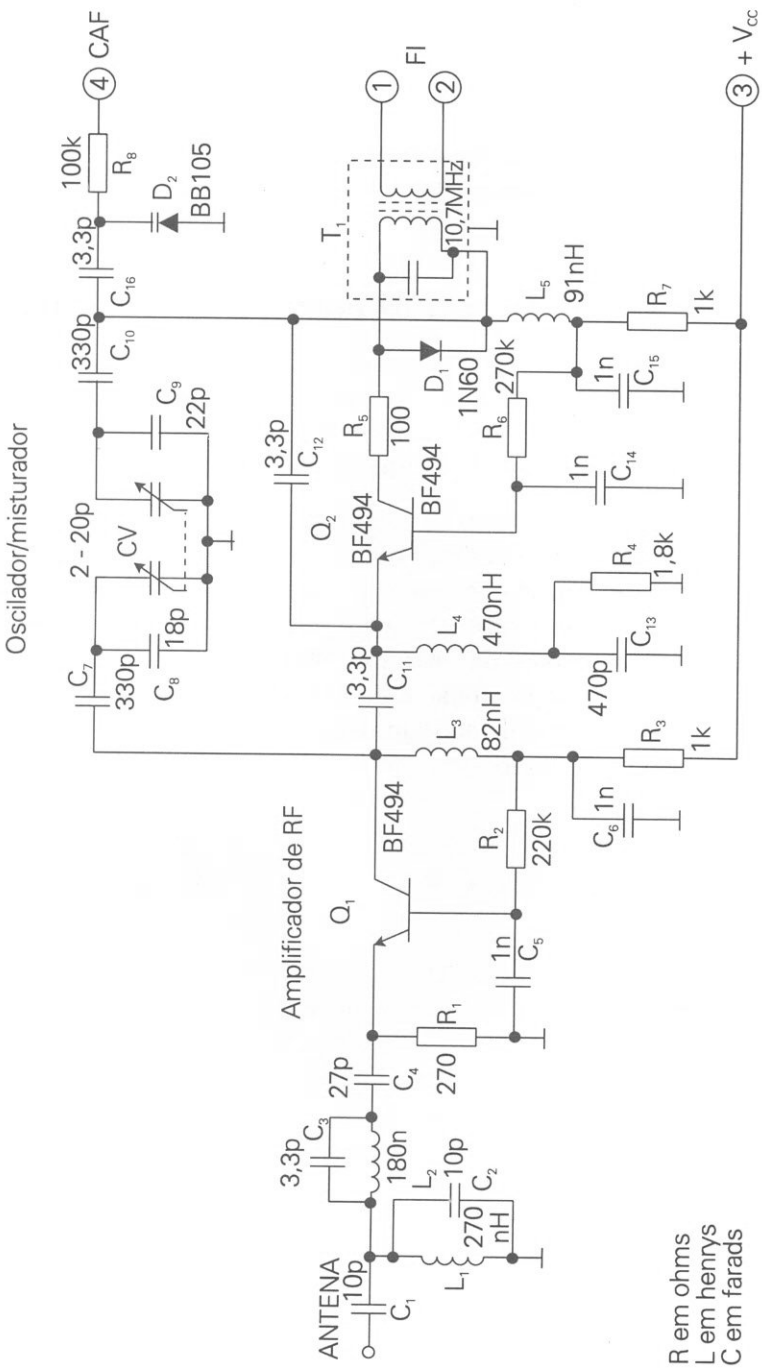


Figura 16 Amplificador de RF e conversor de freqüência de um receptor de FM.

Percebe-se em todo o circuito do amplificador de RF e conversor de freqüência o uso de diversos capacitores de desacoplamento de RF. Essa função é executada pelos capacitores C_5, C_6, C_{14} e C_{15}.

O circuito formado pelo capacitor C_{16}, pelo diodo D_2 e pelo resistor R_8 é responsável pelo controle automático de freqüência.

Amplificador de FI para FM com Circuito Integrado

O amplificador de FI de FM mostrado na Figura 17 é constituído basicamente pelo circuito integrado, TBA120S, pelo filtro passa-faixa de 10,7 MHz, que é uma unidade cerâmica, e pelo circuito ressonante L_1C_4, que atua no detetor de quadratura.

O TBA é um CI que contém em seu interior vários estágios amplificadores de FI em cascata, acoplados diretamente. Por isso, necessita que toda a filtragem seja efetuada antes do sinal ser introduzido em sua entrada. Seu ganho é tal que um sinal de apenas 50 μV em sua entrada é suficiente para proporcionar o funcionamento do limitador. A impedância de entrada é da ordem de 300 Ω, a mesma do filtro cerâmico. O capacitor C_1 é usado para proporcionar a de-ênfase do sinal de áudio e deve ser eliminado, se após o detetor for utilizado um decodificador de FM-Estéreo. C_5 acopla o sinal de AF para o próximo estágio.

Receptor de AM, SSB e CW

Os receptores que funcionam em freqüências inferiores a 30 MHz para os sinais de AM, SSB e CW guardam entre si profundas semelhanças que facilitam o estudo desses aparelhos. Realmente, exceto por questões que dizem respeito à largura de faixa do canal de FI, tanto o receptor de CW quanto os receptores para as diversas modalidades de AM, com portadora suprimida ou não, possuem exatamente o mesmo circuito. Embora seja desejável o uso de filtros de FI com largura de faixa apropriada para cada aplicação, por questões de custo e simplicidade, pode-se utilizar uma única curva de resposta de freqüência do filtro passa-faixa de FI, respondendo às freqüências de uma das faixas laterais e possibilitando a recepção de quaisquer sinais modulados em amplitude ou sinais de CW.

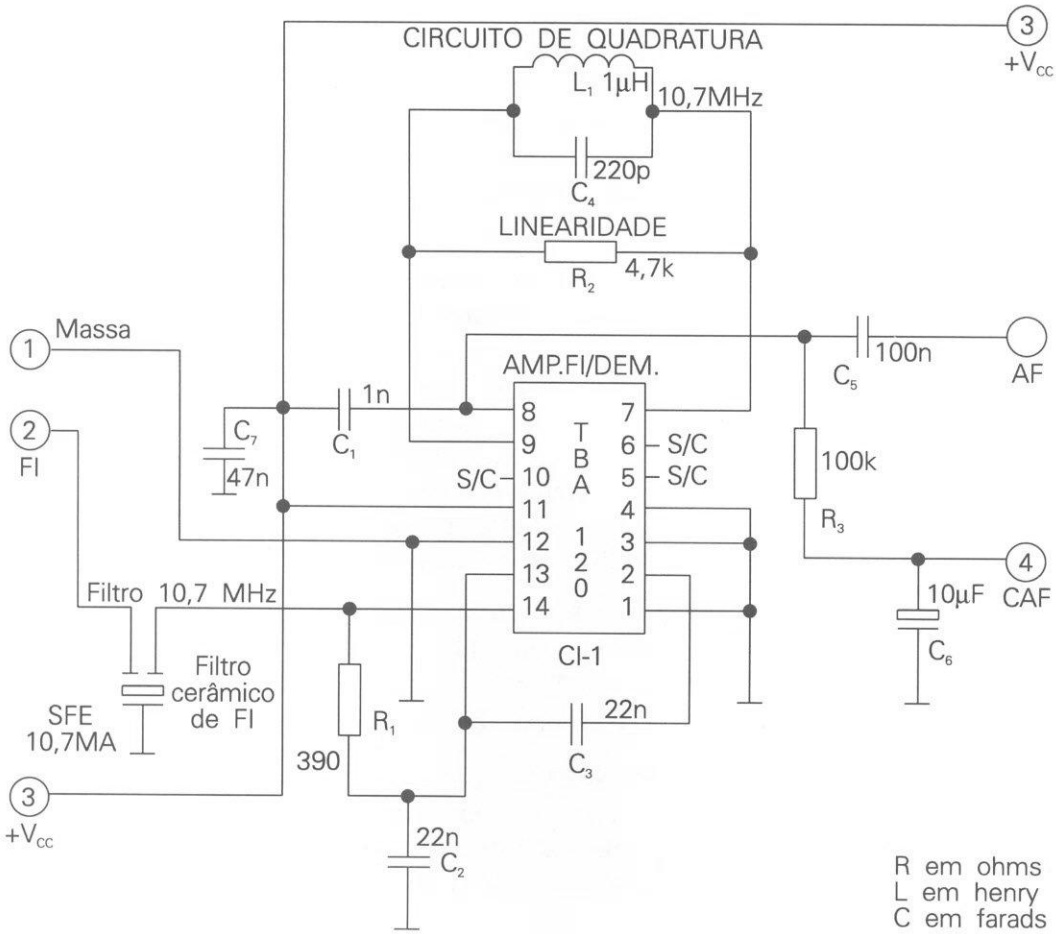


Figura 17 Amplificador de FI de 10,7 MHz e demodulador de FM.

Funcionamento: observando-se a disposição dos estágios no diagrama da Figura 19 e comparando-os com o diagrama em blocos da Figura 18, nota-se que cada etapa é composta por um filtro passa-faixa composto por um circuito ressonante LC paralelo, representado por retângulo, associado a um estágio amplificador (transistor), representado por um círculo. Essa disposição confere ao receptor suas características básicas: sensibilidade e seletividade.

O circuito ora analisado pertence à classe dos receptores super-heteródinos de conversão simples. Esses receptores utilizam um estágio conversor de freqüência para baixar a freqüência do sinal de entrada. Essa freqüência baixa, ou freqüência interme-

diária, é sempre a mesma, independente da freqüência do sinal recebido. Esse procedimento é duplamente vantajoso: a freqüência de FI sendo baixa (comparada com a freqüência do sinal recebido), torna fácil a obtenção do ganho necessário, sem as dificuldades relacionadas à estabilidade que um amplificador de maior freqüência teria; sendo a FI de freqüência constante, a sintonia do amplificador de FI não precisa mudar com a freqüência do sinal recebido. Isso elimina a dificuldade que é construir-se amplificadores de faixa estreita e freqüência variável.

O amplificador de RF é composto por: um filtro passa-faixa LC de sintonia dupla conectado à entrada de antena por meio de um enrolamento primário de baixa impedância (50 Ω); dois FETs amplificadores de RF na configuração cascode e por um circuito ressonante LC na saída. O uso de três circuitos ressonantes na etapa de RF se justifica pela necessidade de se obter uma elevada relação sinal/imagem. O uso de FETs na configuração cascode resulta numa elevada impedância de entrada e de saída do estágio amplificador de RF, permitindo a conexão direta dos circuitos ressonantes. Essa configuração também reduz de maneira apreciável a taxa de realimentação interna, evitando assim a necessidade do uso de neutralização do amplificador de RF.

O ganho do amplificador de RF é controlado automaticamente pela aplicação de uma tensão de polarização negativa proporcional à amplitude do sinal de AF. Essa tensão negativa reduz a transcondutância dos FETs e, em conseqüência, o ganho do amplificador. A tensão de CAG é aplicada às portas dos FETs.

Misturador: é empregado um MOSFET de porta dupla para essa finalidade. Suas características são: alta transcondutância de conversão, entradas independentes para o sinal e de injeção do oscilador-local, que é de 1,5 V. Na saída do misturador (dreno) tem-se um circuito ressonante formado por L_5C_{11}, sintonizado na FI de 455 kHz.

Oscilador local: um FET de junção é usado como oscilador porta-dreno sintonizado, que nada mais é que uma versão do oscilador Hartley, controlado a cristal. O cristal determina a freqüência de funcionamento que deve estar 455 kHz acima ou abaixo da freqüência do sinal recebido. O sinal do oscilador é acoplado ao misturador através de C_{12}.

Filtro de FI: uma chave seletora de três posições permite conectar o filtro desejado. Cada filtro possui uma curva de resposta particular, adaptada às características de largura de faixa do sinal de FI (Figura 4).

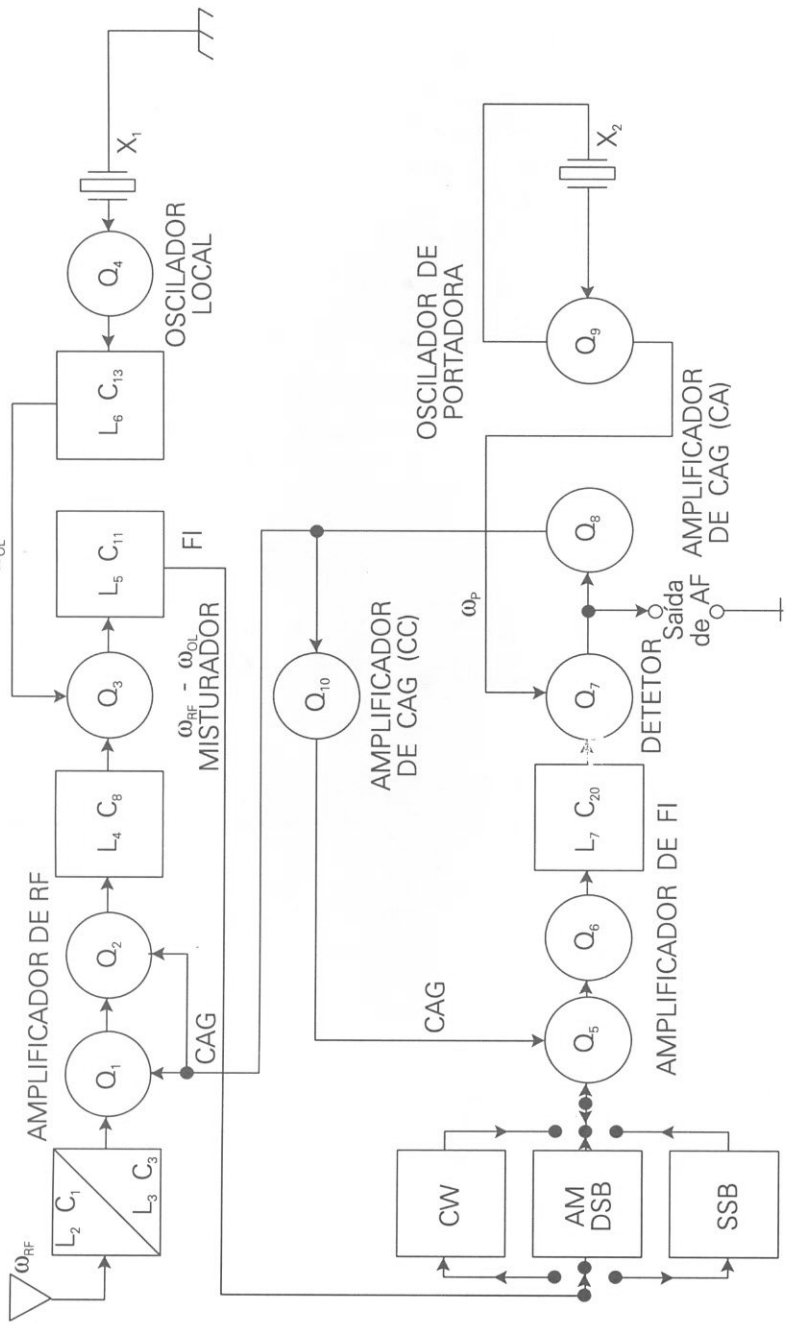


Figura 18 Diagrama em blocos de um receptor AM, SSB e CW.

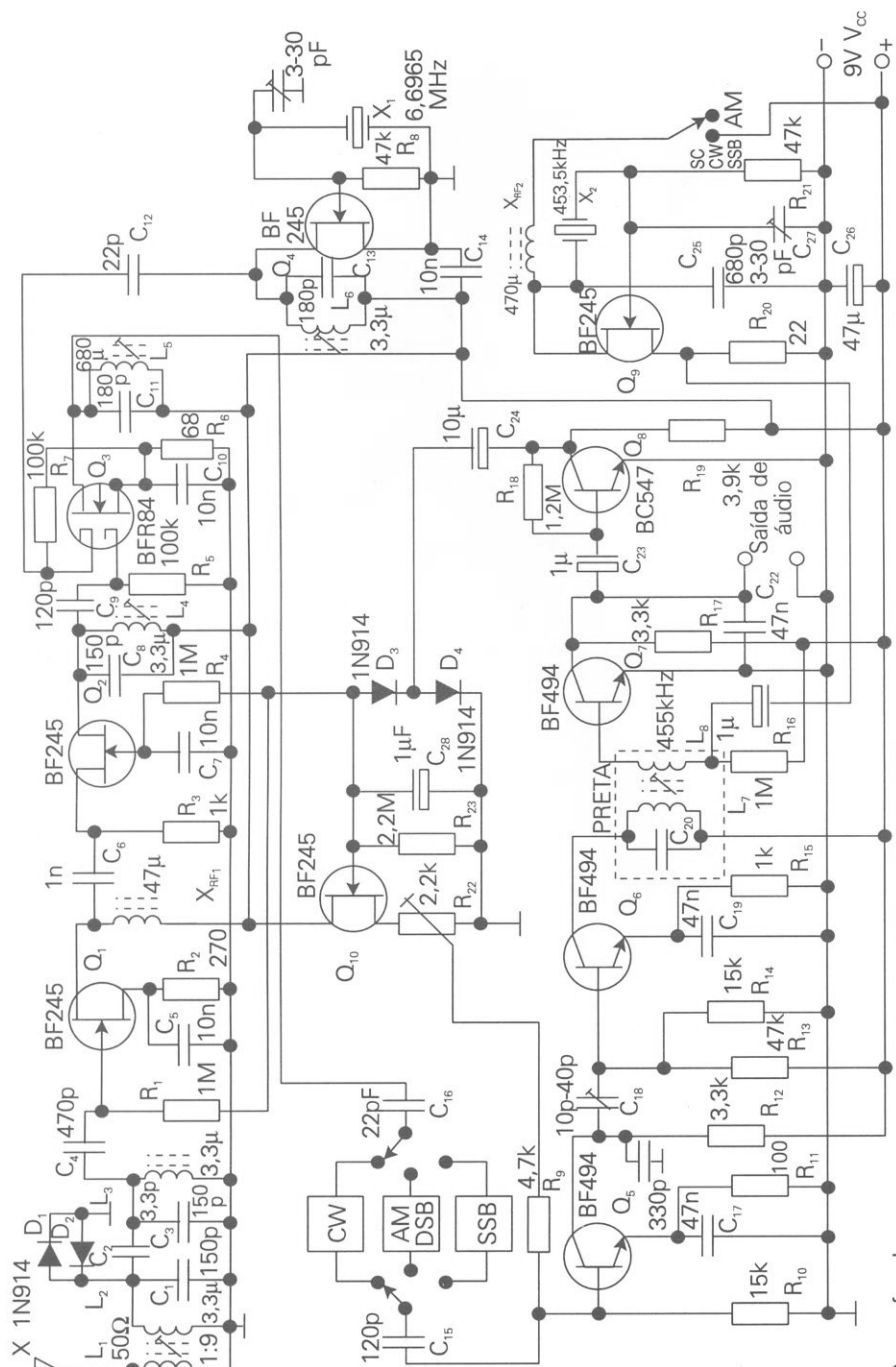


Figura 19 Diagrama esquemático de um receptor AM, SSB e CW.

Amplificador de FI: é composto por dois estágios amplificadores em emissor-comum, Q_5 e Q_6. O primeiro estágio é aperiódico, ou seja, não possui filtro passa-faixa. O sinal amplificado por esse estágio é acoplado por C_{18} ao segundo estágio, que possui como carga o circuito ressonante L_7C_{20}, que acopla, através de L_8, o sinal ao detetor de produto.

Detetor de produto: é um detetor síncrono a transistor. O sinal proveniente do oscilador de portadora é aplicado à base do transistor detetor, juntamente com o sinal de FI, ocorrendo a mistura dos sinais. O sinal diferença corresponde a um sinal de áudiofreqüência. O sinal soma bem como os sinais de portadora e de FI são eliminados pelo capacitor C_{22}, que atua como filtro passa-baixa. No coletor de Q_7 está disponível o sinal de áudio.

Amplificador de CAG(CA): o transistor Q_8 amplifica o sinal de áudio obtido à saída do detetor até o nível adequado para ser retificado e produzir a tensão negativa de CAG para os amplificadores de RF e FI. Isso é feito pelos diodos D_3 e D_4. O capacitor C_{28}, juntamente com R_{23}, formam um filtro passa-baixa de freqüência muito baixa. Sua constante de tempo é de alguns segundos. Isso é necessário para evitar variações de ganho durante o intervalo entre palavras.

Amplificador de CAG(CC): o FET Q_{10} é utilizado em dreno comum para fornecer a tensão de CAG para o amplificador de FI, o transistor Q_5. O potenciômetro R_{22} é usado para controlar a corrente de coletor de Q_5 na ausência de sinal.

Oscilador de portadora: é usado um oscilador Pierce, controlado a cristal, para melhorar a estabilidade de freqüência. Um interruptor é conectado na linha de alimentação do oscilador com a finalidade de desligá-lo durante a recepção de sinais AM com portadora. Sua função é reinserir a portadora (eliminada na transmissão) nos sinais recebidos em SSB. Serve, também, para produzir um batimento audível durante a recepção de sinais de CW.

Amplificador de Áudio

Os sintonizadores das Figuras 15, 16, 17 e 19 necessitam todos de um amplificador de áudio. Na Figura 20 é mostrado o diagrama esquemático de um amplificador de áudio com circuito integrado, apropriado para ser utilizado em conjunto com os circuitos de receptores analisados neste capítulo.

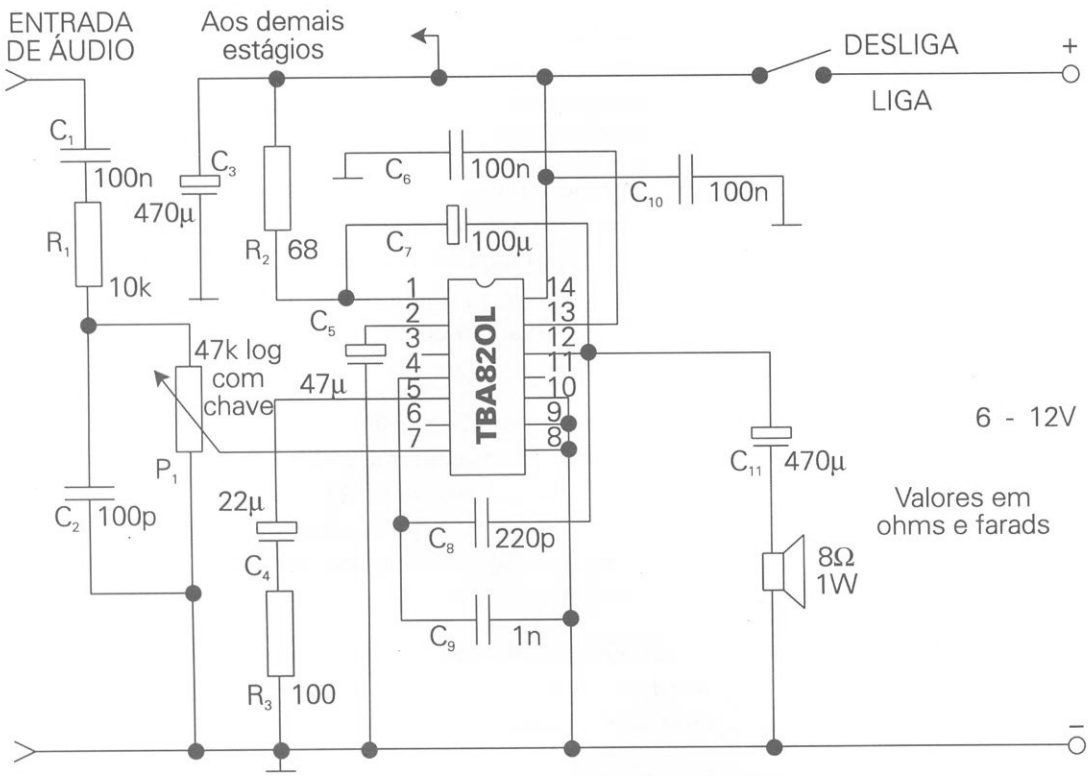


Figura 20 Amplificador de áudio de 1 W com circuito integrado.

Ele é composto, basicamente, pelo circuito integrado TBA820L, especificado para 1 W de potência de saída, com uma carga de 8 ohms, quando alimentado por uma tensão de alimentação de 12 V. A tensão de alimentação, contudo, poderá ser reduzida para até 6 V, com uma conseqüente redução da potência de saída, para cerca de 200 mW. Para uma carga de 4 ohms, a potência de saída aumentará para 400 mW, aproximadamente.

Funcionamento

O sinal de entrada é aplicado ao pino 7 do integrado, através do cursor do potenciômetro de controle de volume, P_1. O capacitor C_1 bloqueia tensões contínuas, enquanto R_1 e C_2 filtram sinais de alta freqüência, atuando como supressores de interferências por sinais de RF, tanto os provenientes do demodulador, quanto os gerados por transmissores de rádio que operem nas imediações do receptor.

O capacitor C_{11} acopla o sinal amplificado ao alto-falante, devendo apresentar uma reatância desprezível dentro da faixa de freqüências do sinal amplificado. Os componentes R_2 e C_7 funcionam como auto-elevador ("bootstrap"), melhorando a excitação para o transistor de saída responsável pelo pico positivo de saída do sinal amplificado, aumentando, com isto, a potência máxima de saída sem ceifamento. A freqüência de corte desta rede deverá ser igual ou menor do que 10% da menor freqüência do sinal amplificado, para que não haja redução da potência de saída máxima para sinais de baixas freqüências.

O ganho do amplificador é inversamente proporcional ao valor de R_3 e a sua freqüência de corte inferior é determinada pelos valores de C_4 e R_3. Para os valores apresentados, a freqüência de corte será de 72 Hz.

Os capacitores C_8 e C_9 são utilizados para evitar a instabilidade do amplificador que pode ocorrer em função da existência de capacitâncias em paralelo com o alto-falante, como as relacionadas com os cabos de ligação. O capacitor C_{10} contribui, também, para a melhoria da estabilidade do amplificador, devendo ser montado o mais próximo possível dos pinos 10 e 14 do circuito integrado.

O capacitor C_3 é utilizado para atender a demanda de corrente instantânea do amplificador, que ocorre durante os picos positivos do sinal de saída. Com isso, impede-se o aparecimento de ruídos elétricos na linha de alimentação, responsáveis por instabilidades em baixas freqüências, que se manifestam sobre a forma de um ruído, no alto-falante, semelhante ao de um motor de barco ("motor boating").

O ruído em receptores: o ruído de fundo de um amplificador ideal é dado pela equação $n = kTB$, onde: $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ J/K, é a constante de Boltzmann; T é a temperatura absoluta do amplificador, em Kelvin e B é a faixa de passagem do receptor nos pontos de meia potência – 3 dB.

O receptor ideal é um modelo teórico utilizado para comparar-se o nível de ruído de qualquer receptor e saber-se o quanto ele é maior que o ideal. Vejamos o seguinte exemplo, tirado de um caso real:

Determinar o ganho, o ruído de fundo e quanto ele é mais ruidoso que o receptor ideal, de um receptor de SSB cuja largura de faixa é igual a 2,2 kHz e, sem sinal de entrada, sua tensão de saída no alto-falante (8 ohms) é igual a 0,2 V (e_n).

Com um sinal de $0{,}5 \cdot 10^{-6}$ V na antena (75 ohms) obtém-se uma tensão de 1,35 V sobre o alto-falante.

Solução:

$P_n = \frac{0.2^2}{8} = 5 \cdot 10^{-3}$ W, é o ruído na saída do Rx

$P_{n+s} \frac{1.35^2}{8} = 0{,}23 \cdot 10^{-1}$ W é o sinal + ruído na saída do receptor

$P_s = P_{n+s} - P_n = 2{,}23 \cdot 10^{-1}$ W é o sinal de saída do Rx

$S = \frac{(0.5 \cdot 10^{-6})^2}{75} = 3{,}3 \cdot 10^{-15}$ W é o sinal na entrada do receptor

$G = \frac{P_s}{s} = 6{,}68 \cdot 10^{13}$ é o ganho do receptor

$n_r = \frac{P_n}{G} = 7{,}48 \cdot 10^{-11}$ W é o ruído equivalente na entrada do receptor em teste

$n = kTB = 1{,}381 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 2200 = 9{,}11 \cdot 10^{-18}$ W é o ruído equivalente do receptor ideal

Dividindo-se n_r/n obtemos 8,21, que expressa quantas vezes o receptor em teste é mais ruidoso que o receptor ideal. Converte-se esta relação em dB, aplicando-se a seguinte fórmula: $n_f = 10 \log n_r$; onde n_f é a figura de ruído, ou fator de ruído de receptor. Neste exemplo tem-se: $n_f = 10 \log 8{,}21 = 9{,}14$ dB. Finalizando, tem-se $G = 6{,}68 \cdot 10^{13}$, ou 138 dB; $n_r = 7{,}48 \cdot 10^{-17}$ W e $n_f = 9{,}14$ dB.

CONCLUSÃO

Neste capítulo foram analisados três circuitos de receptores para diferentes finalidades, sendo típicos em sua finalidade. A única crítica que se poderia fazer à seleção dos circuitos apresentados neste capítulo seria a não-utilização de circuitos integrados – com a exceção do canal de áudio – nos receptores de AM e no receptor para AM, CW e SSB. De fato, torna-se cada vez mais comum a utilização de circuitos integrados nos receptores de AM, tanto no canal de FI, quanto no conversor e amplificador de RF. Embora a utilização de circuitos integrados permita uma maior facilidade de projeto e construção, o princípio de funcionamento desses receptores é, na maioria das vezes, o mesmo daqueles que utilizam, exclusivamente, componentes discretos, em sua construção. Portanto, o estudo detalhado dos receptores apresentados neste capítulo é aconselhável, pois torna fácil a compreensão do funcionamento de outros tipos de receptores.

Outra mudança significativa, nestes últimos anos, é a progressiva substituição dos filtros LC, principalmente os utilizados nos amplificadores de FI, por filtros cerâ-

micos de baixo preço, como os fabricados pela MURATA. Estes filtros são fabricados tanto para AM – freqüência central de 455 kHz – quanto para FM – freqüência central de 10,7 MHz –, possuindo faixas de passagens e fatores de forma apropriados para cada aplicação. Os filtros cerâmicos não necessitam de ajustes, são compactos, sendo fabricados com impedâncias de terminação que permitem a operação estável dos amplificadores a eles associados. O uso de filtros cerâmicos no lugar dos filtros LC provoca, porém, uma ligeira redução de ganho, o que pode ser compensado pelo aumento da corrente de coletor dos transistores amplificadores ou pelo acréscimo de mais um estágio amplificador. A análise de circuitos que empregam apenas filtros LC é válida, porém, porque permite uma melhor compreensão da utilização deste tipo de filtro que é fundamental nos amplificadores de RF, devido à facilidade com que se pode alterar a sintonia dos mesmos, o que não ocorre com os demais tipos de filtros.

Projeto

O projeto dos circuitos utilizados nos receptores analisados neste capítulo pode ser feito a partir do estudo dos seguintes textos, apresentados neste volume:

Capítulos:

Amplificadores Sintonizados

Osciladores

Misturadores de Freqüência

Filtros

Amplificadores

Casadores de Impedâncias

Apêndices:

Polarização de Dispositivos Semicondutores

Acoplamento e Desacoplamento em Circuitos Eletrônicos

Questionário

1) O que são receptores?

2) Desenhe o diagrama em blocos de receptor super-heteródino para AM, telegrafia ou SSB.

3) Qual a relação existente entre freqüência recebida e a freqüência do oscilador local de um receptor super-heteródino?

4) Qual é a finalidade do oscilador de batimento e quando ele é utilizado?

5) Cite as características de um receptor de rádio e sua definição.

6) Quais os fatores que influenciam na sensibilidade de um receptor?

7) Quais são os circuitos normalmente encontrados num receptor de rádio?

8) Cite a finalidade e as características de cada circuito utilizado nos receptores de rádio.

9) Quais as finalidades dos amplificadores de RF utilizados nos receptores de rádio?

10) O que é freqüência-imagem, quais as suas causas e como ela pode ser suprimida?

11) Considerando-se que tanto o amplificador de RF quanto o amplificador de FI são amplificadores sintonizados, quais as diferenças que existem entre as suas características e finalidades?

12) Cite as características das curvas de respostas do canal de FI para receptores destinados a diferentes aplicações.

13) O que é a intermodulação, quais as suas causas e como pode ser eliminada?

14) Qual a finalidade do CAG e como ele atua?

15) Como funciona um supressor de ruídos e qual a sua finalidade?

16) Quais as diferenças que existem entre os receptores de FM e os receptores de AM?

17) Qual a finalidade do estágio limitador, onde ele é utilizado e qual o seu princípio de funcionamento?

18) Qual a finalidade do CAF, onde ele é utilizado e como ele funciona?

19) Quais as características do conversor utilizado no circuito da Figura 15?

20) Descreva funcionamento do circuito da Figura 15.

21) Descreva o funcionamento do circuito da Figura 16.

22) Quais as diferenças existentes entre os circuitos dos receptores para AM, CW e SSB?

23) Quais os valores de atenuação da freqüência-imagem recomendados para os diversos tipos de receptores?

24) Qual a diferença entre a freqüência do oscilador local e a freqüência sintonizada pelo circuito de antena de um receptor super-heteródino?

Problemas Propostos

1) Num receptor super-heteródino dotado de um amplificador de freqüência intermediária de 3,65 MHz, deseja-se receber um sinal de 26,86 MHz. Calcular as freqüências do oscilador local.

2) Calcular a freqüência de sinais fora de faixa que possam causar interferências por intermodulação, num receptor que possua uma freqüência central de 1 MHz, sabendo-se que existe um sinal intenso na freqüência de 950 kHz.

3) Calcular as capacitâncias mínima e máxima de um capacitor variável utilizado para a sintonia do oscilador local de um rádio de Ondas-Médias, sendo dados:

Faixa de freqüência do receptor: ..... 530 kHz a 1650 kHz.
Freqüência intermediária: ..... 455 kHz.
Indutância da bobina osciladora: ..... 470 μH.

4) Calcular os filtros passa-faixa de FI para trabalhar sobre uma carga de 4,7 kΩ, sabendo-se que o fator de qualidade do indutor é de 80 e a largura de faixa do amplificador, composto por 3 filtros, é de 10 kHz, para uma freqüência central de 455 kHz. Calcular:

a) BW_f: a largura de faixa de cada filtro.

b) Os valores de L e C.

5) No amplificador de RF do receptor de FM da Figura 16, calcular a capacitância de sintonia para as freqüências de 88 MHz e 108 MHz, sabendo-se que a indutância total é de 82 nH.

MAKRON
Books

Osciladores

Conceito

Osciladores são circuitos eletrônicos que geram sinais de corrente alternada a partir de uma tensão contínua de alimentação, sem a necessidade da aplicação de um sinal externo.

Classificação

Quanto ao Princípio de Funcionamento

a) *Osciladores realimentados:* utilizam um elo de realimentação positiva entre a saída e a entrada de um amplificador.

b) *Osciladores de resistência negativa:* utilizam dispositivos, tais como o diodo túnel, que apresentam em determinado trecho de sua curva característica uma resistência incremental negativa.

c) *Osciladores de relaxação:* utilizam dispositivos, como o diodo de quatro camadas e a lâmpada néon, que apresentam características de disparo.

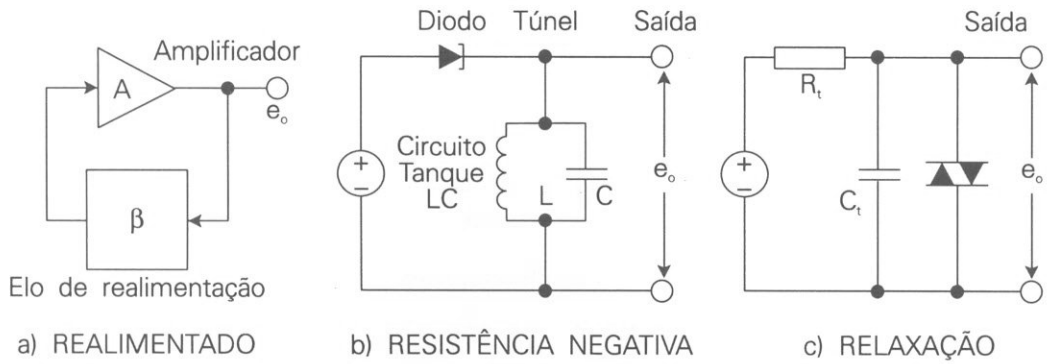


Figura 1 Classificação dos osciladores quanto ao princípio de funcionamento.

Quanto à Freqüência de Operação

a) *Osciladores de audiofreqüência:* geram sinais compreendidos na faixa de alguns hertz a centenas de quilohertz. Utilizam geralmente elementos RC.

b) *Osciladores de radiofreqüência:* geram sinais de freqüência superior a algumas dezenas de quilohertz até a faixa de SHF e EHF (centenas de gigahertz). Utilizam circuitos tanques LC, cristais, ressonadores helicoidais, linhas de transmissão ou cavidades ressonantes.

Quanto à Forma de Onda

a) *Senoidal:* obtida de osciladores realimentados.

b) *Quadrada:* obtida pelo ceifamento de onda senoidal ou pelo uso de multivibradores.

c) *Triangular:* obtida pela integração da onda quadrada.

Osciladores Realimentados

Este estudo tratará, basicamente, dos osciladores realimentados senoidais, que utilizam filtros LC para fornecer a realimentação positiva e controlar a freqüência de oscilação. Para a compreensão do funcionamento de um oscilador, é preciso, inicialmente, analisar-se um amplificador realimentado, como o mostrado na Figura 2.

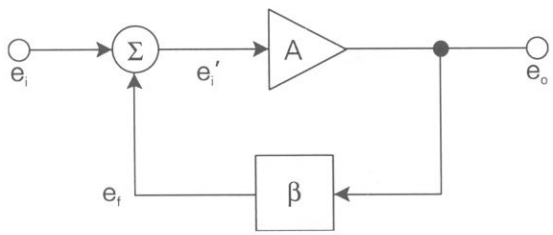


Figura 2 Diagrama em blocos de um amplificador realimentado.

Através da análise do circuito da Figura 2, é possível deduzir-se a expressão do ganho, A', de um amplificador realimentado, dada por:

$$A' = e_o/e_i \qquad \text{Equação 1}$$

onde e_o representa a tensão de saída do amplificador realimentado, e e_i, a tensão de entrada.

Da Figura 2, percebe-se que a tensão na entrada do bloco amplificador, e_i', é a soma da tensão de entrada com a tensão de realimentação, e_f:

$$e_i' = e_i + e_f \qquad \text{Equação 2}$$

Esta tensão pode, também, ser expressa por:

$$e_i' = e_o/A \qquad \text{Equação 3}$$

A tensão de realimentação, e_f, é igual ao produto da taxa de realimentação, β, pela tensão de saída, e_o:

$$e_f = \beta\, e_o \qquad \text{Equação 4}$$

Substituindo-se as duas últimas equações na Equação 2, fica:

$$e_o/A = e_i + \beta\, e_o$$

$$e_o/A - \beta\, e_o = e_i$$

$$e_o\,(1 - \beta\, A)/A = e_i$$

$$e_o/e_i = A/(1 - \beta\, A)$$

Substituindo-se esta última expressão na Equação 1, resulta:

$$A' = \frac{A}{1 - \beta\, A} \qquad \text{Equação 5}$$

Analisando-se a Equação 5, chega-se à conclusão de que A' depende do produto "βA", conhecido como "ganho de malha fechada", dado por:

$$\beta \cdot A = \frac{e_f}{e_o} \cdot \frac{e_o}{e_i'} \qquad \beta \cdot A = \frac{e_f}{e_i'} \qquad \text{Equação 6}$$

Existem quatro possibilidades para o ganho de malha fechada:

1) Se $\beta \cdot A$ é negativo, tem-se realimentação negativa e A' é menor que A.

2) Se $\beta \cdot A$ é igual a zero, tem-se β também igual a zero e, portanto, não existe realimentação (A' = A).

3) Se $\beta \cdot A$ é positivo, mas inferior à unidade, tem-se realimentação positiva e A' é maior que A.

4) Se $\beta \cdot A$ for igual à unidade, o ganho do amplificador torna-se infinito, ou seja, haverá tensão de saída sem a existência de tensão de entrada, significando que o circuito oscilará espontaneamente, transformando-se num oscilador. De fato, se:

$$\beta A = 1 \; ; \; \frac{e_f}{e_o} \cdot \frac{e_o}{e_i'} = 1 \therefore e_i' = e_f$$

Fisicamente, isso implica que o circuito de realimentação fornece, sozinho, toda a tensão necessária para estabelecer a saída e_o, sem a necessidade de um sinal, e_i, aplicado externamente.

Osciladores LC

São aqueles que utilizam circuitos ressonantes formados pela combinação de indutores e capacitores como parte integrante do elo de realimentação positiva. São também conhecidos como osciladores a três impedâncias. O uso de circuitos LC na realimentação positiva justifica-se, principalmente, em altas freqüências, onde as capacitâncias próprias do transistor devem ser neutralizadas com o objetivo de preservar um mínimo de amplificação. Sabe-se que as capacitâncias de junção dos transistores tornam-se um obstáculo em amplificadores RC de alta freqüência, devido à queda da reatância capacitiva. O uso de indutores permite cancelar o efeito dessas capacitâncias, através do fenômeno da ressonância. Assim, o uso de elos de realimentação LC permite o funcionamento de osciladores nas freqüências mais elevadas do espectro de rádio, assegurando boa estabilidade de freqüência e rendimento razoável.

Elos de Realimentação com Três Impedâncias

A Figura 3 mostra um oscilador realimentado por uma rede formada por três impedâncias: Z_1, Z_2 e Z_3. Essas impedâncias representam capacitores ou indutores. A quantidade de realimentação, β, é dada por:

$$\beta = \frac{e_f}{e_o}$$

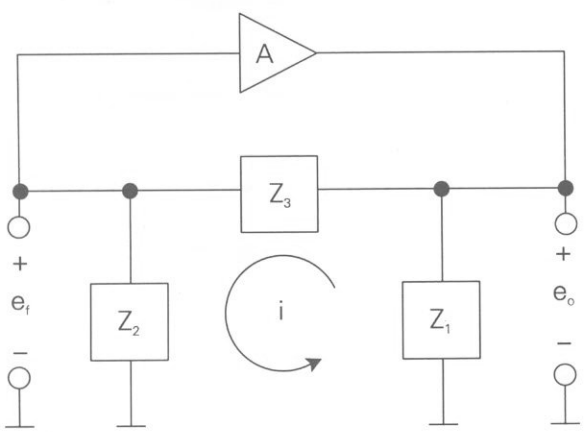


Figura 3 Diagrama em blocos de um oscilador realimentado a três impedâncias.

Desprezando-se a influência da impedância de entrada do amplificador, pode-se escrever:

$$i = \frac{e_o}{Z_2 + Z_3}$$

$$e_f = i \cdot Z_2 \; ; \; e_f = \frac{e_o}{Z_2 + Z_3} \cdot Z_2$$

$$\frac{e_f}{e_o} = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3}$$

$$\beta = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3}$$

Equação 7

Pela análise da Equação 7, conclui-se que, se Z_2 for do mesmo tipo de Z_3 (ambos capacitores ou indutores), isso resultará num β positivo e, portanto, não haverá defasagem do sinal realimentado com respeito à saída. Por outro lado, se Z_2 for de tipo *diferente* de Z_3 (Z_2 capacitor e Z_3 indutor, ou vice-versa), poderá haver ou não inversão de fase, dependendo dos módulos de Z_2 e Z_3. Se o módulo de Z_2 for *menor* que o módulo Z_3, *haverá* inversão de fase e β, portanto, será negativo. Caso contrário, se o módulo de Z_2 for *maior* que o módulo de Z_3, *não haverá* inversão de fase e β, portanto, será positivo. Agora, se o módulo de Z_2 for *maior* que o módulo de Z_2 mais Z_3, β será positivo e *maior* do que 1. Isso permite o uso de amplificadores que tenham ganho tensão inferior à unidade, tais como os que empregam a configuração coletor-comum ou dreno-comum. A Figura 4 apresenta um resumo das conclusões e os circuitos equivalentes para radio-freqüência dos osciladores mais utilizados.

Agora será vista a finalidade de Z_1. Essa impedância tem a função de sintonizar o circuito de saída do amplificador. Isso é conseguido fazendo-se o módulo de Z_1 igual ao módulo da soma de Z_2 com Z_3. Se o ângulo de fase de Z_1 for oposto à soma dos ângulos de fase de Z_2 e Z_3, será obtida a sintonia da rede de realimentação. Dessa maneira a tensão e_o estará em fase com a corrente i_o. A Figura 5 mostra o circuito de um oscilador Colpitts que utiliza um FET como amplificador em fonte-comum. A resistência de entrada do FET, r_i, normalmente é muito maior que a impedância da rede de realimentação e o amplificador poderá ser considerado como um circuito aberto, tanto na entrada como na saída. Resta, portanto, como único elemento dissipativo a resistência R_L, que representa a carga imposta ao oscilador pelo circuito externo.

Para que seja mantido um fator de qualidade elevado é necessário que a reatância de Z_1 seja muito menor que o valor de R_L, assegurando uma rápida alteração de fase entre o i_o e e_o com a variação da freqüência de oscilação. Esse é um requisito fundamental para obtenção de elevada estabilidade de freqüência.

Analisando-se a Figura 5, pode-se escrever a seguinte equação nodal, para o dreno do FET:

$$i_L + i_1 + i_2 = -i_o$$

Equação 8

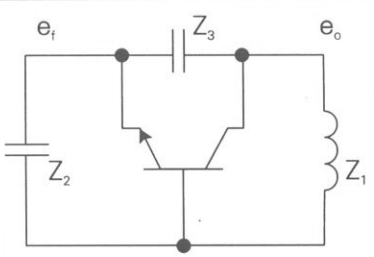
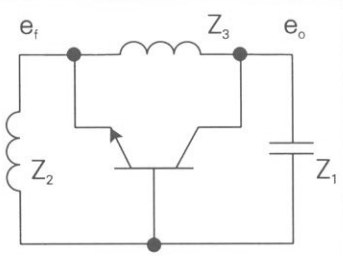
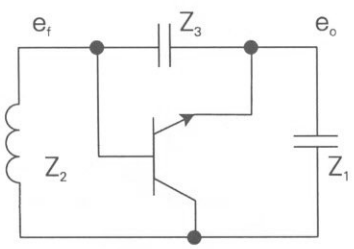
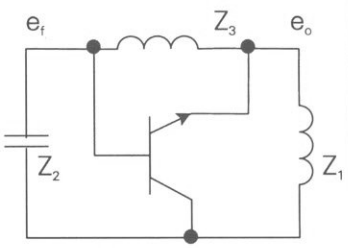
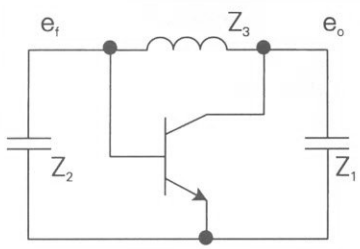
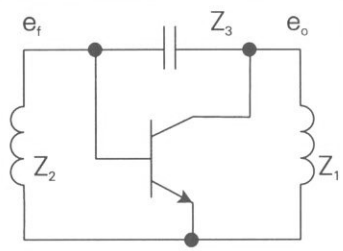
CONDIÇÃO	β	COLPITTS	HARTLEY
$\frac{Z_2}{Z_3} > 0$	> 0	 Base-comum	 Base-comum
$\lvert Z_2\rvert > \lvert Z_3\rvert$ e $\lvert Z_2\rvert > \lvert Z_2+Z_3\rvert$	> 1	 Coletor-comum	 Coletor-comum
$\frac{Z_2}{Z_3} < 0$ e $\lvert Z_3\rvert > \lvert Z_2\rvert$	< 0	 Emissor-comum	 Emissor-comum

Figura 4 Diagrama simplificado dos osciladores Colpitts e Hartley nas três configurações básicas.

Como o circuito deverá, em princípio, operar na sintonia, a soma de i_1 mais i_2 será igual a zero. Assim, tem-se:

$$i_L = - i_o$$

$$\frac{e_o}{R_L} = - g_m \cdot e_i$$

$$A = \frac{e_o}{e_i}$$

$$\boxed{A = -g_m R_L}$$ Equação 9

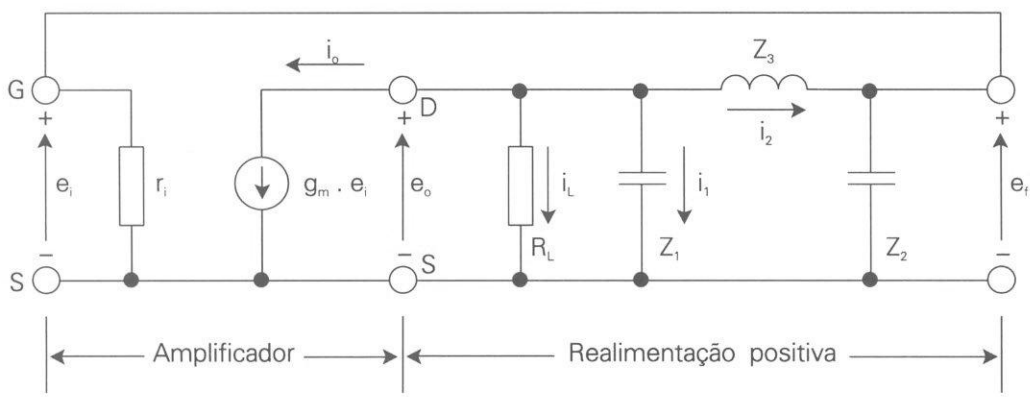


Figura 5 Circuito equivalente de um oscilador Colpitts em fonte-comum.

Sabe-se que para o circuito oscilar, o ganho de malha fechada deverá ser unitário. Portanto, se:

$\beta \cdot A = 1$, então

$$\beta = \frac{1}{A}$$ Equação 10

Substituindo-se na equação anterior a Equação 7, tem-se:

$$\frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} = \frac{1}{A}$$ Equação 11

Devido à sintonia, pode-se escrever que:

$$Z_3 + Z_2 = -Z_1$$ Equação 12

Por outro lado, Z_1 pode ser expresso em termos do fator de qualidade do circuito ressonante:

$$Z_1 = \frac{R_L}{Q}$$

Equação 13

Substituindo-se a Equação 12 na Equação 11, obtém-se:

$$Z_2 = -\frac{Z_1}{A}$$

Equação 14

Da Equação 12, tira-se, também:

$$Z_3 = -(Z_1 + Z_2)$$

Equação 15

Observação: *Embora as Equações 13, 14 e 15 tenham sido deduzidas para osciladores Colpitts em fonte-comum, elas são utilizáveis no cálculo de redes de realimentação para qualquer configuração: com BJTs ou FETs, para circuitos Hartley ou Colpitts. Isto acontece porque as impedâncias Z_1, Z_2 e Z_3 dependem apenas dos valores da resistência de carga do oscilador, do fator de qualidade utilizado na rede de realimentação e do ganho de tensão do amplificador.*

Agora será analisado o funcionamento de um oscilador que utiliza um amplificador com um ganho de tensão inferior à unidade. A Figura 6 mostra o circuito de um oscilador em dreno-comum. A mesma análise será válida para a configuração coletor-comum, desde que se faça o módulo de Z_2 muito menor que a impedância de entrada $[h_{ie} + (h_{fe} + 1)\, R_L]$.

Escrevendo-se a equação nodal no ponto S, tem-se:

$$i_1 + i_2 + i_L = g_m \cdot V_{gs}$$

Equação 16

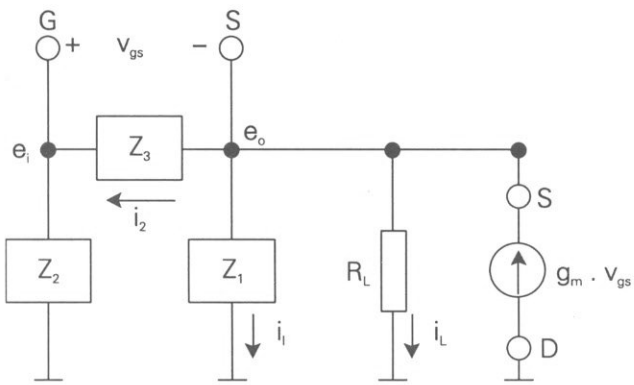


Figura 6a Oscilador em dreno-comum.

	HARTLEY	COLPITTS
Z_1 e Z_3	L	C
Z_2	C	L

Figura 6b Tabela para transformação Hartley-Colpitts.

Na ressonância, a soma de i_1 mais i_2 será igual a zero. Considerando-se o circuito como um amplificador (desligando-se a realimentação via Z_3), pode-se escrever:

$$V_{gs} = e_i - e_o \; ; \qquad i_L = \frac{e_o}{R_L}$$

Trocando-se os membros da Equação 16 e fazendo-se as substituições, fica:

$$g_m(e_i - e_o) = \frac{e_o}{R_L}$$

$$g_m e_i - g_m \, e_0 - \frac{e_0}{R_L} = 0$$

$$-e_o\left(g_m + \frac{1}{R_L}\right) = -g_m e_i$$

$$\frac{e_o}{e_i} = \frac{g_m}{g_m + \frac{1}{R_L}}$$

Multiplicando-se o numerador por R_L e fazendo-se $A = e_o/e_i$, tem-se:

$$A = \frac{g_m R_L}{1 + g_m R_L}$$

Equação 17

De posse da expressão que determina o ganho do amplificador, o cálculo dos valores de Z_1, Z_2 e Z_3 pode ser realizado com o auxílio das mesmas equações deduzidas para os osciladores em fonte-comum, ou seja, as Equações 13, 14 e 15, respectivamente.

Os osciladores em dreno-comum ou coletor-comum são utilizados, quase sempre, como osciladores Colpitts. Assim sendo, Z_1 e Z_3 serão, ambas, representadas por capacitores, enquanto Z_2 será representada por um indutor (ou por um cristal oscilador).

Uma vantagem dos osciladores que trabalham nestas duas configurações é a possibilidade da utilização de cargas de impedâncias mais baixas que as utilizadas nos osciladores que façam uso de outras configurações. Outra vantagem é permitir a utilização de um fator de qualidade pequeno, sem prejuízo da estabilidade de freqüência do oscilador. Isto acontece porque as impedâncias Z_2 e Z_3, pertencentes a grupos de componentes que possuem reatâncias opostas (capacitores e indutores), operam muito próximas da freqüência de ressonância série, fazendo com que o ângulo de fase do sinal realimentado varie mais rapidamente (com a freqüência) do que seria de se prever, quando se leva em conta, apenas, o fator de qualidade proporcionado pela razão entre a resistência da carga e a reatância de Z_1.

Finalmente, será analisado o funcionamento de osciladores que operem em porta-comum ou base-comum. A Figura 7 mostra o diagrama em blocos de um oscilador em porta-comum. Como nos outros circuitos, é possível estender-se esta análise a amplificadores com transistores bipolares, desde que se faça o módulo de Z_2 muito menor que a impedância de entrada, h_{ib} (ou seja levada em consideração a impedância complexa resultante).

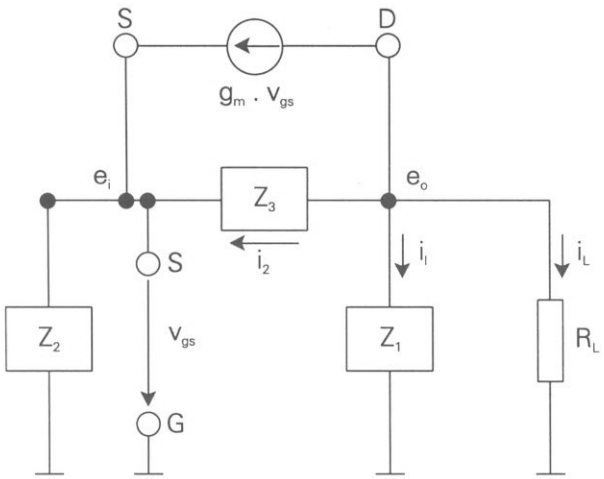


Figura 7a Oscilador em porta-comum.

	HARTLEY	COLPITTS
Z_1	C	L
Z_2 e Z_3	L	C

Figura 7b Tabela para transformação Hartley-Colpitts.

No nó de saída (e_o), tem-se:

$$i_1 + i_2 + i_L + g_m \cdot V_{gs} = 0$$

Foi visto anteriormente que na ressonância a soma de i_1 com i_2 é igual a zero. Portanto, como $V_{gs} = -e_i$, escreve-se:

$$i_L = -g_m(-e_i)$$

$$\frac{e_o}{R_L} = g_m e_i$$

$$\frac{e_o}{e_i} = g_m R_L \qquad \boxed{A = g_m R_L} \qquad \text{Equação 18}$$

Mais uma vez, os valores de Z_1, Z_2 e Z_3 poderão ser calculados a partir das equações 13, 14 e 15.

Os osciladores que utilizam a configuração porta-comum ou base-comum são apropriados para operação em freqüências elevadas, principalmente no caso dos transistores bipolares, BJTs. Isto acontece porque a defasagem da corrente de saída do transistor, em relação à corrente de entrada, é muito menor nesta configuração. Por outro lado, torna-se mais difícil satisfazer a condição de que a reatância de Z_2 seja pequena em relação à impedância de entrada do amplificador, dada pela seguinte expressão:

$$Z_{in} = 1/g_m \qquad \text{Equação 19}$$

Observação: *A freqüência de um oscilador a três impedâncias será aquela em que a soma das reatâncias da rede de realimentação for igual a zero, desde que as condições abaixo sejam satisfeitas:*

se:	$Z_1 < 0{,}1\ R_L$ e $Z_2 < 0{,}1\ Z_{in}$
então:	$f_o \cong f \mid_{Z_1 + Z_2 + Z_3 = 0}$

Exemplo de Projeto de Oscilador LC

O projeto de um oscilador LC, *utilizando as equações anteriores,* poderá ser realizado desde que sejam levadas em consideração as seguintes restrições:

1) O oscilador LC *não* é um circuito de pequenos sinais. Isso significa que, embora se possa assegurar a oscilação do circuito, não será possível conhecer, por exemplo, a potência do sinal de saída, a qual dependerá de fatores tais como a impedância de carga, a potência de alimentação, o transistor utilizado e o excesso de realimentação, entre outros.

2) O ganho de malha fechada deverá ser pelo menos igual a 3. Com isso, haverá um excesso de realimentação suficiente para levar o transistor a

operar fora de sua região linear, provocando queda da amplificação (g_m) e estabilização da amplitude das oscilações, além de fornecer a margem de ganho necessária para compensar as variações de carga e tensão de alimentação.

3) O dispositivo amplificador deverá possuir ganho útil na freqüência de oscilação. Isso significa que a freqüência de transição (f_T) deverá ser muito maior que a freqüência de funcionamento do oscilador.

4) Os componentes utilizados no circuito ressonante deverão possuir elevado fator de qualidade (Q_0). Os capacitores deverão ser cerâmicos, com coeficiente controlado de temperatura (dos tipos NPO, N750, etc.) ou de poliestireno (Styroflex). Capacitores variáveis ou ajustáveis poderão ser utilizados, naturalmente, quando necessários. Quanto ao indutor, seu enrolamento deverá ser do tipo solenóide ou outro próprio para RF (Honeycomb, por exemplo, para indutâncias elevadas), com baixa resistência ôhmica e baixa capacitância própria, ou seja, deverá possuir um elevado fator de qualidade em aberto (Q_0). Normalmente, isso é conseguido pelo emprego de núcleos de ferrite na forma de bastão, para freqüências elevadas, ou fechados (pot-core), para freqüências inferiores a 100 kHz. Núcleos de ferro-silício deverão ser evitados, por proporcionarem um fator de qualidade muito pequeno, devido às elevadas perdas no núcleo (correntes de Foucault e histerese).

5) Todo indutor apresenta um certo coeficiente positivo de temperatura. Indutores que empreguem núcleos de ferrite para o aumento da indutância exibem um coeficiente de temperatura de aproximadamente 150 ppm/°C (150 partes por milhão por grau centígrado). Isso significa que um indutor de 50 μH a 25°C exibirá uma indutância de 50,38 μH a 75°C. Para compensar esse aumento de indutância, deve-se utilizar capacitores que tenham um coeficiente de temperatura oposto ao indutor. Nesse exemplo, um capacitor de sintonia do tipo cerâmico N150 (ou Styroflex, que possui o mesmo coeficiente de temperatura) seria apropriado para cancelar os efeitos do aumento da indutância com a temperatura, uma vez que um capacitor N150 tem um coeficiente de temperatura de – 150 ppm/°C. A Figura 8 mostra o comportamento de um oscilador LC com ou sem compensação de temperatura.

6) A escolha da configuração utilizada pelo amplificador, e da própria tecnologia do dispositivo semicondutor (FET ou bipolar), depende de uma série de fatores e circunstâncias difíceis de serem enumeradas.

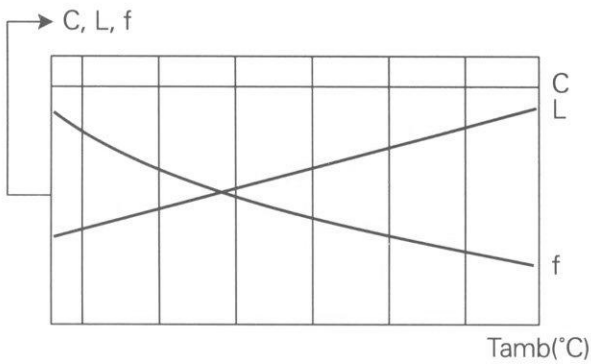


Figura 8a Oscilador sem compensação de temperatura.

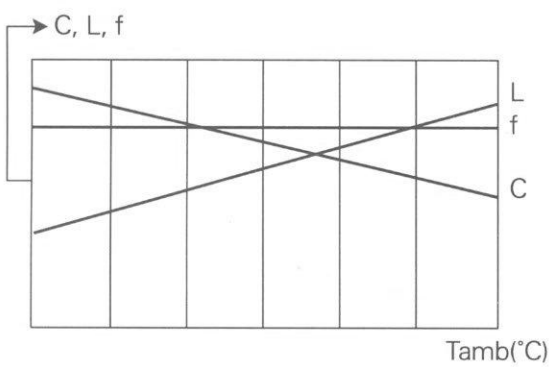


Figura 8b Oscilador com compensação de temperatura.

Um amplificador em emissor-comum (ou fonte-comum, no caso dos FETs) exige uma inversão de fase na realimentação e apresenta impedâncias de terminação (de entrada e de saída) elevadas (principalmente no caso dos FETs). Como desvantagem, exibe, em freqüências elevadas, uma séria defasagem entre a tensão aplicada na entrada e a corrente de saída. Essa defasagem será proporcional à freqüência de oscilação, para freqüências superiores à de corte do transistor. Como essa defasagem necessita ser corrigida pela rede de realimentação, isso implica em operação fora de sintonia. O desvio de freqüência necessário para criar a correção de fase depende do fator de qualidade do circuito tanque LC. Quanto *menor* o fator qualidade, *maior* será o desvio de freqüência imposto. Como a freqüência de transição (f_T) depende do ponto de operação do transistor, torna-se importante para a estabilidade de freqüência:

a) Estabilização da tensão de alimentação do oscilador.

b) Utilização de um circuito tanque LC de elevado fator de qualidade de operação (Q_L).

c) Uso de transistores de elevada f_T.

Como o último requisito nem sempre poderá ser cumprido quando se necessita de sinais nas faixas de VHF, UHF e SHF, deve-se utilizar osciladores de freqüência inferior, seguidos por estágios multiplicadores, como mostrado na Figura 9.

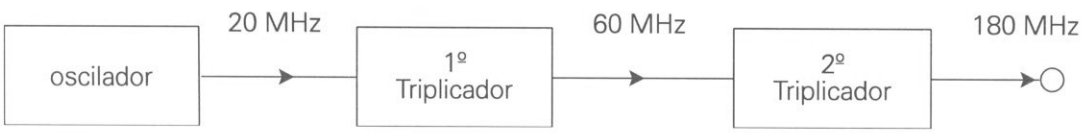


Figura 9 Oscilador de freqüência baixa (HF), seguido por uma cadeia multiplicadora. É utilizado para gerar sinais na faixa de VHF.

7) A polarização do transistor deverá ser feita tendo-se em vista um para uma determinada freqüência de transição (f_T).

Contudo, se a freqüência de oscilação for baixa, pode-se polarizar o transistor considerando-se, apenas, o consumo e a potência de saída desejada. Deve-se lembrar, porém, que o ponto de operação influencia diretamente a transcondutância do dispositivo amplificador.

Um cuidado importante no projeto do circuito de polarização é evitar que as resistências utilizadas, principalmente as de pequeno valor, tenham uma influência marcante sobre as impedâncias de terminação do transistor, afetando, dessa forma, o fator de qualidade e a estabilidade de freqüência. Em certos casos, torna-se necessário o uso de choques de RF em série com a polarização, com o objetivo de resolver o problema.

Depois dessas considerações, serão projetados alguns osciladores para exemplificar a aplicação das equações e dos conceitos vistos até aqui.

Projeto de um Oscilador Hartley com FET

A Figura 10 mostra o circuito de um oscilador Hartley em fonte-comum.

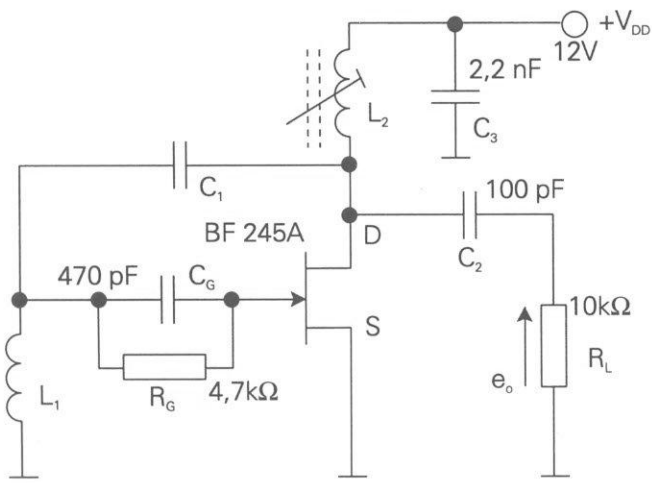


Figura 10a Oscilador Hartley com FET em fonte-comum.

	CALCULADO	MEDIDO / USADO
L_1	382 nH	390 nH
L_2	6,37 µH	6,4 µH
C_1	150 pF	150 pF
f	5 MHz	4,98 MHz

Figura 10b Valores calculados e valores utilizados.

Inicialmente, será analisado o circuito de polarização. Antes de iniciarem-se as oscilações, a tensão V_{GS} é nula e, portanto, o ganho é máximo. Isso permite uma partida fácil do oscilador. À medida que as oscilações aumentam de amplitude, a tensão de realimentação torna-se suficientemente elevada a ponto de forçar uma corrente de porta durante o pico positivo. Essa corrente carregará o capacitor C_G com uma tensão negativa que irá deslocar o ponto de operação para uma região de menor transcondutância do transistor, reduzindo o ganho e estabilizando a amplitude das oscilações. A Figura 11a mostra o circuito equivalente para obtenção da polarização porta-fonte. O diodo representa a junção porta-fonte, C_{in} é a capacitância de entrada do FET e e_f é a tensão de realimentação obtida sobre L_1. A Figura 11b mostra a curva característica de transferência de um FET canal N e também a transcondutância em função da tensão de polarização.

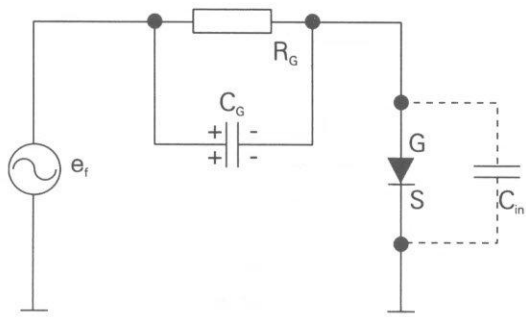


Figura 11a Circuito equivalente para a polarização de porta.

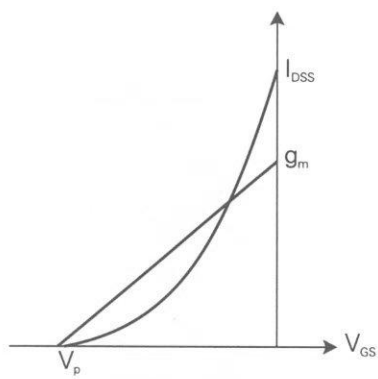


Figura 11b Corrente de dreno (I_D) e transcondutância (g_m) em função de V_{GS}.

Observa-se na Figura 11a que C_G e C_{in} formam um divisor de tensão. Para que não haja atenuação considerável do sinal de realimentação ao passar por C_G, este deverá ser muito maior que o valor de C_{in}. Poder-se-ia, naturalmente, levar em consideração essa perda de sinal, no projeto do oscilador. Esse é um procedimento comumente utilizado na prática. O resistor R_G não é facilmente calculado. Contudo, seu valor é tal que a constante de tempo de filtragem deverá ser maior que o período das oscilações, ou seja:

$$R_G \cdot C_G >> \frac{1}{f_0} \qquad \text{Equação 20}$$

Seu valor máximo, porém, depende de fatores como o excesso de realimentação, fator de qualidade do circuito de LC e a potência de saída. Valores muito elevados para R_G, normalmente, reduzem a potência de saída e podem causar o fenômeno das oscilações auto-interrompidas (squelgging). (Para o cálculo dos valores de C_G e R_G, utilizar a Equação 24 e Equação 25.)

Escolha das Características da Rede de Realimentação

O sucesso do projeto de um oscilador LC depende da escolha acertada da reatância dos componentes que irão fazer parte da rede de realimentação. As reatâncias de Z_1 e Z_2 deverão ser inferiores a 10% da resistência da carga, R_L, e da impedância de entrada, Z_{in}, do amplificador, respectivamente. Além disso, o módulo de Z_1 deverá estar na faixa de 20 ohms a 400 ohms, para um fator de qualidade entre 15 e 60 (entre 3 e 15, nas configurações coletor-comum e dreno-comum). Quanto maior o fator de qualidade utilizado, tanto maior será a estabilidade de freqüência obtida. Por outro lado, um fator de qualidade elevado implicará numa maior perda de potência na rede de realimentação, com consequente redução da eficiência de funcionamento. Portanto, um fator de qualidade elevado deverá ser utilizado em osciladores de baixa potência, onde a estabilidade em freqüência seja o principal objetivo.

O valor da resistência de carga dependerá da configuração adotada e da potência de saída desejada (ver a Equação 30). Em princípio, ele deverá estar na faixa de 3 kΩ a 20 kΩ (entre 1 kΩ e 5 kΩ, nas configurações coletor-comum e dreno-comum). Contudo, para uma maior estabilidade de freqüência, convém calcular o oscilador para uma resistência de carga de valor elevado (5 kΩ, por exemplo) e, depois, eliminá-la. Com isso, tanto o fator de qualidade quanto a estabilidade em freqüência do oscilador aumentarão.

Projeto de um Oscilador Hartley em Fonte-comum na Freqüência de 5 MHz

Para uma freqüência de oscilação de 5 MHz, um FET como o BF245A é perfeitamente adequado. Suas características são: $f_T = 700$ MHz, $C_{is} = 4$ pF, $C_{rs} = 1{,}1$ pF e $g_m = 5$ mS. A tensão de alimentação deverá ser muito maior que a tensão de joelho, $V_{(K)DS}$, do FET (ver a Figura 16). Para uma maior estabilidade de freqüência, escolheu-se um fator de qualidade de 50 e uma resistência de carga de 10 kΩ. A Figura 10a mostra o diagrama esquemático do oscilador projetado.

Cálculos:

a) Correção da transcondutância para o funcionamento como oscilador. Basta dividir-se a transcondutância do FET por 3, ou seja:

$$g_m = g_m/3 = 5 \cdot 10^{-3}/3 = 1{,}67 \text{ mS}$$

b) Cálculo do ganho de tensão, A: Utilizando-se a Equação 9:

$$A = - g_m R_L = - 1{,}67 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 = - 16{,}7$$

c) Cálculo de L_2 (Z_1): Utilizando-se a Equação 13:

$$Z_1 = R_L/Q = 10 \cdot 10^3/50 = 200 \text{ ohms}$$

$$L_2 = X_{L2}/(2 \pi f_o) = 200/(2 \pi 5 \cdot 10^6) = 6{,}37 \mu H$$

d) Cálculo de L_1 (Z_2): Utilizando-se a Equação 14:

$$Z_2 = - Z_1/A = - 200/- 16{,}7 = 12 \text{ ohms}$$

$$L_1 = X_{L1}/(2 \pi f_o) = 12/(2 \pi 5 \cdot 10^6) = 382 \text{ nH}$$

e) Cálculo de C_1 (Z_3): Utilizando-se a Equação 15:

$$Z_3 = - (Z_1 + Z_2) = - (200 + 12) = - 212 \text{ ohms}$$

$$C_1 = 1/(2 \pi f X_c) = 1/(2 \pi 5 \cdot 10^6 \cdot 212) = 150 \text{ pF}$$

Os componentes utilizados na rede de realimentação devem ser apropriados para o funcionamento em alta freqüência. Para o ajuste da freqüência exata de oscilação, o indutor L_2 poderá ser adotado de um núcleo de ferrite ajustável.

Os valores de C_G e R_G são calculados com o auxílio das Equações 24 e 25. O capacitor de desacoplamento C_3 e o capacitor de acoplamento C_2 devem apresentar uma reatância desprezível, em comparação com a impedância dos pontos de conexão, para a freqüência de oscilação. Consultar o Apêndice "Acoplamento e Desacoplamento em Circuitos Eletrônicos".

Na Tabela da Figura 12 são apresentadas as características construtivas dos indutores L_1 e L_2.

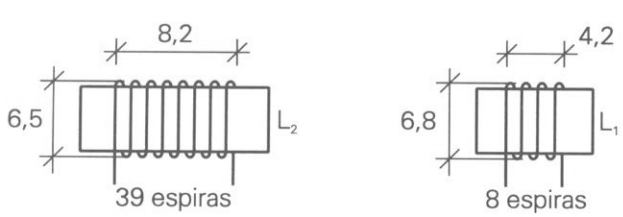


Figura 12a Desenho dos indutores L_1 e L_2. Dimensões em milímetros.

	L_1	L_2
diâmetro do condutor; nº:	ϕ 0,52; #24	ϕ 0,21; #33
diâmetro da forma:	6,3	6,3
número de espirais:	8	39
núcleo:	ar	ferrite

Figura 12b Dados construtivos de L_1 e L_2. Dimensões em mm. Fio esmaltado.

A seguir, é apresentado um resumo das medições efetuadas:

Tensão de alimentação: 12 V

Consumo: 3 mA

Tensão de saída: 19 Vp-p, senoidal

Tensão de entrada: 1,2 Vp-p, senoidal

Tensão contínua de porta: – 0,3 V

Observação: *os indutores utilizados foram calculados através da seguinte equação:*

$$L = \frac{N^2 \cdot D^2}{0{,}45D + C} \cdot \frac{K}{1{,}016 \cdot 10^6}$$ Equação 21

D: diâmetro do enrolamento

C: comprimento do enrolamento

N: número de espiras

K: 1 a 1,6 para núcleos ajustáveis de ferrite

Projeto de um Oscilador Colpitts com Sintonia Série em Dreno-comum

Oscilador Clapp

A Figura 13 mostra o diagrama esquemático de um oscilador Clapp, projetado para gerar sinais na faixa de freqüências de 5 a 5,5 MHz. Essa faixa de freqüência é utilizada nos transceptores de SSB, para radioamadores, para gerar o sinal de conversão para as faixas de 20 e 80 metros, a partir de um filtro de faixa lateral de 9 MHz de freqüência central. O projeto do oscilador deverá ser feito para uma freqüência igual à raiz quadrada do produto das freqüências extremas, que é igual a 5,244 MHz e que corresponde à média geométrica das freqüências.

O oscilador Clapp caracteriza-se pela utilização de um circuito LC série para substituir uma das três impedâncias da rede de realimentação. Neste caso, a impedância substituída é Z_2.

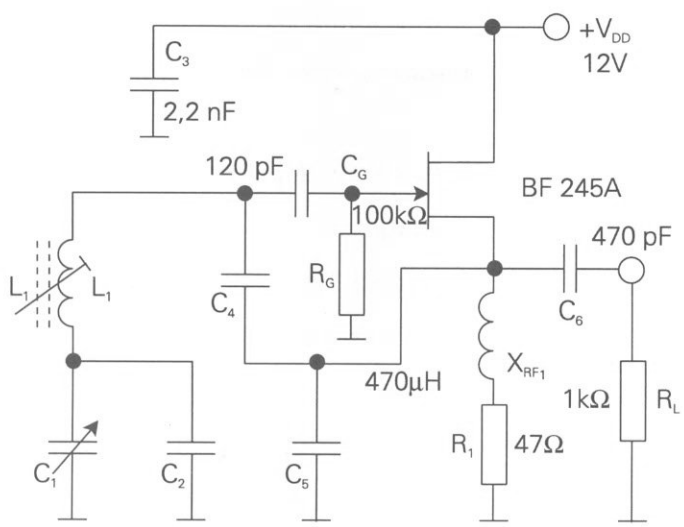


Figura 13a Oscilador Colpitts com sintonia-série (oscilador Clapp).

As características do FET, um BF245A, são as mesmas já apresentadas quando do primeiro projeto. Como o amplificador utilizado opera em dreno-comum, a carga utilizada pode ter uma impedância baixa, no caso, de 1 kΩ, o mesmo acontecendo com o

fator de qualidade, que é igual a 15. O ganho de tensão do amplificador é multiplicado por 0,75, para compensar as perdas da rede de realimentação e as tolerâncias dos componentes.

	CALCULADO	MEDIDO
		USADO
L_1	6,4 µH	6,4 µH
$C_1 + C_2$	293 pF	270 pF
C_4	759 pF	780 pF
C_5	453 pF	470 pF
f_o	5,24 MHz	5,28 MHz

Figura 13b Tabela de valores dos principais componentes.

a) Cálculo de ganho de tensão, A: A partir da Equação 17, tem-se:

$$A = 0{,}75\ (g_m R_L)/(1 + g_m R_L)$$

$$A = 0{,}75\ (5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3)/(1 + 5 \cdot 10^{-3} \cdot 10^3) = 0{,}625$$

b) Cálculo de Z_1: Utilizando-se a Equação 13:

$$Z_1 = R_L/Q = 10^3/15 = 67 \text{ ohms}$$

c) Cálculo de Z_2: Utilizando-se a Equação 14:

$$Z_2 = -Z_1/A = -67/0{,}625 = -107 \text{ ohms}$$

d) Cálculo de Z_3: Utilizando-se a Equação 15:

$$Z_3 = -(Z_1 + Z_2) = -(67 + (-107)) = 40 \text{ ohms}$$

Analisando-se os valores calculados de Z_1, Z_2 e Z_3, percebe-se a existência de dois valores positivos de reatância, correspondentes a duas indutâncias, o que caracteriza um oscilador Hartley. Para a transformação Hartley-Colpitts (ou vice-versa), deve-se

multiplicar por – j os valores das três impedâncias, resultando nos seguintes valores: $Z_1 = -j67$ ohms, $Z_2 = j107$ ohms e $Z_3 = -j40$ ohms.

e) Cálculo de C_5 (Z_1): $X_c = |Z_1| = |-j67| = 67$ ohms

$$C_5 = 1/(2\pi f X_c) = 1/(2\pi 5{,}24 \cdot 10^6 \cdot 67) = 453 \text{ pF}$$

f) Cálculo de C_1, C_2 e L_1 (Z_2): A associação em paralelo de C_1 e C_2, ambos em série com L_1, deve apresentar a impedância de j107 ohms na freqüência de oscilação. A impedância de um circuito série LC é dada pela seguinte equação:

$$Z_S = X_L - X_C$$

onde: $X_L = X_{L1} = \omega_o L_1$

e $$X_C = X_{C12} = \frac{1}{\omega_o(C_1 + C_2)}$$

A impedância Z_S pode ser obtida por diversas combinações de X_L e X_C. Portanto, para simplificar o projeto, pode-se usar para L_1 o indutor de 6,4 μH, do circuito da Figura 10a. Calculando-se X_{L1}:

$$X_{L1} = \omega_o L_1 = 32{,}9 \cdot 10^6 \cdot 6{,}4 \cdot 10^{-6} = 211\ \Omega$$

Calculando-se agora X_{C12}:

$$X_C = X_L - Z_S = 211 - 107 = 104 \qquad X_{C12} = -j104\ \Omega$$

Cálculo de $C_1 + C_2$:

$$C_{12} = \frac{1}{\omega_o X_{C12}} = \frac{1}{32{,}9 \cdot 10^6 \cdot 104} = 293 \text{ pF}$$

$$C_1 + C_2 = 293 \text{ pF}$$

Cálculo de C_4: é a impedância Z_3:

$$Z_3 = -(Z_1 + Z_2) = -(-j67 + j107) = -j40$$

$$C_4 = \frac{1}{\omega_o X_{C_4}} = \frac{1}{32{,}9 \cdot 10^6 \cdot 40} = 759 \text{ pF}$$

Foi utilizado para C_5 um capacitor de 470 pF. Para C_4 foi utilizado uma combinação paralela de um capacitor de 220 pF com outro de 560 pF, ambos de poliestireno. Para teste do circuito, os capacitores C_1 e C_2 foram substituídos por um

único capacitor de 270 pF, disco NPO (coeficiente de temperatura nulo). O indutor L_1 foi construído de acordo com as especificações da Figura 12 (dados referentes a L_2).

Na Figura 14, vê-se o circuito ressonante formado pela associação de L_1, C_1 + C_2, C_4 e C_5.

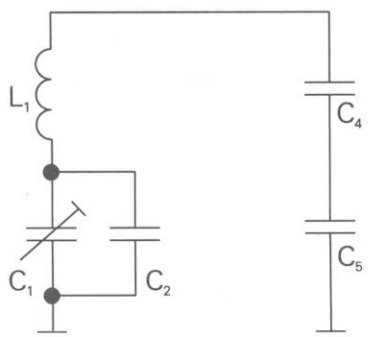


Figura 14a Circuito ressonante incluindo a rede de realimentação positiva.

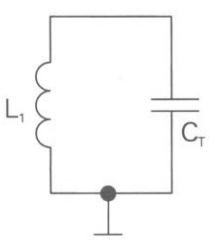


Figura 14b Circuito equivalente.

A freqüência de ressonância é dada por:

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 \cdot C_T}} \qquad \text{Equação 22}$$

onde C_T é o resultado da associação em série de C_4, C_5 e o paralelo de C_1 e C_2 (aqui chamado de C_{12}).

$$C_T = \frac{1}{\frac{1}{759} + \frac{1}{453} + \frac{1}{293}} \cdot 10^{-12}$$

$$C_T = 144 \text{ pF}$$

Substituindo-se o valor encontrado na fórmula da freqüência de ressonância, obtém-se:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6{,}4 \cdot 10^{-6} \cdot 144 \cdot 10^{-12}}} = \frac{1}{191 \cdot 10^{-9}} = 5{,}24\ \text{MHz}$$

O valor da freqüência confere com o valor desejado. Repetindo-se o cálculo de C_T para valores comerciais:

$$C_T = \frac{1}{\frac{1}{780} + \frac{1}{470} + \frac{1}{270}} \cdot 10^{-12}$$

$$C_T = 141\ \text{pF}$$

Esse valor de C_T implica numa freqüência de oscilação ligeiramente maior, que pode ser calculada pela Equação 22:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{6{,}4 \cdot 10^{-6} \cdot 141 \cdot 10^{-12}}} = \frac{1}{189 \cdot 10^{-9}} = 5{,}30\ \text{MHz}$$

Análise do circuito de polarização. Apesar da utilização de um pequeno resistor (R_1) em série com o fonte (cuja finalidade é apenas complementar a polarização)*, a tensão V_{GS} é obtida, como no circuito anterior, pela retificação que ocorre na junção porta-fonte, durante o pico positivo do sinal de realimentação. Assim, R_G pode ser um resistor de 100 kΩ e R_1 é de 47 Ω. Como o consumo é de apenas 3 mA, a queda de tensão em R_1 é muito pequena. O choque de R_F, X_{RF1}, serve para alimentar R_1 com uma corrente constante, fazendo com que toda a componente variável da corrente seja acoplada através de C_6 para a carga R_L, de 1 kΩ. Para que X_{RF1} atue devidamente, sua reatância indutiva deverá ser elevada em comparação com R_L. O valor utilizado, de 470 μH, exibe uma reatância superior a 15 kΩ na freqüência de funcionamento. O capacitor C_G é um disco de cerâmica de 120 pF. Na escolha do valor de C_G, levou-se em conta a capacitância de entrada do FET, que é de aproximadamente 3 pF, e o máximo produto C_G. R_G antes da ocorrência de oscilações auto-extinguíveis (squelgging). Foi dito anteriormente que o capacitor deve ser suficientemente grande para não afetar o nível do sinal de realimentação. Um valor entre 10 e 30 vezes a capacitância de entrada do amplificador é, quase sempre, satisfatório. (Ver a Equação 24 e Equação 25.)

A seguir, é apresentado um resumo das medições efetuadas.

* A queda de tensão V_{R1} não deve ultrapassar 1/6 de V_p para não provocar queda da transcondutância do FET.

Tensão de alimentação: 12 V (4 → 16 V)

Consumo: 3 mA

Tensão de saída: 3,2 Vpp, senoidal

Tensão de entrada: 4,0 Vpp, senoidal

Estabilidade ($\Delta V_{DD}/\Delta f$) = 15 ppm/V

Oscilador Armstrong

Nos osciladores Armstrong, é utilizado um acoplamento indutivo no elo de realimentação positiva. Este acoplamento exerce o papel da impedância Z_3 numa rede de três impedâncias. Os indutores L_1 e L_2 atuam como um transformador com o primário sintonizado (ver o Capitulo "Casadores de Impedâncias").

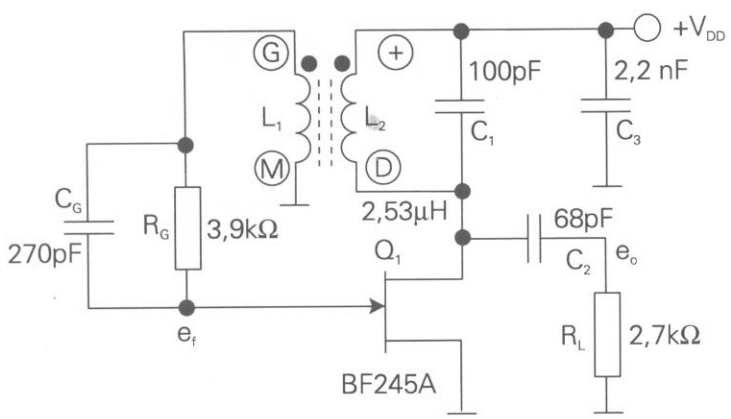


Figura 15 Oscilador Armstrong.

A freqüência de oscilação é determinada basicamente por L_2 e C_1. Acoplado a L_2 está o enrolamento L_1, conhecido como "bobina de realimentação", que fornece o sinal de entrada para o amplificador. Sabe-se que um FET na configuração fonte-comum proporciona um ganho de tensão dado por:

$$A = - g_m R_L$$

Para que o circuito oscile, a relação de espiras N_2/N_1 deverá ser igual ou menor que o ganho de tensão, ou seja:

$$\frac{N_2}{N_1} \leq |A| \qquad \text{Equação 23}$$

O capacitor de acoplamento C_G deverá possuir uma capacitância dada por:

$$C_G \geq 20\,[C_{ext} + C_{gs} + C_{gd}\,(1 - A)]^* \qquad \text{Equação 24}$$

onde C_{ext} representa a capacitância da fiação (cerca de 5 pF).

A constante de tempo $C_G\,R_G$ deverá ser muito maior que o período do sinal oscilante. Pode-se utilizar para o cálculo de R_G a seguinte equação:

$$R_G \geq \frac{10}{f_o \cdot C_G} \qquad \text{Equação 25}$$

O capacitor C_3 serve para desacoplar a fonte de alimentação. Sua reatância deverá ser pequena se comparada à do capacitor de sintonia C_1. Para o cálculo de C_3, utiliza-se:

$$C_3 \geq 10\,C_1 \qquad \text{Equação 26}$$

O capacitor C_2 acopla o sinal do oscilador à carga R_L. A reatância de C_2 deverá ser pequena comparada com o valor do R_L. Para que isso ocorra, o capacitor utilizado deve apresentar uma reatância inferior a 10% de R_L. Portanto, o capacitor de acoplamento pode ser calculado por:

$$C_2 = \frac{10}{2\pi f_o R_L} \qquad \text{Equação 27}$$

Agora, será calculado o valor de R_L, ou melhor, a faixa de valores aceitáveis para a carga. Seu valor estará relacionado diretamente com a potência de saída desejada, a tensão de alimentação, a corrente I_{DSS} e o valor $V_{(P)GS}$ do FET. A tensão de saída de pico é aproximadamente igual a V_{DD}. A corrente de pico é dada por:

$$I_D = \frac{V_{DD}}{R_L} \qquad \text{Equação 28}$$

Como a corrente de dreno máxima é aproximadamente igual a I_{DSS}, para a obtenção da máxima eficiência de funcionamento, R_L deve ser tal que I_{DSS} não seja excedida. Assim, R_L mínimo é dado por:

$$R_L \geq \frac{V_{DD}}{I_{DSS}} \qquad \text{Equação 29}$$

---

* Na configuração dreno-comum, Cg é dado por:
$C_G \geq 20\,[C_{ext} + C_{gd} + C_{gs}\,(1 - A)]$

A potência de saída é dada por:

$$P_o = \frac{E_o}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_o}{\sqrt{2}}$$

$$P_o = \frac{1}{2} V_{DD} \cdot \frac{V_{DD}}{R_L}$$

$$P_o \leq \frac{V_{DD}^2}{2R_L} \qquad \text{Equação 30}$$

O capacitor de sintonia, C_1, corresponde à impedância Z_1 de um oscilador a três impedâncias. Quanto maior o valor do capacitor, maior será a estabilidade do oscilador. Seu valor pode ser calculado em função do fator de qualidade, da freqüência de oscilação e do valor da reatância resistência de carga.

$$C_1 \geq \frac{Q}{2\pi \cdot f_o R_L} \qquad \text{Equação 31}$$

O indutor L_2 deverá ressonar juntamente com C_1 na freqüência de oscilação. L_1 é calculado através de:

$$\left| L_2 = \frac{1}{4\pi^2 f_o^2 C_1} \right| \qquad \text{Equação 32}$$

Observações:

1) As equações utilizadas no projeto de osciladores Armstrong são totalmente válidas no projeto de outros osciladores, principalmente as relacionadas com os valores dos capacitores de acoplamento e desacoplamento (Equações 24, 26 e 27).

2) Os valores de corrente, resistência de carga e potência de saída, calculadas pelas Equações 28, 29 e 30, poderão ser utilizadas no projeto de osciladores Armstrong, Hartley ou Colpitts que utilizem BJTs. Basta que se substituam as variáveis utilizadas, pelas suas correspondentes nos transistores de junção bipolar. No lugar da corrente I_{DSS} pode-se utilizar a corrente máxima de coletor, $I_{CMÁX}$.

3) Para a obtenção de um oscilador de elevada estabilidade, a potência de saída deverá ser mantida baixa, de maneira a evitar o aquecimento desnecessário dos componentes da rede de realimentação positiva e do transistor oscilador. Assim, reduz-se a variação de freqüência causada pela alteração dos valores dos componentes com a temperatura.

4) Na Figura 16 são apresentadas as curvas características do FET BF245A, utilizado no projeto dos osciladores deste capítulo. A curva para $V_{GS} = 0{,}7$ V foi obtida por extrapolação.

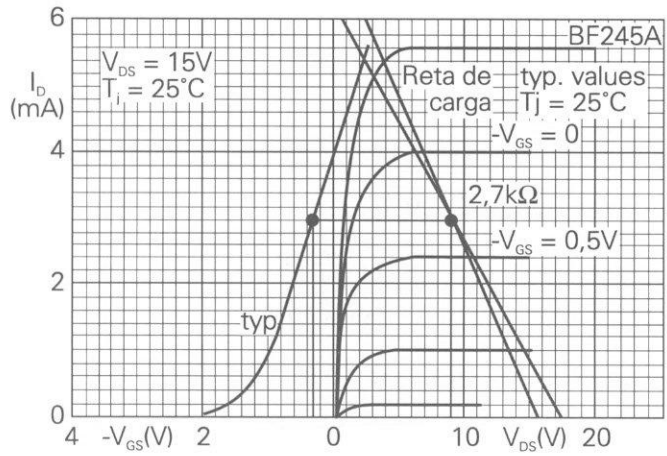


Figura 16 Curvas características do FET BF 245 A.

Projeto de um Oscilador Armstrong em Fonte-comum para 10 MHz

Projetar um oscilador Armstrong em dreno-comum, para funcionar na freqüência de 10 MHz, com uma potência de saída ao redor de 15 mW. Utilizar um fator de qualidade de 15.

FET: BF 245 A $V_{(P)GS} = -2V$ $C_{gs} = 3{,}0$ pF $C_{ext} = 5$ pF

$g_m = 5$ mS $I_{DSS} = 4$ mA $C_{gd} = 1{,}1$ pF

REQUISITOS: $V_{DD} = 9$ V; $P_o = 15$ mW; $f_o = 10$ MHz; $Q = 15$

a) Calcula-se o valor de R_L mínimo, com o auxílio da Equação 29:

$$R_L = V_{DD}/I_{DSS} = 9/(4 \cdot 10^{-3}) = 2{,}25\ k\Omega$$

b) Calcula-se o valor de R_L necessário para uma potência de saída de 15 mW, com o auxílio da Equação 30:

$$R_L = V_{DD}^2/(2\,P_o) = 9^2/(2 \cdot 15 \cdot 10^{-3}) = \boxed{2{,}7\ k\Omega}$$

Como o valor de R_L necessário é superior ao valor mínimo permitido, pode-se prosseguir com o cálculo. Caso contrário, ou seja, se o valor necessário para R_L for

inferior ao valor mínimo permitido, deve-se aumentar a tensão de alimentação ou reduzir-se a potência de saída.

c) Calcula-se o ganho de tensão, A. Para isso, deve-se dividir a transcondutância do transistor por 3, como margem de segurança.

Utilizando a Equação 9, tem-se:

$$A = -g_m R_L = -5 \cdot 10^{-3}/3 \cdot 2{,}7 \cdot 10^{-3} = -4{,}5$$

d) Calcula-se o valor de C_G, utilizando-se a Equação 29:

$$C_G \geq 20\,[C_{ext} + C_{gs} + C_{gd}\,(1 - A)]$$

$$C_G \geq 20\,[5 + 3 + 1{,}1\,(1 - (-4{,}5))] \cdot 10^{-12} = 281 \text{ pF} = 270 \text{ pF}$$

e) Calcula-se o valor de C_G, utilizando-se a Equação 25:

$$R_G = 10/(f_o\, C_G) = 10/(10 \cdot 10^6 \cdot 270 \cdot 10^{-12}) = 3{,}7 \text{ k}\Omega = 3{,}9 \text{ k}\Omega$$

f) Cálculo de C_1: usando-se a Equação 31:

$$C_1 \geq \frac{15}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 2{,}7 \cdot 10^3}$$

$$C_1 \geq 88{,}4 \text{ pF}$$

$$C_1 = 100 \text{ pF}$$

g) Cálculo de L_2: usando-se a Equação 32:

$$L_2 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (10 \cdot 10^6)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-12}}$$

$$L_2 = 2{,}53 \text{ } \mu\text{H}$$

h) Cálculo de N: N é a relação de espiras, dada pela Equação 23:

$$\frac{N_2}{N_1} \leq |-4{,}5|$$

$$\frac{N_2}{N_1} = 4$$

$$N_1 = N_2/4$$

i) Cálculo de C_3: usando-se a Equação 26:

$$C_3 \geq 10 \cdot 100 \cdot 10^{-12}$$

$C_3 \geq 1$ nF

$C_3 = 2{,}2$ nF

j) Cálculo de C_2: usando-se a Equação 27:

$$C_2 = \frac{10}{2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^6 \cdot 2{,}7 \cdot 10^3}$$

$C_2 = 58{,}9$ pF

$C_2 = 68$ pF

l) A bobina osciladora, L_2, foi calculada com o auxílio da Equação 33:

$$N_2 = \sqrt{L \cdot \frac{1{,}016 \cdot 10^6}{k} \cdot \frac{0{,}45D + C}{D^2}}$$

Equação 33

onde $C = 17$ mm

$D = 7$ mm

$K = 1$

$N_2 = 32$ espiras

$$d = \text{diâmetro do condutor} = \frac{C}{N} = \frac{17 \cdot 10^{-3}}{32}$$

Equação 34

$d = 0{,}53$ mm, esmaltado

Cálculo de N_1:

$$N_1 = N_2/4 = \frac{32}{4} = 8$$

$N_1 = 8$ espiras

Para o máximo de acoplamento entre L_2 e L_1, utiliza-se a disposição mostrada na Figura 17.

Ambos os enrolamentos são efetuados no mesmo sentido. As extremidades estão identificadas de acordo com o desenho da Figura 15.

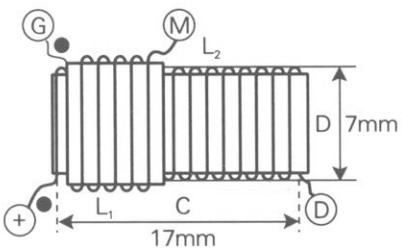


Figura 17 L_1 é mostrada sobre a extremidade "fria" de L_2.

Osciladores a Cristal

Foi afirmado anteriormente que a estabilidade de freqüência de um oscilador realimentado está diretamente relacionada com o fator de qualidade do circuito tanque, com a constância dos valores do indutor e do capacitor ao longo do tempo e com as variações de temperatura. Um oscilador LC bem projetado pode oferecer uma estabilidade de freqüência de 50 a 200 ppm, para um período razoável de tempo (alguns dias). Contudo, tais osciladores necessitam uma compensação dos coeficientes de temperatura de seus componentes (indutores e capacitores do circuito tanque). Esta operação é quase sempre demorada porque envolve uma série de experiências. Como o desvio absoluto de freqüência é função da estabilidade do oscilador e de sua freqüência de funcionamento, pode-se reduzir o desvio absoluto simplesmente diminuindo sua freqüência e, em seguida, somando-a com o sinal de um oscilador de alta freqüência e de alta estabilidade, como na Figura 18. Nesse exemplo é utilizado um oscilador LC de freqüência variável de 1 MHz (que pode ser sintonizado entre 750 e 1250 kHz) com estabilidade de 100 ppm.

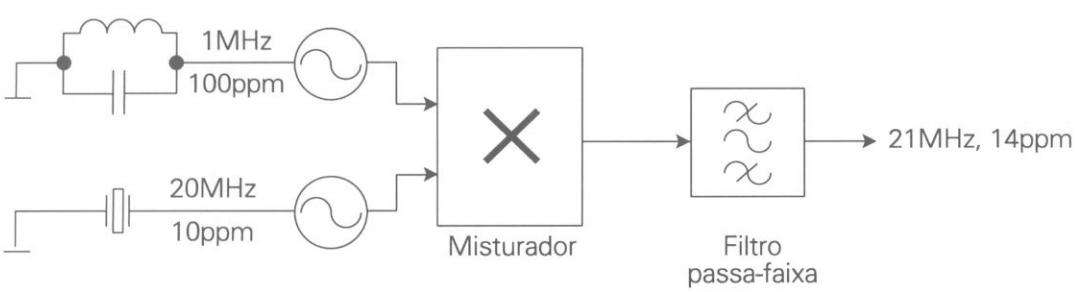


Figura 18 Obtenção de freqüência variável, com estabilidade, pelo processo de mistura.

O desvio de freqüência absoluto de um oscilador é dado por:

$$f_d = k \cdot f_o \cdot 10^{-6}$$ Equação 35

sendo:

f_d, desvio de freqüência, em Hz

k, estabilidade de freqüência, em ppm

f_o, freqüência do oscilador, em Hz

O valor de k pode ser obtido por:

$$k = \frac{f_d}{f_o} \cdot 10^6$$ Equação 36

Aplicando-se a Equação 35 no exemplo da Figura 18, tem-se:

$f_{d1} = k_1 \cdot f_1 \cdot 10^{-6}$

$f_{d1} = 100 \cdot 10 \cdot 10^{-6}$

$f_{d1} = 100$ Hz

e

$f_{d2} = k_2 \cdot f_2 \cdot 10$

$f_{d2} = 10 \cdot 20 \cdot 10^6 \cdot 10^{-6}$

$f_{d2} = 200$ Hz

Admitindo-se, na pior das hipóteses, que os desvios de freqüência tenham o mesmo sinal, tem-se:

$$k_t = \frac{f_{d1} + f_{d2}}{f_0} \cdot 10^6$$

$$k_t = \frac{100 + 200}{21 \cdot 10^6} \cdot 10^6$$

$k_t = 14$ ppm

Observa-se, portanto, que o uso da técnica de batimento de freqüência (heterodinação), através de um misturador, permite a obtenção de uma freqüência variável, de boa estabilidade, a partir de dois sinais: um produzido por um oscilador LC, de freqüência baixa, variável e de estabilidade relativamente pequena, e o outro produzido por um oscilador a cristal, de freqüência alta, fixa e de grande estabilidade. Agora será analisado o funcionamento dos osciladores a cristal.

O Cristal Oscilador

Alguns cristais naturais, como o quartzo e a turmalina, e alguns tipos de cerâmica apresentam o fenômeno da piezoeletricidade: quando submetidos a uma certa força (pressão), exibem um potencial elétrico proporcional à deformação sofrida. O fenômeno é melhor observado quando o cristal é cortado na forma de lâmina (Figura 19).

O efeito piezoelétrico é reversível: se for aplicado um potencial elétrico entre as faces de uma lâmina de cristal de quartzo, será provocada uma deformação na mesma. Ambos os fenômenos são muitos utilizados na construção de transdutores eletro-acústicos, como cápsulas fonocaptoras, microfones e captadores de ultra-sons, todos baseados na produção de eletricidade pela deformação de uma lâmina de cristal ou cerâmica. Alto-falantes de cristal para altas freqüências (twetters), fones, anunciadores (beeps) e geradores de ultra-sons são construídos utilizando-se o fenômeno inverso: a deformação da lâmina pela aplicação de um campo elétrico. A máxima freqüência em que a lâmina é capaz de vibrar corresponde a sua freqüência de oscilação natural. Quanto menores as suas dimensões, maior a freqüência natural de oscilação.

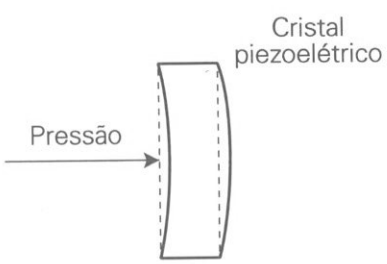


Figura 19a

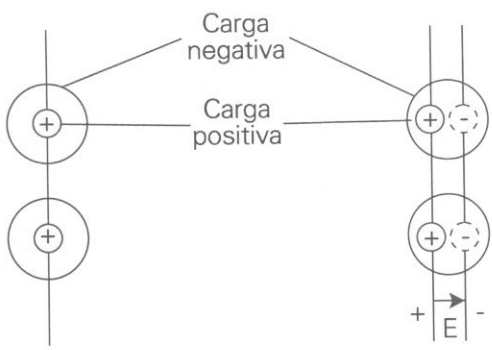


Figura 19b **Figura 19c**

a) Lâmina de cristal piezoelétrico submetida a uma deformação. Exibe um potencial entre suas faces.

b) Cristal em repouso. O centro das cargas negativas coincide com o centro das cargas positivas, equilibrando-as.

c) Cristal submetido à pressão. O centro das cargas negativas não coincide com o centro das cargas positivas. Aparece um potencial entre as faces.

O uso de cristais de quartzo para o controle de freqüência de osciladores deve-se ao seu elevado fator de qualidade e a sua grande estabilidade estrutural. Ao contrário do circuito tanque LC, o cristal apresenta uma forma sólida, compacta e constante ao longo do tempo, sendo relativamente imune às variações de temperatura. A Figura 20 apresenta o circuito equivalente mecânico e elétrico de um cristal oscilador.

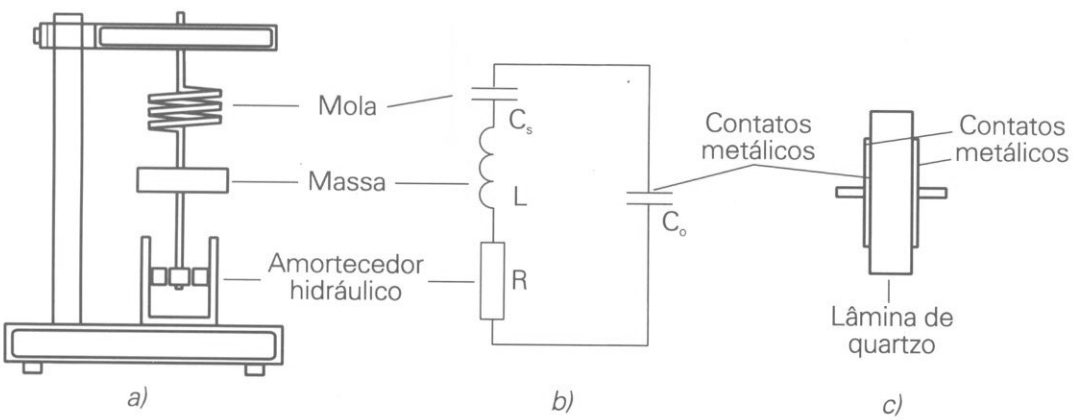


Figura 20a Equivalente mecânico do cristal.

Figura 20b Equivalente elétrico do cristal.

Figura 20c Cristal oscilador.

A capacitância "C_S" é análoga à compliância da mola. Compliância é o inverso da constante de mola: uma mola dura, por exemplo, tem pequena compliância. A indutância "L" é análoga à massa suspensa. A resistência "R" representa o atrito viscoso originado pela passagem forçada do óleo pelos orifícios do amortecedor hidráulico. A capacitância "C_o" representa a capacitância dos contatos metálicos ou placas do cristal.

Na Figura 21a é mostrada a curva de resposta em freqüência de um cristal oscilador, nas imediações de suas freqüências de ressonância série f_s, e paralela, f_p.

A ressonância série ocorre quando X_L é igual a X_{Cs}, isto é, em 5000 kHz, para o cristal da Figura 21. Acima de f_s, o circuito torna-se indutivo, uma vez que X_L é maior que X_{Cs}. Essa reatância indutiva tem em paralelo a reatância capacitiva de C_o. Quando a reatância indutiva e capacitiva forem iguais, haverá a ressonância paralela. Isso ocorre na freqüência f_p. Portanto, se escreve:

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C_s}}$$ Equação 37

e

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot \frac{C_s \cdot C_o}{C_s + C_o}}}$$

Equação 38

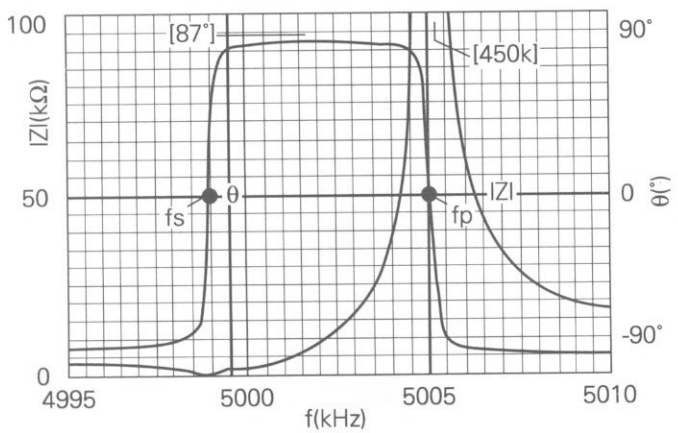


Figura 21a Curva da impedância e do ângulo de fase em função da freqüência.

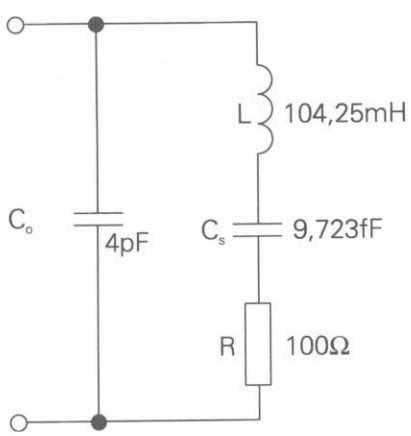


Figura 21b Circuito equivalente de um cristal oscilador típico de 5 MHz.

Conhecendo-se o valor de C_o, pode-se deduzir os valores de L e C_s. Na ressonância série, tem-se:

$$\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C_s} = 0$$ Equação 39

Na ressonância paralela, tem-se:

$$\omega_p L - \frac{1}{\omega_p C_s} \cong \frac{1}{\omega_p C_o}$$ Equação 40

Da Equação 39, pode-se escrever:

$$\omega_s L = \frac{1}{\omega_s C_s}$$

$$\boxed{L = \frac{1}{\omega_s^2 C_s}}$$ Equação 41

Substituindo-se a Equação 39 na Equação 40:

$$\frac{\omega_p}{\omega_s{}^2 C_s} - \frac{1}{\omega_p C_s} = \frac{1}{\omega_p C_o}$$

Multiplicando-se ambos os membros por C_s:

$$\frac{\omega_p}{\omega_s{}^2} - \frac{1}{\omega_p} = \frac{C_s}{\omega_p C_o}$$

$$C_s = \omega_p \cdot C_o \left(\frac{\omega_p{}^2}{\omega_s{}^2} - \frac{1}{\omega_p} \right)$$

$$C_s = C_o \left(\frac{\omega_p{}^2}{\omega_s^2} - 1 \right)$$

Como $\omega_p = 2\pi f_p$ e $\omega_s = 2\pi f_s$, tem-se:

$$\boxed{C_s = C_o \left[\left(\frac{f_p}{f_s} \right)^2 - 1 \right]}$$ Equação 42

Para o cálculo de L, utiliza-se a Equação 41.

De posse dos valores de L, C_s, C_o e R do circuito equivalente do cristal, precisa-se conhecer sua impedância. Pela inspeção do circuito conclui-se que a impedância entre os terminais do cristal é composta pela combinação em paralelo do C_o com o resultado da combinação série de L, C_s e R, o que nos permite escrever:

$$Z = \frac{1}{\dfrac{1}{R + j\left(\omega L - \dfrac{1}{\omega C_s}\right)} + j\omega C_o} \qquad \text{Equação 43}$$

A conexão de uma pequena capacitância externa, C_e, em paralelo com o cristal, resulta numa diminuição da freqüência de ressonância paralela e redução da impedância máxima. Isso pode ser observado pela substituição de C_o, na Equação 43, pela soma de C_o mais C_e.

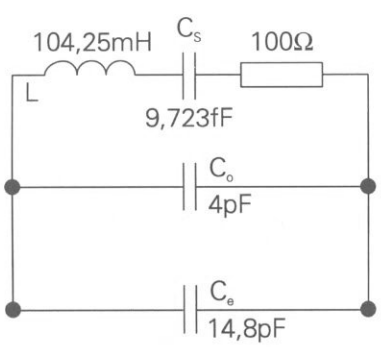


Figura 22a Cristal com capacitância externa.

Medições em Cristais

No projeto de osciladores a cristal necessita-se conhecer os valores de seu circuito equivalente. A resistência, a indutância e as capacitâncias de um cristal *não* podem ser medidas diretamente, mas podem ser calculadas por meio das medições de suas freqüências de ressonância série e paralela, utilizando-se do circuito da Figura 23. O circuito de medição contém dois atenuadores.

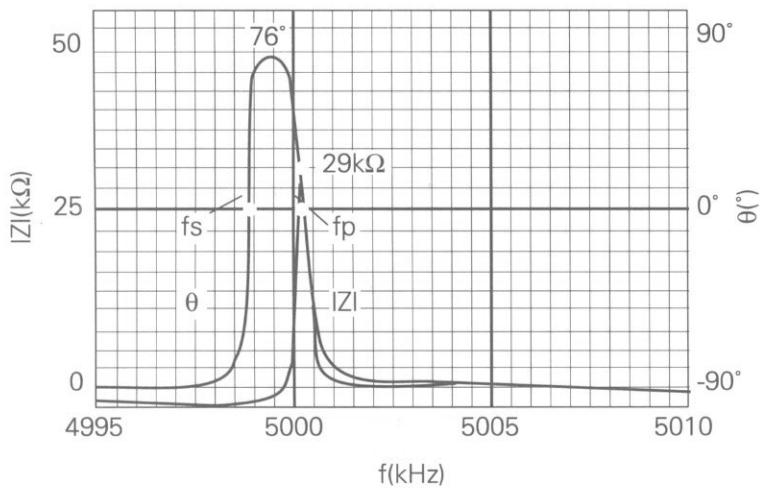


Figura 22b Impedância e ângulo de fase em função da freqüência.

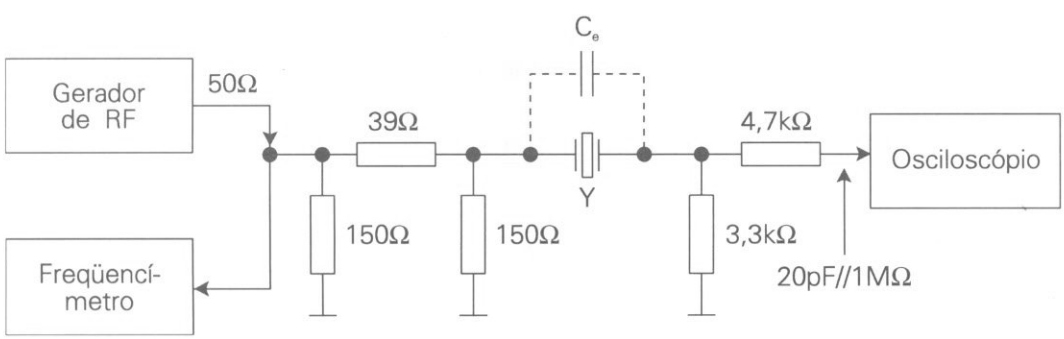


Figura 23 Circuito para medições das freqüências de ressonância série e paralela.

O primeiro possui uma atenuação de 6 dB, a uma impedância de 50 Ω e o segundo 2 kΩ em paralelo com 2 pF (a 5 MHz), quando conectado a um osciloscópio de 20 pF de capacitância de entrada. Ambos os atenuadores servem para isolar o cristal da influência da carga oferecida pelos instrumentos.

Para efetuar-se a medição da freqüência série, f_s, varia-se a freqüência do gerador de RF nas proximidades da freqüência nominal do cristal, até obter-se o máximo de amplitude no osciloscópio e anota-se o valor exato da freqüência indicada pelo freqüencímetro digital. Em seguida, mede-se a freqüência de ressonância paralela utilizando o procedimento anterior, só que agora deve-se procurar um mínimo de amplitude

no osciloscópio. A freqüência assim determinada chamar-se-á "f_2". Repetindo o procedimento anterior, acrescenta-se um capacitor de valor conhecido (entre 10 e 30 pF) em paralelo com o cristal e anota-se o novo valor da freqüência de ressonância paralela, a qual chamar-se-á "f_1".

O valor da resistência série "R" do cristal pode ser facilmente determinado, substituindo-o por um resistor que produza a mesma atenuação que o cristal na freqüência de ressonância série. A resistência "R" será igual à do resistor utilizado. Aliás, este valor varia de menos de 50 Ω para cristais de cerca de 10 MHz, a mais de 1 kΩ, para cristais de freqüência inferior a 1 MHz.

De posse do resultado das medições e com o auxílio da Equação 42, pode-se calcular C_o. Para a freqüência f_2, C_p será o próprio C_o e para a freqüência f_1, C_p será igual a C_o mais C_e. Substituindo-se na Equação 43, tem-se:

$$C_p = C_o + C_e \qquad \text{Equação 44}$$

$$C_s = C_o\,[(f_2/f_s)^2 - 1] \qquad \text{Equação 45}$$

$$C_s = (C_o + C_e) \cdot [(f_1/f_s)^2 - 1] \qquad \text{Equação 46}$$

elevando-se ao quadrado a expressão entre parênteses e igualando-se à Equação 45:

$$C_o\left(\frac{f_2^{\,2}}{f_s^{\,2}} - 1\right) = (C_o + C_e)\left(\frac{f_1^{\,2}}{f_s^{\,2}} - 1\right)$$

multiplicando-se ambos os membros por $f_s^{\,2}$:

$$C_o(f_2^{\,2} - f_s^{\,2}) = (c_o + C_e)\,(f_1^{\,2} - f_s^{\,2})$$

$$C_o f_2^{\,2} - C_o f_s^{\,2} = C_o f_1^{\,2} - C_o f_s^{\,2} + C_e f_1^{\,2} - C_e f_s^{\,2}$$

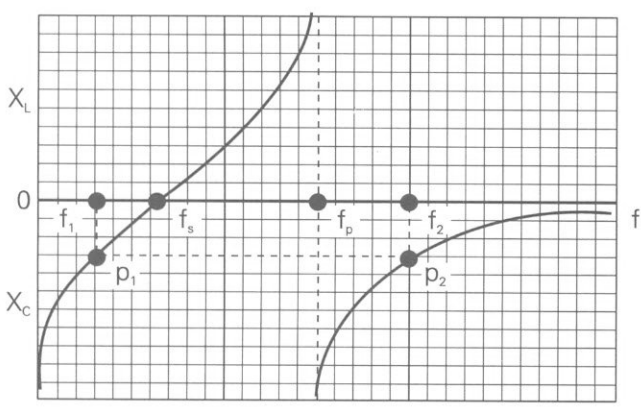
$$C_o(f_2^{\,2} - f_1^{\,2}) = C_e(f_1^{\,2} - f_s^{\,2})$$

$$\boxed{C_o = \frac{f_1^{\,2} - f_s^{\,2}}{f_2^{\,2} - f_1^{\,2}} \cdot C_e} \qquad \text{Equação 47}$$

O Cristal como Oscilador

Existe grande variedade de circuitos osciladores a cristal. Na maioria das vezes o cristal atua como uma das três impedâncias de um elo de realimentação. Nas outras vezes em que isso não acontece, o cristal estará atuando em sua freqüência de ressonância série e o

seu comportamento será o de um resistor de pequeno valor, para aquela freqüência. Como parte do elo de realimentação, o cristal poderia, em princípio, atuar como capacitor ou como indutor. Como indutor, a freqüência de operação deverá, obrigatoriamente, estar contida entre a freqüência de ressonância série e a freqüência de ressonância paralela, uma vez que nesse intervalo de freqüência o cristal exibe uma reatância indutiva. Como capacitor, a freqüência de operação poderia estar abaixo da freqüência de ressonância série ou acima da freqüência de ressonância paralela (Figura 24). O fato de existirem dois pontos, como por exemplo P_1 e P_2, na Figura 24a – com a mesma reatância, mas separados por uma região de reatância indutiva, provoca séria instabilidade de funcionamento, com tendências a saltar entre as freqüências f_1 e f_2, toda vez que o oscilador for submetido a perturbações, tais como variação da carga externa ou da tensão de alimentação.



a)

Figura 24a Curva de resposta de um cristal de Q infinito.



Figura 24b e c Circuito equivalente em função da freqüência.

Por esse motivo, o elo de realimentação contendo o cristal deverá ser projetado para que o mesmo *atue como um indutor.* Atuando dessa maneira dentro de um elo de realimentação, o cristal proporcionará uma elevada estabilidade de freqüência, impossível de ser conseguida, na prática, com circuitos LC. A justificativa para essa maior estabilidade de freqüência deve-se à elevada relação $d\theta/df$ do cristal nas imediações das freqüências de ressonância, como pode ser observado nas Figuras 21a e 22b, e ao seu baixo coeficiente de temperatura. Na Figura 25 pode-se observar o comportamento dos diferentes cortes do cristal em função da temperatura. O corte AT é utilizado em cristais fabricados para freqüências entre 500 kHz e 10 MHz, o BT para freqüências de 500 kHz a 18 MHz (com menor atividade) e o CT para freqüências entre 100 e 500 kHz. O corte GT é utilizado em cristais muito estáveis na faixa de 100 a 500 kHz.

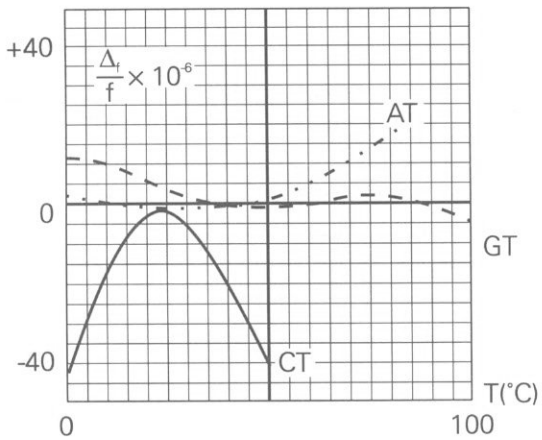


Figura 25 Variação da freqüência de ressonância com a temperatura para diferentes tipos de cristais.

Atividade: Apesar do cristal apresentar um fator de qualidade intrínseco ($Q_i = \omega L/R$) bastante elevado (acima de 5000), para o circuito externo o cristal comporta-se como um elemento de perdas relativamente elevadas. O cristal da Figura 21b, por exemplo, apresenta a 5000 kHz uma impedância de 144 + 1590 Ω, o que implica num fator de qualidade utilizável de 1590/144, ou seja, igual a 11. Por comparação, um indutor de ferrite de 50,6 μH apresenta, na mesma freqüência, uma impedância de 10,6 + j1590 ohms e um fator de qualidade utilizável de 1590/10,6, ou seja, igual a 150. O fato de o cristal e o indutor apresentarem a mesma reatância indutiva não significa, contudo, que se possa substituir, simplesmente, o indutor de 50,6 μH de um oscilador Colpitts por um cristal de 5 MHz, com a intenção de aumentar-lhe a estabilidade. Devido às maiores perdas introduzidas pelo cristal, haverá a necessidade de, provavelmente, aumentar-se a quantidade de ganho disponível, sobre pena de o circuito não oscilar. O fato do circuito oscilador LC continuar ativo (oscilando) com uma menor quantidade de ganho que o necessário para o oscilador cristal, deve-se à maior atividade do circuito LC em relação ao cristal. Assim, quando se diz que um determinado cristal é mais ativo ou menos ativo que outro, está-se falando de sua maior ou menor facilidade de oscilação. Um cristal ativo é aquele que apresenta uma impedância com ângulo de fase próximo a 90°, isto é, comporta-se quase como uma indutância pura. Ao contrário, quando o ângulo de fase da impedância torna-se muito menor que os 90°, o cristal torna-se pouco ativo. O acréscimo de uma capacitância diretamente em paralelo com os terminais do cristal provoca uma redução do ângulo de fase θ, e conseqüentemente a queda na atividade do mesmo, como pode ser observado na Figura 22b.

Projeto de um Oscilador a Cristal

O projeto de um oscilador a cristal começa sempre pela escolha do circuito. Viu-se que o cristal geralmente atua como um indutor e, portanto, o circuito deverá proporcionar a capacitância externa para sintonizá-lo na freqüência nominal de operação. Essa capacitância deverá estar entre 10 e 30 pF. Um circuito baseado no Colpitts torna-se a escolha apropriada para osciladores a cristal, uma vez que o mesmo necessita de apenas um indutor (que será substituído pelo cristal). Circuitos baseados no Hartley também poderão ser utilizados desde que se substitua um dos indutores pelo cristal. Na Figura 26 vêem-se exemplos dos dois tipos de osciladores. Ambos os circuitos são típicos para as freqüências mostradas e está prevista uma carga capacitiva de aproximadamente 20 a 50 pF sobre suas saídas.

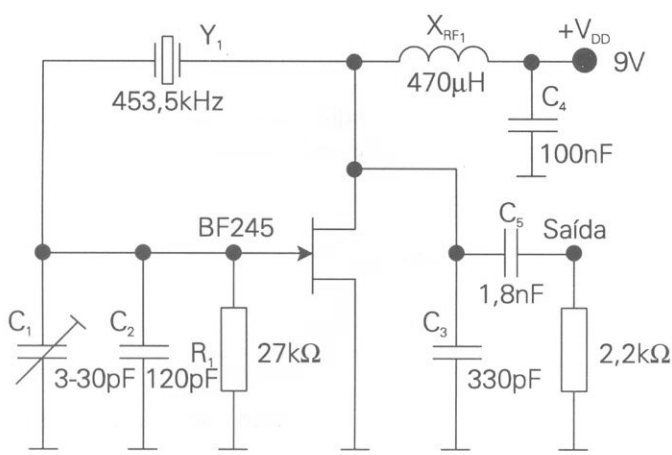


Figura 26a Oscilador Pierce em fonte-comum.

O resistor R_1, em ambos os circuitos, permite o escape da corrente de porta e estabelece uma polarização negativa proporcional à amplitude das oscilações. Essa polarização modifica a transdutância dos FETs, fazendo com que o ganho seja uma função inversa de e_o, estabilizando o funcionamento. O capacitor C_1 é ajustável e permite o ajuste da freqüência do oscilador dentro de uma margem de 30 Hz para o circuito da Figura 26a e de – 500 a + 900 Hz para o da Figura 26b.

Ambos os circuitos fornecem uma tensão de saída superior a 15 V_{p-p} sobre uma carga de 30 pF.

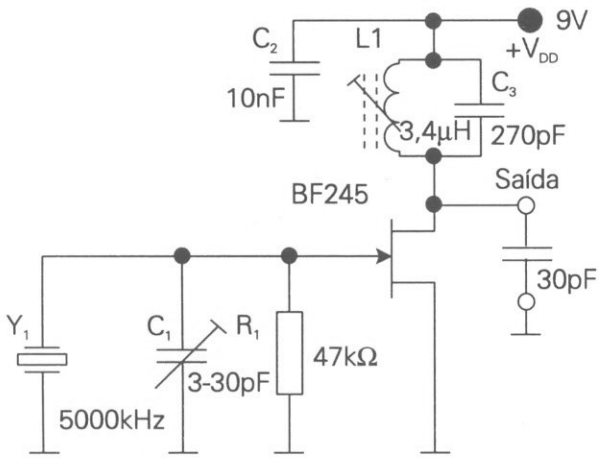


Figura 26b Oscilador porta-dreno sintonizado.

Agora será analisado o circuito equivalente do oscilador Pierce da Figura 26a. O cristal Y_1 apresentou os seguintes resultados, medidos através do circuito da Figura 23:

$f_s = 453{,}41$ kHz

$f_1 = 453{,}50$ kHz com $C_e = 22$ pF

$f_2 = 453{,}96$ kHz

$R_s = 1$ kΩ

Com o auxílio da Equação 47, determina-se a capacitância equivalente do cristal:

$$C_o = \frac{f_1^{\,2} - f_2^{\,2}}{f_2^{\,2} - f_1^{\,2}} \cdot C_e$$

$$C_o = \frac{453{,}50^2 - 453{,}41^2}{453{,}96^2 - 453{,}50^2} \cdot 22 \text{ pF} = 4{,}3 \text{ pF}$$

$$\boxed{C_o = 4{,}3 \text{ pF}}$$

Através da Equação 42, calcula-se C_s:

$$C_s = C_o \left[\left(\frac{f_p}{f_s} \right)^2 - 1 \right]$$

$$C_2 = 4{,}3 \left[\left(\frac{453{,}96}{453{,}41} \right)^2 - 1 \right] \cdot 10^{-12}$$

$$\boxed{C_s = 10{,}438 \text{ fF}}$$

Calcula-se, finalmente, L, através da Equação 41:

$$L = \frac{1}{\omega_s^2 \cdot C_s}$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2 (453{,}41 \cdot 10^3)^2 \cdot 10{,}438 \cdot 10^{-15}}$$

$$\boxed{L = 11{,}804 \text{ H}}$$

Utilizando-se a Equação 43, determina-se Z para a freqüência de 453,50 kHz.

$$Z = \frac{1}{\dfrac{1}{1000 + j\left(2{,}8494 \cdot 10^6 \cdot 11{,}804 - \dfrac{1}{2{,}8494 \cdot 10^6 \cdot 10{,}438 \cdot 10^{-15}}\right)} + j\ 2{,}8494 \cdot 10^6 \cdot 4{,}3 \cdot 10^{-12}}$$

$$Z = 1429 + j15938\ \Omega \text{ ou } Z = 16\ \underline{\lfloor 84{,}9^\circ}\ \text{k}\Omega$$

A Figura 27 mostra o circuito equivalente do cristal oscilador de 453,50 kHz. A Figura 27b mostra o circuito equivalente para a freqüência de 453,50 kHz.

Substituindo-se o cristal do circuito da Figura 26a pelo circuito equivalente da Figura 27b obtém-se o elo de realimentação da Figura 28a. R_3 e jX_3 representam respectivamente a resistência e a reatância indutiva do cristal oscilador. G_1 e jB_1 representam a condutância e a susceptância conectadas em paralelo com a saída do amplificador e G_2 e jB_2, em paralelo com a entrada do amplificador.

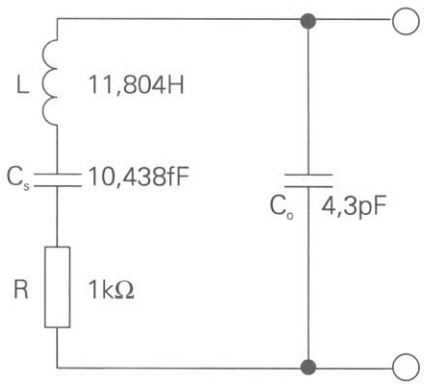


Figura 27a Circuito equivalente do cristal de 453,50 kHz.

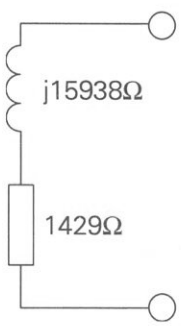


Figura 27b Circuito equivalente para f = 453,50 kHz.

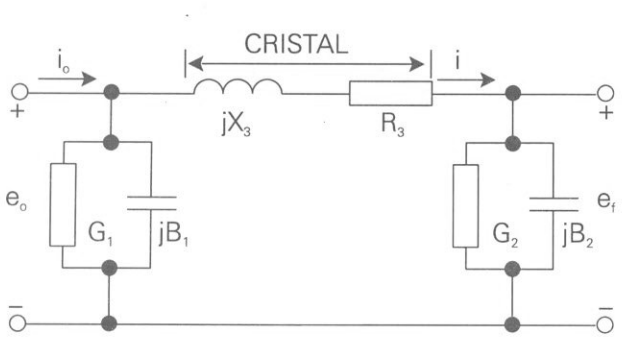


Figura 28a Circuito equivalente do elo de realimentação, incluindo o cristal.

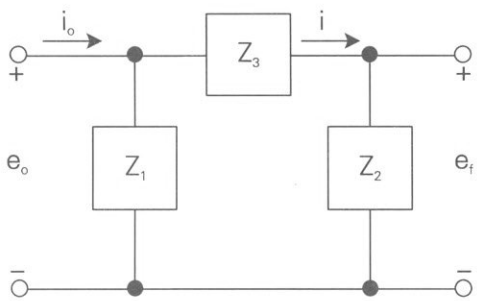


Figura 28b Circuito equivalente a três impedâncias.

O circuito equivalente a três impedâncias pode ser determinado a partir das seguintes transformações:

$$Z_1 = \frac{1}{G_1 + jB_1}$$ Equação 48

$$Z_2 = \frac{1}{G_2 + jB_2}$$ Equação 49

$$Z_3 = R_3 + jX_3$$

As variáveis usadas representam os seguintes elementos do circuito:

G_1: condutância total em paralelo com a entrada do elo de realimentação, inclusive a condutância da carga e a de saída do FET.

jB_1: susceptância total em paralelo com a entrada do elo de realimentação, incluindo a carga e o FET.

G_2: condutância total em paralelo com a saída do elo de realimentação, inclusive a condutância de entrada do amplificador.

jB_2: susceptância total em paralelo com a saída do elo de realimentação, inclusive a susceptância de entrada do amplificador.

R_3: resistência equivalente do cristal.

jX_3: reatância equivalente do cristal.

Sabe-se que $\beta = e_f/e_o$. Como $e_f = i \cdot Z_2$ e $i = e_o/(Z_2 + Z_3)$, tem-se $\beta = Z_2/(Z_2 + Z_3)$. Se Z_2 for uma capacitância pura e Z_3 uma indutância pura e, ainda, se Z_3 for maior que Z_2, haverá uma defasagem de 180° (em atraso) entre e_f e e_o. Com o acréscimo de

resistências, essa defasagem diminui, embora o ângulo de fase continue negativo e no 3º quadrante (Figuras 29a e 29b).

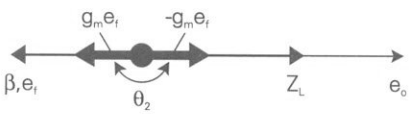


Figura 29a Diagrama de fase do oscilador com reatâncias puras no elo de realimentação.

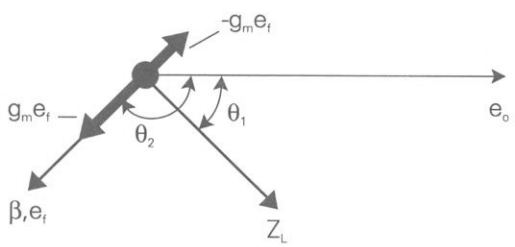


Figura 29b Diagrama de fase do oscilador com impedâncias complexas no elo de realimentação.

Na Figura 29a, o ângulo θ_2 representa a defasagem introduzida por um elo de realimentação contendo apenas reatâncias puras. A tensão de realimentação está atrasada de exatamente 180° em relação à tensão de saída. A tensão e_f, aplicada ao dispositivo amplificador, gera uma corrente de valor igual a $g_m \cdot e_f$. Essa corrente, ao circular pela carga, produz uma queda de tensão igual a $- g_m \cdot e_f \cdot Z_L$, ou seja, o próprio e_o. Na Figura 29b, devido ao acréscimo de resistências, o ângulo θ_2 torna-se inferior a 180° fazendo com que a corrente $- g_m \cdot e_f$ fique adiantada em relação a e_o. Para compensar essa defasagem, a carga precisará ser ligeiramente capacitiva, possuindo um ângulo (θ_1) que somado a θ_2 totalize – 180°. Isso significa, portanto, que a carga do amplificador trabalha fora de sintonia ou, mais precisamente, sintonizada abaixo da freqüência de oscilação. Essa operação fora de sintonia exige do amplificador uma corrente maior, para produzir a mesma potência de saída, do que a necessária no caso da carga puramente resistiva. Por isso, deve-se procurar trabalhar com o ângulo de fase de realimentação o mais próximo possível de – 180°. Pela análise da expressão $Z_2/(Z_2 + Z_3)$, que dá o valor de $\beta \lfloor \theta_2$, chega-se à conclusão de que diminuindo Z_2, β diminui e θ_2 aumenta (em módulo). Como existem diversas combinações possíveis de valores β e θ_2 que proporcionam um funcionamento seguro, muitas vezes o valor de β é escolhido levando-se em consideração outros fatores, dentre os quais, por exemplo, a existência de componentes à disposição,

facilidade do ajuste da freqüência exata de oscilação, a tensão de saída desejada e a resistência de carga. No circuito da Figura 26a, o trimmer C_1 de 3 a 30 pF, o choque de 470 µH e o próprio FET foram utilizados em virtude da facilidade de obtenção e de suas pequenas dimensões, uma vez que, obedecendo apenas a critérios de ordem técnica, tanto o trimmer quanto o choque deveriam possuir maior valor.

Uma vez estabelecidos os critérios para o projeto e funcionamento do oscilador Pierce da Figura 26a, parte-se para o cálculo do circuito completo. Devido à complexidade do assunto, será adotada uma solução teórico-prática para os problemas que surgirem durante a tarefa.

Inicialmente, deve-se desenhar o circuito equivalente completo de todo o oscilador. O FET foi substituído por um quadripólo de parâmetros Y (admitância) simplificado. Cada componente associado em paralelo foi representado por sua admitância, assim como os associados em série foram representados por sua impedância. O cristal e o FET foram considerados como constantes e, portanto, nada foi feito no sentido de alterar-lhes as características. Alguns componentes (C_1, R_1 e X_{RF1}) foram escolhidos dentre uma série de outras possibilidades e os demais foram calculados de forma a satisfazer as exigências do próprio circuito. A Figura 30 mostra o circuito equivalente do oscilador. Os parâmetros do FET foram obtidos da folha de especificações fornecida pelo fabricante. O valor de R_1 foi escolhido de maneira a manter baixas as perdas associadas à impedância Z_2 do elo de realimentação. Para tal, foi escolhida uma combinação entre a condutância de R_1 e a susceptância de $C_1 + C_2$ (mais a capacitância de entrada do FET e a da fiação) que resultasse num ângulo de fase superior a 84°.

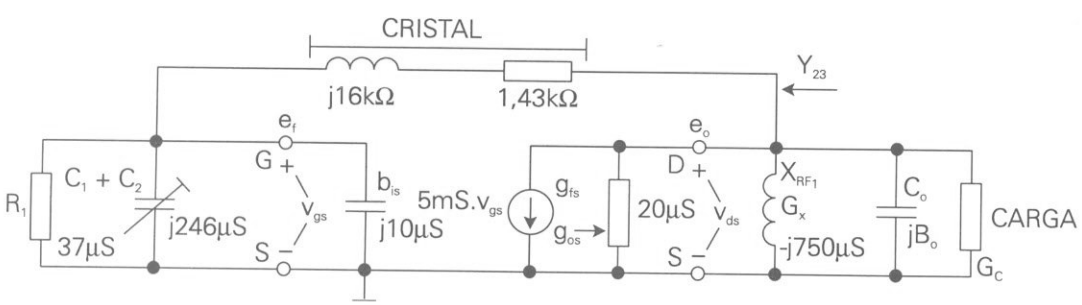


Figura 30 Circuito equivalente para RF do oscilador da Figura 26a.

Cálculo da realimentação (β): Existem diversas maneiras para se determinar a quantidade de realimentação num oscilador. Neste exemplo, calcula-se o valor de β em função do máximo sinal permitido na entrada do FET antes de ocorrer a condução da junção

porta-fonte. Na Figura 31, vê-se a curva característica de transferência do FET BF245A. Do gráfico, obtém-se $V_p = -2$ V e $I_{DSS} = 4$ mA. Sabe-se que no FET I_D é dado por:

$$I_D = \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 \cdot I_{DSS} \qquad \text{Equação 50}$$

Calcula-se I_D para uma tensão $V_{GS} = 0{,}7$ V, o que ocorre no pico positivo do sinal de realimentação:

$$I_D = \left(1 - \frac{0{,}7}{-2}\right)^2 \cdot 4 \cdot 10^{-3}$$

$$I_D = 7{,}29 \text{ mA}$$

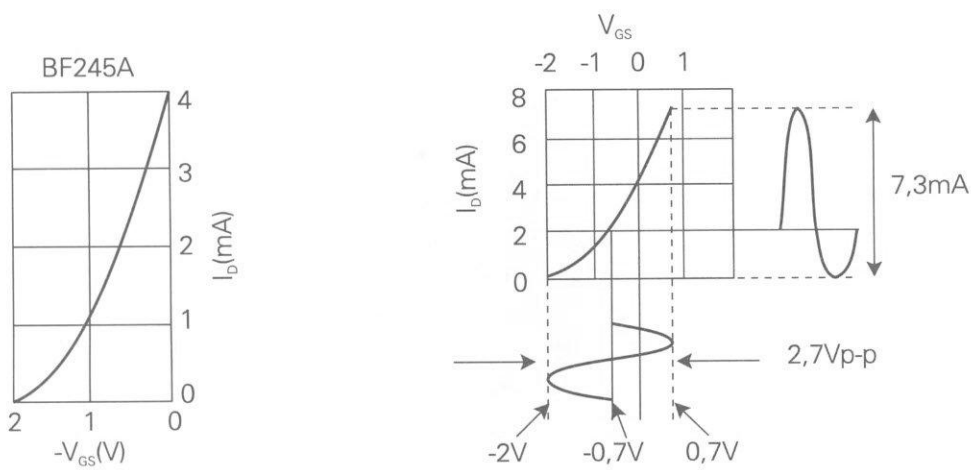


Figura 31 Curva característica de transferência do FET BF255A.

Ter-se-á, portanto, na saída do FET, uma corrente pico a pico de

$$I_{D_{p-p}} = I_D \Big|_{V_{GS} = 0{,}7V}{}^{-I_D}\Big|_{V_{GS} = -2\,V}$$

$$I_{D_{p-p}} = (7{,}3 - 0) \cdot 10^{-3} = 7{,}3\text{mA}$$

Se for desejada uma saída de 5 V_{ef}, a impedância de carga, Z_L, deverá ser:

$$e_o = i_d \cdot Z_L$$

$$Z_L = e_o / i_d$$

$$Z_L = \frac{5 \times 2\sqrt{2}}{7{,}3 \cdot 10^{-3}} = \frac{14{,}1}{7{,}3 \cdot 10^{-3}} = 1{,}94\,k\Omega$$

Cálculo de Z_2:

Sabe-se que $\beta = e_f/e_o$, portanto:

$$e_f = 2{,}7\ V_{p-p}$$

$$e_o = 14{,}1\ V_{p-p}$$

$$\beta = 2{,}7/14{,}1 = 0{,}19$$

Sabe-se que:

$$\beta = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} = \frac{R_2 + jX_2}{(R_2 + R_3) + j(X_2 + X_3)}$$

Como nesta fase do cálculo é importante assegurar-se o módulo de β, pode-se escrever:

$$\beta^2 = \frac{R_2^2 + Z_2^2}{(R_2 + R_3)^2 + (X_3 + X_2)^2}$$

Para obter-se o módulo de Z_2, é necessário relacionar a parte real à imaginária, com o objetivo de eliminar uma incógnita. Neste caso, faz-se R_2 igual $-0{,}1\ X_2$. Substituindo-se, na equação anterior, juntamente com R_3 e X_3, fica:

$$0{,}19^2 = \frac{(-0{,}1X_2)^2 + X_2{}^2}{(-0{,}1X_2 + 1{,}43)^2 + (16 + X_2)^2}$$

$$0{,}037\,(0{,}01\,X_2{}^2 - 0{,}286\,X_2 + 2{,}04 + 256 + 32\,X_2 + X_2{}^2) = 1{,}01\,X_2{}^2$$

$$0{,}037\,(1{,}01\,X_2{}^2 + 31{,}7\,X_2 + 258) = 1{,}01\,X_2{}^2$$

$$0{,}037\,X_2{}^2 + 1{,}17\,X_2 + 9{,}55 = 1{,}01\,X_2{}^2$$

$$-0{,}973\,X_2{}^2 + 1{,}17\,X_2 + 9{,}55 = 0$$

$$X_2' = 3{,}81 \qquad X_2'' = -2{,}58$$

Experimentando-se as duas soluções na equação de β*, verifica-se que a correta é:

$$Z_2 = 0{,}26 - j2{,}58\ k\Omega$$

$$Z_2 = 2{,}59\ \angle -84{,}2^\circ\ k\Omega$$

* A solução correta é a que fornece o ângulo de fase da realimentação próximo a 180°.

Calculando:

$$Y_2 = \frac{1}{2{,}59 \angle -84{,}2^\circ \cdot 10^3} = 386 \angle 84{,}2^\circ \ \mu S$$

$$Y_2 = 39 + j384 \ \mu S$$

Para o cálculo de C_1 e C_2 (Figura 30), usa-se a seguinte equação:

$$B_{C1} + B_{C2} + b_{is} = B_2$$

$$\omega C_1 + \omega C_2 + 10 \cdot 10^{-6} = 384 \cdot 10^{-6}$$

$$\omega = 2\pi \cdot 453{,}5 \cdot 10^3 = 2{,}85 \cdot 10^6 \text{ rad/s}$$

$$C_1 = \sqrt{3 \times 30} \text{ pF} = 9{,}5 \text{ pF}$$

$$C_2 = \frac{384 - 10 - 2{,}85 \cdot 9{,}5}{2{,}85 \cdot 10^6} \cdot 10^{-6} = 122 \text{ pF}$$

O valor de R_1 é dado por $R_1 = 1/G_2$

$$R_1 = 1/(39 \cdot 10^{-6}) = 25{,}6 \text{ k}\Omega$$

Pode-se utilizar para C_2 um capacitor de 120 pF de poliestireno (Styroflex) ou disco NPO. Para R_1, pode-se aumentar seu valor para 27 kΩ, ou mais, o que diminuiria as perdas. Calcula-se, agora, o módulo de β e seu ângulo de fase, para os valores comerciais. A parte reativa de Z_2 permanece a mesma calculada, devido à presença do trimmer (que compensa a variação de valor de C_2), tem-se, portanto:

$$G_2 = 1/(27 \cdot 10^3) = 37 \ \mu S$$

$$Z_2 = \frac{10^{-3}}{0{,}037 + j0{,}384} = 0{,}25 - j2{,}58 \text{ k}\Omega$$

$$\beta = \frac{0{,}25 - j2{,}58}{(0{,}25 + 1{,}43) + j(16 - 2{,}58)} = \frac{0{,}25 - j2{,}58}{1{,}68 + j13{,}4}$$

$$\beta = \frac{2{,}59 \angle -84{,}5}{13{,}5 \angle 82{,}9} = 0{,}192 \angle -167^\circ$$

O resultado confere com o valor calculado e nos fornece $\theta_2 = -167^\circ$.

Analisando-se o circuito da Figura 30, percebe-se que o elo de realimentação formado pelo cristal (Z_3) mais a impedância Z_2 possui uma admitância, Y_{23}, que fica em paralelo com a saída do amplificador. Pode-se escrever, portanto:

$$Y_{23} = \frac{1}{Z_2 + Z_3}$$

$$Y_{23} = \frac{10^{-3}}{1{,}68 + j13{,}4} = 9{,}2 - j73{,}5\ \mu S$$

Cálculo de Z_1: Anteriormente, calculou-se $Z_L = 1{,}94\ k\Omega$. Agora, será calculado o ângulo de fase, θ_1, da carga. Viu-se que a soma de $\theta_1 + \theta_2$ deve totalizar – 180°, ou seja:

$$\theta_1 + \theta_2 = -180°$$

$$\theta_1 = -180° - \theta_2$$

$$\theta_1 = -180° - (-167°) = -13°$$

Portanto, a carga deverá apresentar uma impedância $Z_L = 1{,}94 \lfloor \underline{-13°}\ k\Omega$.. Transformando para admitância, tem-se:

$$Y_L = \frac{1}{Z_L}$$

$$Y_L = \frac{10^{-3}}{1{,}94 \lfloor \underline{-13°}} = 0{,}52 \lfloor \underline{13°}\ mS$$

$$Y_L = 0{,}51 + j0{,}12\ mS$$

Transformando-se a impedância (série), Z_L, encontrada em sua admitância (paralela), Y_L, equivalente, pode-se calcular a admitância Y_1. Analisando-se o circuito equivalente da carga do amplificador (Figura 32):

$$Y_1 = g_{os} + G_c + jB_o + jB_x$$

$$Y_L = Y_{23} + Y_1$$

$$Y_L = Y_{23} + g_{os} + G_c + jB_o + jB_x$$

$$G_c + jB_o = Y_L - Y_{23} - g_{os} - jB_x$$

$$G_c + jB_o = 0{,}51 + j0{,}12 - (0{,}009 - j0{,}074) - 0{,}02 + j0{,}75$$

$$G_c + jB_o = 0{,}48 + j0{,}94\ mS$$

$$Y_1 = 0{,}02 + 0{,}48 + j(0{,}94 - 0{,}75) = 0{,}50 + j0{,}19\ mS$$

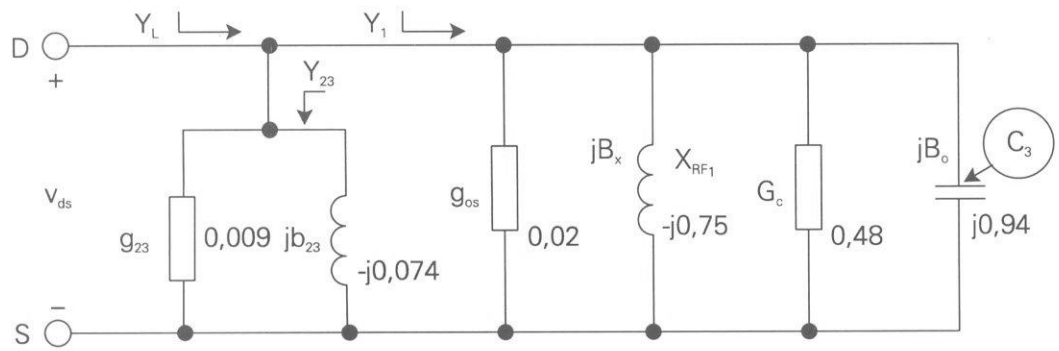


Figura 32 Carga vista pelo FET. Está incluída a admitância de saída do FET como parte da carga. Os valores dados são em mS.

A carga externa $R_c = 1/G_c$ será, portanto, igual a aproximadamente 2,2 kΩ e o capacitor C_o, que no circuito da Figura 26a corresponde a C_3, terá seu valor calculado por:

$$C_o = \frac{\beta_0}{\omega} = \frac{940 \cdot 10^{-6}}{2{,}85 \cdot 10^6}$$

$$C_o = 330 \text{ pF}$$

Projeto Sistemático do Oscilador Pierce

Para o projeto sistemático do oscilador Pierce, utiliza-se o seguinte procedimento:

1) Determina-se o módulo do ganho de tensão do amplificador. O ganho de tensão, uma vez escolhido o dispositivo amplificador, será determinado pela resistência total em paralelo com a saída. Por isso, ela deve possuir um valor mínimo que seja suficiente para permitir a oscilação segura do circuito. Seu valor é o resultante da associação em paralelo de três resistências: a resistência interna de saída do dispositivo amplificador, igual ao inverso da parte real de y_o, ou seja: $1/g_o$; a carga externa, R_L, conectada na saída do oscilador; e da resistência equivalente do circuito de realimentação, podendo ser calculada pela seguinte equação:

$$R_T = \frac{1}{g_o} // R_L // R_R \qquad \text{Equação 51}$$

A resistência de carga externa, R_L, deverá ser, em princípio, superior a 1 kΩ, devido à configuração utilizada pelo amplificador.

A resistência equivalente do circuito de realimentação, R_R, tem sua origem, principalmente, nas perdas introduzidas pelo cristal. O valor da resistência equivalente do elo de realimentação é calculado, aproximadamente, pela expressão abaixo:

$$R_R = \left[\left(\frac{X_3 \mid A \mid}{R_3 \, (\mid A \mid + 1)}\right)^2 + 1\right] R_3 \qquad \text{Equação 52}$$

O valor do módulo de A pode ser arbitrado, inicialmente, como sendo igual a 3. Para o cristal do circuito da Figura 26a de impedância igual a 1,43 + j16 kΩ, R_R resulta igual a 102 kΩ.

O módulo do ganho de tensão do amplificador em fonte-comum e emissor-comum pode ser calculado, aproximadamente, pela seguinte equação:

$$A = \left| - \frac{g_m R_T}{3} \right| \qquad \text{Equação 53}$$

O valor da transcondutância, g_m, no caso de transistores bipolares, poderá ser obtido da parte real de y_f ou a partir da seguinte equação:

$$g_m = 36{,}7 \mid I_c \mid \qquad \text{Equação 54}$$

2) Calcula-se o módulo de β:

$$\mid \beta \mid = 1/\mid A \mid$$

3) Arbitra-se a razão $n = R_2/X_2$, na impedância Z_2. Para minimizar as perdas, o módulo de X_2 deve ser muito maior do que R_2.

$$R_2 = n \, X_2 \qquad \text{Equação 55}$$

$$\mid n \mid < 0{,}1$$

Observação: *Com o oscilador Pierce, a reatância X_2 é negativa, a variável n também o será.*

4) Utiliza-se a seguinte equação para o cálculo de X_2:

$$\beta^2 = \frac{(nX_2)^2 + X_2^2}{(R_3 + nX_2)^2 + (X_3 + X_2)^2}$$ Equação 56

A aplicação desta equação resulta numa equação de 2° grau, que uma vez resolvida, fornece o valor de X_2.

5) A partir do valor de X_2 calculado no item 4, calcula-se o valor de R_2 e, em seguida, o valor de β, módulo e ângulo, utilizando-se a Equação 7, aqui repetida:

$$\beta = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3}$$

6) Calcula-se o valor do ganho, A, módulo e ângulo:

$A = 1/\beta$

7) Calcula-se Z_L, utilizando-se a equação abaixo:

$$Z_L = 3 \angle -180° \frac{A}{y_f}$$ Equação 57

8) Calcula-se Y_L, utilizando-se a equação:

$Y_L = 1/Z_L$

9) Calcula-se Y_{23}, utilizando-se a equação:

$Y_{23} = 1/(Z_2 + Z_3)$ Equação 58

10) Calcula-se Y_1, utilizando-se a equação:

$Y_1 = Y_L - Y_{23}$ Equação 59

11) Calcula-se a parte real, R_L, e a parte imaginária, C_1:

$R_L = 1/(G_1 - G_o)$ Equação 60

$C_1 = B_1/(2 \pi f_o)$ Equação 61

12) Caso o dreno, ou o coletor, do amplificador receba alimentação por meio de um choque de RF, como acontece no circuito da Figura 26a, pode-se calcular a capacitância de sintonia necessária para sintonizar o choque, utilizando-se a seguinte equação:

$C_{sint} = 1/[(2 \pi f_o)^2 \cdot L]$ Equação 62

O valor de C_{sint} pode ser, simplesmente, acrescentado ao valor de C_1, calculado no item anterior. O capacitor C_3, do circuito da Figura 26a, pode ser calculado dessa maneira.

Cristais de Sobretom

Para freqüências superiores a 18 MHz, os cristais osciladores são produzidos para abrigarem, não uma, mas três, cinco, sete ou mais ondas acústicas, como mostrado na Figura 33. Com isso, a espessura das lâminas será proporcionalmente maior do que as utilizadas em cristais fundamentais, para a mesma freqüência, o que lhes assegura maior resistência mecânica. Esses cristais são chamados de cristais de sobretom (ou "overtone") e são utilizados na construção de osciladores a cristal para freqüências elevadas (entre 18 MHz e 160 MHz), impossíveis de serem obtidas com a utilização de cristais que empreguem o modo fundamental.

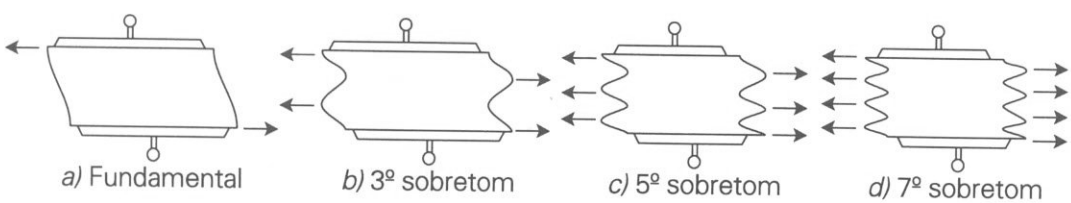


Figura 33 Vibração por cisalhamento para diversos modos de oscilação em cristais osciladores de corte AT e BT.

Osciladores que empreguem cristais de sobretom devem utilizar amplificadores sintonizados muito seletivos para evitar a ocorrência de oscilações indesejáveis em freqüências correspondentes à fundamental ou num outro sobretom (no caso de cristais de 5º ou 7º sobretons). Por isso, o oscilador deve conter filtros LC sintonizados na freqüência do sobretom desejado e, no caso de cristais de 5º e 7º sobretons, deve conter, ainda, filtros rejeita-faixa para prevenir contra oscilações espúrias.

O circuito da Figura 26b, por exemplo, é adequado para cristais de 3º sobretom, além dos cristais fundamentais. Para cristais de 5º sobretom, é necessário colocar-se, entre a fonte do FET e a massa, um circuito ressonante LC paralelo, sintonizado na freqüência do 3º sobretom. Com isso, evita-se a oscilação neste sobretom.

Como observação final, é preciso notar que a freqüência de um sobretom não corresponde exatamente a uma harmônica da freqüência fundamental do cristal, embora

esteja muito próxima dela. Assim sendo, são necessários cuidados no sentido de não se provocar inadvertidamente oscilações no modo fundamental. Caso isto venha a ocorrer, os harmônicos gerados provocarão o aparecimento de um sinal de saída de freqüência diferente da freqüência do sobretom. Para corrigir este defeito, deve-se polarizar o transistor de modo a reduzir a geração de harmônicos e cuidar para que o ganho seja desprezível na freqüência correspondente à fundamental.

PRÁTICA

Montar os circuitos projetados de acordo com os diagramas das Figuras 10a e 13a, utilizando os valores obtidos na seção de Problemas Propostos. Para os indutores, poderão ser utilizados microchoques de ferrite da SONTAG. Os capacitores que fazem parte da rede de realimentação positiva deverão ser de Styroflex, mica prateada ou cerâmica de baixa permissividade. Os demais poderão ser do tipo disco cerâmico. Para maior precisão dos componentes utilizados na montagem deverão ser medidos com o auxílio de uma ponte RLC ou outro tipo de instrumento apropriado.

A montagem experimental poderá ser realizada num PROTO-BOARD. Deve-se procurar manter curtas todas as conexões que conduzem sinal.

Para as medições, deverão ser tomados cuidados com a capacitância dos cabos dos instrumentos, como osciloscópios, freqüencímetros e multímetros, utilizando-se, sempre, pontas de provas de baixa capacitância em todas as medições.

Para um ensaio pormenorizado do circuito, deverão ser medidos o ponto de operação do transistor oscilador, a amplitude, a forma de onda e a freqüência do sinal sobre a carga. Também deverão ser medidos os sinais nos diversos pontos do circuito, sempre com um osciloscópio dotado de ponta de prova de baixa capacitância. O osciloscópio deverá possuir uma largura de faixa igual ou superior a cinco vezes a freqüência de oscilação, se for desejada uma reprodução correta de formas de ondas complexas. Para sinais senoidais, é suficiente que a largura de faixa do osciloscópio seja ligeiramente superior à freqüência de oscilação.

Durante o ensaio do circuito, a tensão de alimentação deverá ser variada 15% em torno de seu valor nominal, e a variação de freqüência resultante, anotada. Com isso, obtém-se uma indicação da estabilidade em freqüência em função da variação da tensão de alimentação.

Questionário

1) O que são osciladores?

2) Forneça as diversas classificações dos osciladores.

3) O que são osciladores realimentados?

4) Desenhe o diagrama em blocos de um amplificador realimentado.

5) Qual o valor do ganho de malha fechada necessário para a oscilação estável?

6) O que são osciladores LC?

7) Porque os osciladores LC são apropriados para o funcionamento em altas freqüências?

8) Quais as características dos osciladores Hartley e Colpitts?

9) Cite a finalidade de cada uma das três impedâncias de um elo de realimentação LC.

10) Qual deverá ser a relação entre a impedância de entrada de um amplificador e a impedância Z_2 da rede de realimentação utilizada num circuito oscilador?

11) Justifique o caráter geral das equações que permitem o cálculo de cada uma das três impedâncias de uma rede de realimentação positiva.

12) Quais as duas configurações mais favoráveis para os amplificadores utilizados em osciladores Colpitts? E para os osciladores Hartley?

13) Em que condições é recomendada a utilização das configurações base-comum e porta-comum?

14) O que acontece com a soma das três impedâncias da rede de realimentação, para uma freqüência igual à freqüência de oscilação?

15) Quais os fatores que determinam a potência de saída de um oscilador?

16) Por que, no projeto de um oscilador realimentado, deve-se utilizar um ganho de malha fechada igual a 3?

17) Num oscilador realimentado, qual deve ser a relação entre a freqüência de oscilação e a freqüência de transição do transistor amplificador?

18) Quais os tipos de capacitores e indutores apropriados para a utilização em osciladores LC?

19) Como se comporta um indutor de ferrite quando submetido a variações de temperatura?

20) Por que a estabilidade de um oscilador, principalmente daqueles que utilizam a configuração emissor-comum, costuma diminuir com o aumento da freqüência de operação?

21) Qual a finalidade dos multiplicadores de freqüência?

22) Quais os fatores que determinam a escolha do ponto de operação de transistores utilizados em osciladores?

23) Quais os cuidados necessários na escolha da configuração do circuito de polarização de um transistor oscilador?

24) Qual a influência causada no funcionamento de um oscilador, pela retificação do sinal realimentado, na junção do transistor amplificador?

25) Explique a influência do capacitor de acoplamento, C_G, e da resistência de polarização, R_G, no funcionamento de um oscilador.

26) Quais as faixas de valores apropriados para R_L, Q e Z_1, nas diversas configurações para o transistor oscilador?

27) Quais as características dos osciladores Clapp?

28) Qual é o procedimento necessário para a transformação de um oscilador Hartley num oscilador Colpitts, e vice-versa?

29) O que caracteriza um oscilador Armstrong?

30) Quais os fatores que determinam a escolha do valor da resistência de carga de um oscilador?

31) Por que a operação em elevado nível de potência é prejudicial para a estabilidade de freqüência de um oscilador?

32) Quais os fatores que limitam a corrente máxima de dreno de um FET oscilador?

33) Num oscilador Armstrong, qual a disposição dos enrolamentos do transformador que mais favorece o acoplamento entre primário e secundário?

34) Quais os fatores que determinam a estabilidade em freqüência de um oscilador LC?

35) Explique a utilização do processo de mistura de freqüências como forma de melhoria da estabilidade em freqüência.

36) O que é piezeletricidade?

37) Quais os materiais piezelétricos mais utilizados na construção de cristais osciladores?

38) Quais os fatores que determinam a freqüência de oscilação natural de uma lâmina de cristal?

39) Quais os fatores determinantes da estabilidade de freqüência de um cristal oscilador?

40) Desenhe o circuito equivalente elétrico de um cristal oscilador.

41) Relacione o circuito equivalente elétrico de um cristal oscilador com o seu equivalente mecânico.

42) Desenhe a curva da variação da impedância de um cristal oscilador em função da freqüência do sinal aplicado.

43) Qual o efeito causado sobre a impedância, pela aplicação de uma capacitância externa em paralelo com um cristal oscilador?

44) Como devemos proceder para a determinação das freqüências de ressonância série e paralela de um cristal oscilador?

45) Quais são as duas maneiras pelas quais um cristal poderá ser aproveitado no circuito de um oscilador?

46) Discuta a forma de atuação típica de um cristal, no elo de realimentação de um oscilador.

47) Qual o significado da expressão "atividade", quando empregada com relação a um cristal oscilador?

48) Qual a faixa de valores apropriados para a capacitância externa conectada em paralelo com um cristal oscilador típico?

Problemas Propostos

1) Projetar um oscilador Hartley em fonte-comum, com FET BF245, utilizando o circuito na Figura 10a, tendo as seguintes características:

$f_o = 455$ kHz; $Q = 24$; $R_L = 4{,}7$ kΩ

Calcular: R_G; C_G; L_1; L_2; C_1; C_2; C_3

Observações:

a) Padronizar os componentes, utilizando, sempre que possível, valores comerciais para os componentes calculados.

b) Para a obtenção da freqüência exata de oscilação, utilizar um indutor ajustável no lugar de L_2. No caso de ser necessária a utilização de indutores fixos, pode-se usar, no lugar de C_1, um capacitor variável de 150 pF, em paralelo com um capacitor de Styroflex de 1,5 nF.

2) Projetar um oscilador Colpitts com sintonia em série, cujo diagrama esquemático é apresentado na Figura 13a, tendo as seguintes características: f_{min} = 550 kHz; $f_{máx}$ = 1,65 MHz; Q (1 MHz) = 11; R_L = 2,2 kΩ. O capacitor variável, C_1, possui uma capacitância mínima de 10 pF e máxima de 150 pF.

Calcular: L_1; C_2; C_3; C_4; C_5; C_6; C_G e R_G.

Observações:

a) Calcular os capacitores de acoplamento e desacoplamento para a freqüência mais baixa.

b) O capacitor C_2 é constituído pelo trimmer embutido no capacitor variável C_1, ajustado para fornecer, com o variável aberto, a freqüência de 1,65 MHz.

3) Um cristal oscilador apresenta as seguintes características:

f_s = 4,99901 MHz; f_1 = 5 MHz (para C_e = 22 pF)

f_2 = 5,00507 MHz e R_s = 80 ohms

Calcular os valores de L, C_s e C_o e a impedância do cristal a 5 MHz.

Casadores de Impedância

Introdução

Transmissores e receptores de rádio necessitam de meios eficientes para transferir a energia de RF, seja entre equipamento e antena, ou vice-versa, seja entre estágios.

Sabe-se que, para a transferência de toda a potência de um gerador para uma carga, é necessário que ambos tenham a mesma impedância. Caso o gerador possua elementos reativos não-cancelados, a impedância da carga deve ser o conjugado da impedância do gerador.

Agora, serão definidos alguns parâmetros relacionados com a transferência de energia entre circuitos:

a) Potência disponível do gerador: P_{as}, é a máxima potência que um gerador pode fornecer. Isso ocorre quando $R_L = R_S$. Analisando-se o circuito da Figura 1:

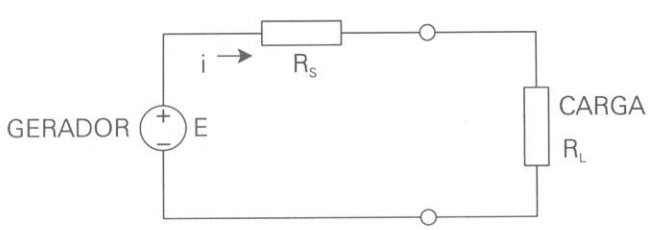


Figura 1 Circuito gerador e carga.

tem-se: $i = E/(R_S + R_L)$. A potência na carga é dada por: $P_L = i^2 \cdot R_L$.

Como $R_L = R_S$; $P_{as} = [E/(2R_S)]^2 \cdot R_S$, ou:

$$P_{as} = \frac{E^2}{4\,R_S} \qquad \text{Equação 1}$$

b) Fator de descasamento: m, é a relação entre a impedância do gerador e a impedância da carga, considerando-se apenas a parte real de ambas.

$$m = \frac{R_S}{R_L} \qquad \text{Equação 2}$$

c) Eficiência: n, é a relação entre a potência na carga e a potência disponível do gerador.

$$n = \frac{P_L}{P_{as}} \qquad \text{Equação 3}$$

É possível relacionar a eficiência, n, com o fator de descasamento, m, da seguinte maneira:

$$P_L = \left(\frac{E}{R_S + R_L}\right)^2 \cdot R_L$$

Fazendo-se $R_L = R_S/m$, tem-se:

$$P_L = \frac{E^2}{(R_S + R_S/m)^2} \cdot \frac{R_S}{m}; \qquad P_L = \frac{E^2 \cdot R_S}{[(mR_S + R_S)/m]^2 \cdot m}$$

$$P_L = \frac{E^2 \cdot R_S}{(m+1)^2 \cdot R_S{}^2/m^2} \qquad P_L = \frac{E^2}{R_S} \cdot \frac{m}{(m+1)^2} \qquad \text{Equação 4}$$

Substituindo-se as Equações 4 e 1 em 3:

$$n = \frac{E^2}{R_S} \cdot \frac{m}{(m+1)^2} \cdot \frac{4R_S}{E^2} \qquad n = \frac{4m}{(m+1)^2} \qquad \text{Equação 5}$$

Exercício 1: Um gerador possui uma FEM de 6 V e uma resistência de 2,25 Ω. Calcular:

a) A potência disponível, P_{as}.

b) O fator de descasamento e a eficiência para uma carga de 4,5 Ω.

Solução:

a) Utilizando-se a Equação 1, tem-se:

$$P_{as} = \frac{6^2}{4 \cdot 2{,}25} = 4 \text{ W}$$

b) Utilizando-se a Equação 2, tem-se:

$$m = \frac{2{,}25}{4{,}5} = 0{,}5$$

c) Utilizando-se a Equação 5, tem-se:

$$n = \frac{4 \cdot 0{,}5}{(0{,}5 + 1)^2} = 0{,}888$$

Exercício 2: Calcular a potência na carga para os valores obtidos no Exercício 1.

Utilizando-se a Equação 3, tem-se:

$P_L = 0{,}888 \cdot 4 = 3{,}56$ W

Exercício 3: Calcular os valores de m para uma eficiência de 50%.

Utilizando-se a Equação 5, tem-se:

$0{,}5\ (m + 1)^2 = 4m;\ 0{,}5\ (m^2 + 2m + 1) - 4m = 0$

$0{,}5m^2 + m + 0{,}5 - 4m = 0;\ 0{,}5m^2 - 3m + 0{,}5 = 0$

$$m = \frac{3 \pm \sqrt{9 - 4 \cdot 0{,}5 \cdot 0{,}5}}{2 \cdot 0{,}5} \rightarrow m = 3 \pm \sqrt{8}$$

$m_1 = 5{,}83$

$m_2 = 0{,}172$

Exercício 4: Para o gerador do Exercício 1, utilizando os valores de *m* obtidos no exercício anterior, determinar os valores de R_L para uma eficiência de 50%.

Utilizando-se a Equação 2, tem-se:

$$R_{L1} = \frac{2{,}25}{5{,}83} = 0{,}386\ \Omega$$

$$R_{L2} = \frac{2{,}25}{0{,}172} = 13{,}08\ \Omega$$

Analisando-se os diversos resultados obtidos, verifica-se a importância do casamento de impedâncias para o aproveitamento de toda a potência disponível de um gerador.

Dispositivos Casadores de Impedâncias

Existem diversos dispositivos que podem ser utilizados para o casamento de impedâncias entre um gerador e uma carga:

a) transformadores;

b) redes LC, baseadas na ressonância;

c) linhas de transmissão.

Os transformadores utilizados em circuitos de RF podem apresentar diversos formatos, de acordo com sua utilização. O tipo mais comum é o transformador sintonizado de RF. É constituído por dois ou mais enrolamentos, sendo que pelo menos um deles, o de maior impedância, é sintonizado na freqüência do sinal, Figura 2.

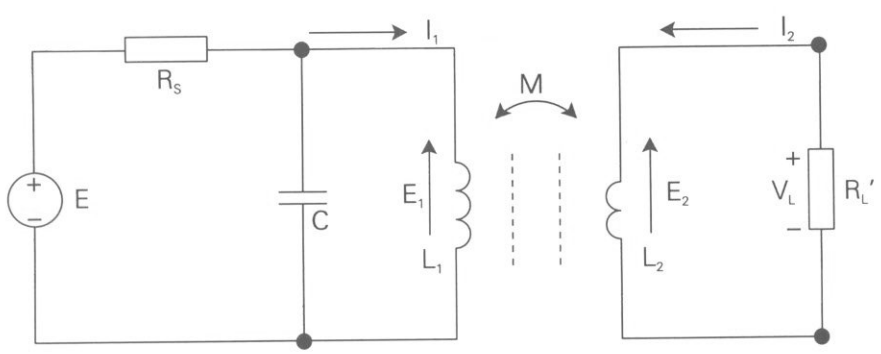


Figura 2 Transformador de RF sintonizado, utilizado como casador de impedância.

Com o transformador em circuito aberto, têm-se as seguintes relações:

$$X_1 = \frac{E_1}{I_1} = j\omega L_1$$ Equação 6

$$X_2 = \frac{E_2}{I_2} = j\omega L_2 \qquad \textbf{Equação 7}$$

$$X_M = \frac{E_1}{I_2} = j\omega M \qquad \textbf{Equação 8}$$

ou

$$X_M = \frac{E_2}{I_1} = j\omega M \qquad \textbf{Equação 9}$$

A medição dos valores de X_1, X_2 e X_M pode ser feita com o auxílio de um gerador de sinais, um milivoltímetro e um miliamperímetro, todos apropriados para a faixa de freqüência de operação (Figura 3).

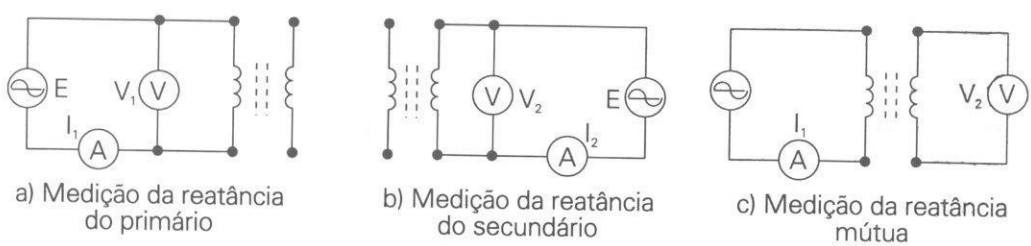


Figura 3 Esquema para medição das reatâncias do transformador.

Exercício 5: Num transformador de RF foram medidos os seguintes valores, para uma freqüência de 4 MHz:

a) No primário: $V_1 = 1$ V e $I_1 = 11{,}7$ mA

b) No secundário: $V_2 = 1$ V e $I_2 = 119$ mA

c) Primário/secundário: $I_1 = 11{,}7$ mA e $V_2 = 172$ mV

Calcular:

a) Indutância do primário, L_1;

b) Indutância do secundário, L_2;

c) Indutância mútua, M.

Solução:

a) $X_1 = V_1/I_1 = 1/(11{,}7 \cdot 10^{-3}) = 85{,}5\ \Omega$

$\omega = 2\ \pi\ f = 25{,}1 \cdot 10^6$ rad/s

$L_1 = X_1/\omega = 85{,}5/(25{,}1 \cdot 10^6) = 3{,}41\ \mu H$

b) $X_2 = V_2/I_2 = 1/(119 \cdot 10^{-3}) = 8{,}4\ \Omega$

$L_2 = X_2/\omega = 8{,}4/(25{,}1 \cdot 10^6) = 335$ nH

c) $X_M = V_2/I_1 = 172 \cdot 10^{-3}/(11{,}7 \cdot 10^{-3}) = 14{,}7\ \Omega$

$M = X_M/\omega = 14{,}7/(25{,}1 \cdot 10^6) = 586$ nH

O transformador pode ser analisado como um circuito equivalente composto por três indutores em T, sem acoplamento magnético (Figura 4).

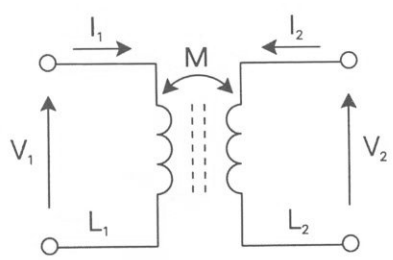


Figura 4a Transformador.

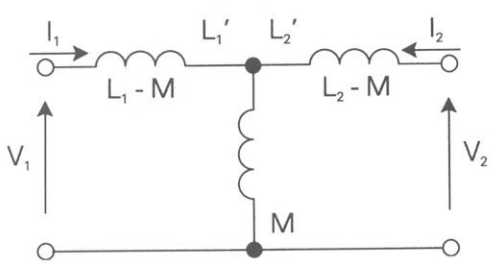


Figura 4b Circuito equivalente "T" do transformador.

Exercício 6: Utilizando os dados do exercício anterior, calcular o circuito equivalente "T" do transformador.

Solução:

Do circuito equivalente do transformador apresentado na Figura 3b, tem-se:

$L_1' = L_1 - M = 3{,}41 - 0{,}586 = 2{,}82\ \mu H$

$L_2' = L_2 - M = 335 - 586 = -251\ nH$

O transformador pode, também, ser analisado como um quadripólo Z (Figura 5).

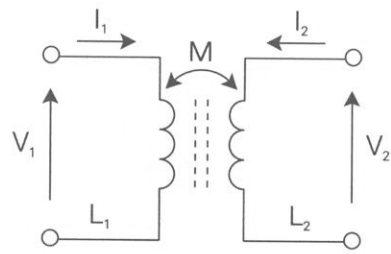


Figura 5a Transformador.

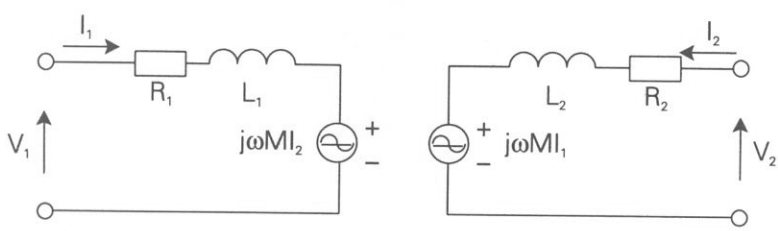


Figura 5b Quadripólo Z.

Os valores do quadripólo "Z" podem ser obtidos da seguinte maneira:

$$Z_{11} = \frac{V_1}{I_1}\bigg|_{I_2 = 0} = R_1 + j\omega L_1 \qquad \text{Equação 10}$$

$$Z_{12} = \frac{V_1}{I_2}\bigg|_{I_1 = 0} \qquad \text{Equação 11}$$

$$Z_{21} = \left.\frac{V_2}{I_1}\right|_{I_2 = 0} \qquad \text{Equação 12}$$

$$Z_{22} = \left.\frac{V_2}{I_2}\right|_{I_1 = 0} = R_2 + j\omega L_2 \qquad \text{Equação 13}$$

Todas as medições são feitas com o transformador em aberto.

As resistências R_1 e R_2 representam as perdas do primário e secundário, respectivamente. Um meio simples de medi-las consiste em colocar em série com o enrolamento um capacitor que cancele a reatância indutiva. Em seguida, mede-se V e I no enrolamento, cuidando que ambos estejam em fase. O valor da resistência será o quociente entre a tensão e a corrente.

O quadripólo Z permite um cálculo mais simples das principais relações de um transformador, como a impedância de entrada, de saída, resposta em freqüência e relação de transformação. Para isso, basta analisar-se o circuito da Figura 6.

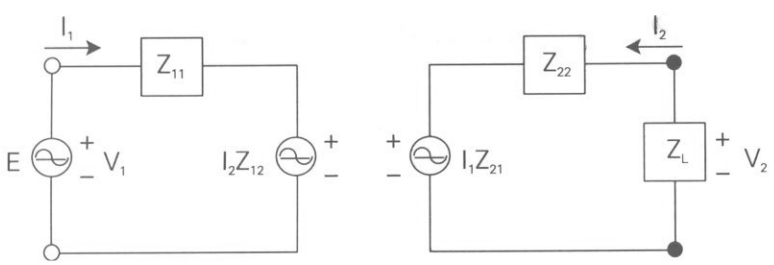


Figura 6 Quadripólo do transformador com carga.

Cálculo de Z_I; $Z_I = \dfrac{V_1}{I_1}$

$$V_1 = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12} \qquad \text{Equação 14}$$

$$V_2 = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22} \qquad \text{Equação 15}$$

$$V_2 = -I_2 Z_L \qquad \text{Equação 16}$$

Substituindo-se a última equação na penúltima e isolando-se I_2, obtém-se:

$$I = -I_2 Z_L = I_1 Z_{21} + I_2 Z_{22};\ 0 = I_1 Z_{21} + I_2 (Z_{22} + Z_L)$$

$$I_2 = - I_1 \frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_L}$$

$$V_1 = I_1 Z_{11} - I_1 \frac{Z_{21}}{Z_{22} + Z_L} \cdot Z_{12}$$

$$Z_I = \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} - \frac{Z_{21} Z_{12}}{Z_{22} + Z_L} \qquad \text{Equação 17}$$

Como $Z_{21} = Z_{12}$

$$Z_I = Z_{11} - \frac{Z_{21}^2}{Z_{22} + Z_L} \qquad \text{Equação 18}$$

Cálculo de Z_o: Para o cálculo de Z_o, supõe-se um gerador aplicado na saída do transformador e uma impedância Z_S conectada em sua entrada. Tem-se: $V_1 = - I_1 Z_S$. Substituindo-se na Equação 14 e isolando-se I_1:

$$- I_1 Z_S = I_1 Z_{11} + I_2 Z_{12}$$

$$- I_1 Z_S - I_1 Z_{11} = I_2 Z_{12}$$

$$I_1 = -I_2 \frac{Z_{12}}{Z_S + Z_{11}}$$

Substituindo na Equação 15:

$$V_2 = - I_2 \frac{Z_{12}}{Z_S + Z_{11}} \cdot Z_{21} + I_2 Z_{22}$$

$$Z_o = Z_{22} - \frac{Z_{12} \cdot Z_{21}}{Z_S + Z_{11}}$$

Fazendo-se $Z_{12} = Z_{21}$:

$$Z_o = Z_{22} - \frac{Z_{21}^2}{Z_{11} + Z_S} \qquad \text{Equação 19}$$

Cálculo de V_2/V_1: Isola-se I_2 na Equação 16 e substitui-se na Equação 15. Em seguida, isola-se I_1 na Equação 15 e substitui-se na Equação 14. Observe que $Z_{12} = Z_{21}$.

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{Z_{11}Z_{21} + Z_{22}Z_{11} - Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}Z_L}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{Z_{21}Z_L}{Z_{11}(Z_L + Z_{22}) - Z_{21}^2} \qquad \text{Equação 20}$$

Cálculo de V_1/V_2: Fazendo-se $I_1 = -V_1/Z_1$; $Z_{12} = Z_{21}$ e isolando-se I_2 nas Equações 14 e 15, tem-se:

$$V_1\left(\frac{1}{Z_{21}} + \frac{Z_{11}}{Z_{21}Z_S} - \frac{Z_{21}}{Z_{22}Z_S}\right) = \frac{V_2}{Z_{22}}$$

$$\frac{V_1}{V_2}\left(\frac{Z_{22}Z_S + Z_{11}Z_{22} - Z_{21}^2}{Z_{21}Z_{22}Z_S}\right) = \frac{1}{Z_{22}}$$

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{Z_{21}Z_S}{Z_{22}(Z_{11} + Z_S) - Z_{21}^2} \qquad \text{Equação 21}$$

Cálculo de I_2/I_1: Fazendo-se $I_2 = -V_2/Z_L$ e $I_1 = V_1/Z_I$, tem-se:

$$\frac{I_2}{I_1} = -\frac{V_2}{V_1} \cdot \frac{Z_I}{Z_L}$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{-Z_{21} \cdot Z_L}{Z_{11}(Z_{22} + Z_L) - Z_{21}^2} \cdot \left(Z_{11} - \frac{Z_{21}^2}{Z_{22} + Z_L}\right) \cdot \frac{1}{Z_L}$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{-Z_{21}}{Z_{11}(Z_{22} + Z_L) - Z_{21}^2} \cdot \frac{Z_{11}(Z_{22} + Z_L) - Z_{21}^2}{Z_{22} + Z_L}$$

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{-Z_{21}}{Z_{22} + Z_L} \qquad \text{Equação 22}$$

Cálculo de I_1/I_2; Fazendo-se $I_1 = -V_1/Z_S$ e $I_2 = V_2/Z_o$, tem-se:

$$\frac{I_1}{I_2} = -\frac{V_1}{V_2}\frac{Z_o}{Z_S}$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{-Z_{21}Z_S}{Z_{22}(Z_{11} + Z_S) - Z_{21}^2} \cdot \left(Z_{22} - \frac{Z_{21}^2}{Z_{11} + Z_S}\right) \cdot \frac{1}{Z_S}$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{-Z_{21}\,Z_S}{Z_{22}\,(Z_{11} + Z_S) - Z_{21}^{\,2}} \cdot \frac{Z_{22}\,(Z_{11} + Z_S) - Z_{21}^{\,2}}{Z_{11} + Z_S}$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{-Z_{21}}{Z_{11} + Z_S} \qquad \text{Equação 23}$$

Exercício 7: A Figura 7 apresenta o desenho de um transformador de RF. As medições efetuadas, de acordo com a Figura 3, forneceram os seguintes valores, na freqüência de 10 MHz:

a) $V_1 = 1$ V; $I_1 = 8{,}84$ mA

b) $V_2 = 1$ V; $I_2 = 62{,}4$ mA

c) $I_1 = 8{,}84$ mA; $V_2 = 88{,}9$ mV

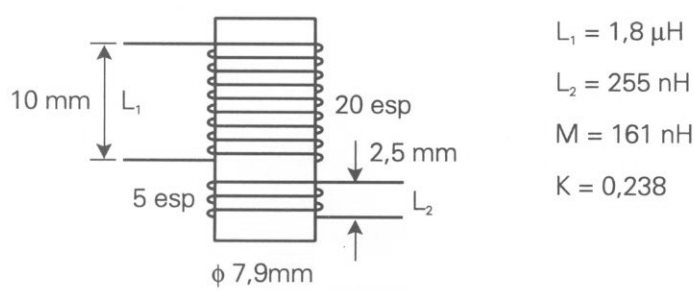


Figura 7 Transformador de RF, construído em forma de PVC, núcleo de ar, condutor esmaltado de 0,5 mm.

Calcular:

a) Indutância do primário, L_1;

b) Indutância do secundário, L_2;

c) Indutância mútua, M;

d) Coeficiente de acoplamento, k.

Para uma carga $R_L = 100\ \Omega$, calcular:

e) Impedância de entrada, Z_I;

f) Admitância de entrada, Y_I;

g) Valor do capacitor de sintonia em paralelo, C.

Com o capacitor de sintonia, calcular:

h) Impedância de entrada, Z_I;

i) A relação V_2/V_1.

Solução:

a) $X_1 = \dfrac{E_1}{I_I} = \dfrac{1}{8{,}84 \cdot 10^{-3}} = 113\,\Omega,\ Z_{11} = j113\,\Omega$

$\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 10 \cdot 10^6 = 62{,}8 \cdot 10^6$ rad/s

$L_1 = X_1/\omega = 113/(62{,}8 \cdot 10^6) = 1{,}8\ \mu H$

b) $X_2 = \dfrac{E_2}{I_2} = \dfrac{1}{62{,}4 \cdot 10^{-3}} = 16\,\Omega,\ Z_{22} = j16\,\Omega$

$L_2 = X_2/\omega = 16/(62{,}8 \cdot 10^6) = 255$ nH

c) $X_M = \dfrac{V_2}{I_1} = \dfrac{88{,}9 \cdot 10^{-3}}{8{,}84 \times 10^{-3}} = 10{,}1\,\Omega;\ Z_{21} = Z_{12} = j10{,}1\,\Omega$

$M = X_M/\omega = 10{,}1/(62{,}8 \cdot 10^6) = 161$ nH

d) O coeficiente de acoplamento é dado por:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \qquad \text{Equação 24}$$

$$k = \frac{0{,}161}{\sqrt{1{,}8 \cdot 0{,}255}} = 0{,}238$$

e) Com o auxílio da Equação 18:

$$Z_I = j113 - \frac{(j10{,}1)^2}{100 + j16} = j113 - \frac{-102}{100 + j16}$$

$Z_I = j113 - (-0{,}995 + j0{,}159)$

$Z_I = 0{,}995 + j112{,}84\,\Omega$

f) $Y_I = 1/Z_I = 1/(0{,}995 + j112{,}84) = 0{,}0781 - j8{,}86$ mS

$Y_I = 0{,}0781 - j8{,}86$ mS

g) O capacitor de sintonia em paralelo deve apresentar uma susceptância capacitiva, B_C, igual, em módulo, à susceptância de entrada, B_I, ou seja:

$$|B_C| = |B_I| \qquad \text{Equação 25}$$

$$B_C = 8{,}86 \text{ mS}$$

Como $BC = \omega C$, tem-se:

$$C = B_C/\omega = 8{,}86 \cdot 10^{-3}/(62{,}8 \cdot 10^6) \qquad \text{Equação 26}$$

$$C = 141 \text{ pF}$$

h) Com o capacitor conectado em paralelo, a admitância de entrada total, é dada por:

$$Y_{IT} = Y_I + B_C \qquad \text{Equação 27}$$

$$Y_{IT} = 0{,}0781 + j8{,}86 - j8{,}86$$

$$Y_{IT} = 0{,}0781 \text{ mS}$$

$$Z_{IT} = 1/Y_{IT} \qquad \text{Equação 28}$$

$$Z_{IT} = 1/(0{,}0781 \cdot 10^{-3}) = 12{,}8 \text{ k}\Omega$$

i) Com o auxílio da Equação 20, calcula-se V_2/V_1:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{j10{,}1 \cdot 100}{j113(100 + j16) - (j10{,}1)^2} = \frac{j1010}{(-1808 + j11300) + 102}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = 0{,}0874 - j0{,}0132 = 0{,}0884 \; \underline{\lfloor -8{,}59^\circ}$$

O projeto de um transformador casador de impedâncias deve ser efetuado tendo em vista duas características:

a) A relação Z_I/Z_L, conhecida como "relação de transformação de impedâncias". Esta característica depende, principalmente, da indutância mútua, M, ou seja, de Z_{21}.

b) Largura de faixa, BW, que é função de Z_{11}.

Transformadores com o Primário Sintonizado

Começando o projeto pela largura de faixa, devemos observar as relações apresentadas no capítulo referente aos filtros LC. Dessa maneira, *BW será proporcional ao valor de* Z_{11} (admite-se que Z_S seja maior de Z_L, ou seja, o transformador é um elevador de impedância). Assim, transformadores com um elevado número de espiras terão uma largura de faixa grande, mantidos constantes os outros fatores. Isso acontece porque a indutância aumenta com o número de espiras. Analisando-se o circuito da Figura 2, para um transformador com perdas desprezíveis, tem-se:

$$R_t = \frac{R_S \cdot R_P}{R_S + R_P} \qquad \text{Equação 29}$$

onde:

$$R_p = \frac{1}{G_I} \qquad \text{Equação 30}$$

sendo que G_I é a parte real de admitância de entrada do transformador, Y_I, dada por:

$$Y_I = 1/Z_I \qquad \text{Equação 31}$$

Para a máxima transferência de potência, R_P deve ser igual a R_S. Portanto:

$$R_t = \frac{R_S}{2} \qquad \text{Equação 32}$$

A Figura 8 mostra o circuito equivalente paralelo do transformador, válido para a freqüência de ressonância. A largura de faixa, BW, é dada por:

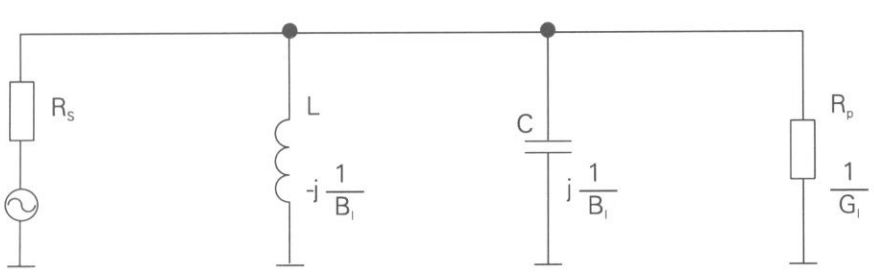


Figura 8 Circuito equivalente paralelo do transformador.

$$BW = f_o/Q \qquad \text{Equação 33}$$

onde:

$$Q = R_t/X \qquad \text{Equação 34}$$

sendo:

$$X = X_L = X_C = \frac{1}{B_I} \qquad \text{Equação 35}$$

Exercício 8: A partir dos valores do Exercício 7, determine a largura de faixa do transformador. No item "e" foi calculado $Z_I = 0{,}995 + j112{,}84\ \Omega$, o que resulta em $Y_I = 0{,}0781 - j8{,}86$ mS. A freqüência central, f_o, é de 10 MHz.

Solução:

$R_P = 1/G_I = 1/(0{,}0781 \cdot 10^{-3}) = 12{,}8\ k\Omega$

Para o casamento de impedância, R_S deve ser de 12,8 kΩ. Portanto:

$R_t = 12{,}8 \cdot 10^3/2 = 6{,}4\ k\Omega$

O valor de X é dado por:

$X = 1/(8{,}86 \cdot 10^{-3}) = 113\ \Omega$

Portanto o fator de qualidade fica:

$Q = 6{,}4 \cdot 10^3/113 = 56{,}7$, e a largura de faixa

$BW = 10 \cdot 10^6/56{,}7 = 176$ kHz.

Num projeto prático, a freqüência central, a largura de faixa e a impedância do gerador e da carga são os valores fornecidos, sendo o transformador calculado em função desses dados. Sendo assim, é necessário um conjunto de equações que satisfaça aos novos requisitos.

Cálculo dos Parâmetros do Transformador

O projeto de um transformador inicia-se com o enrolamento de maior impedância, no caso L_1, que irá determinar a largura de faixa do mesmo. Em seguida deve-se escolher um valor conveniente para L_2, função da relação entre a impedância do gerador, R_S, e da carga, R_L. Finalmente, determina-se a indutância mútua, M.

Isolando-se R_I e X_I, a partir da Equação 18, chega-se a:

$$R_I = \frac{(R_L + R_{22})\, X_{21}{}^2 + (R_L + R_{22})^2\, R_{11} + (X_L + X_{22})^2\, R_{11}}{(R_L + R_{22})^2 + (X_L + X_{22})^2} \qquad \text{Equação 36}$$

$$X_I = \frac{(R_L + R_{22})^2\, X_{11} + (X_L + X_{22})\,[(X_{22} + X_L)X_{11} - X_{21}{}^2]}{(R_L + R_{22})^2 + (X_L + X_{22})^2} \qquad \text{Equação 37}$$

Caso se desprezem as perdas do secundário, podem-se obter expressões mais simples:

$$R_I \cong X_{21}{}^2 \frac{R_L}{R_L{}^2 + X_{22}{}^2} + R_{11} \qquad \text{Equação 38}$$

$$X_I \cong X_{11} \frac{R_L{}^2}{R_L{}^2 + X_{22}{}^2} + X_{22} \frac{X_{22}\, X_{11} - X_{21}{}^2}{R_L{}^2 + X_{22}{}^2} \qquad \text{Equação 39}$$

A análise das Equações 38 e 39 mostra que se X_{22} for pequeno em relação a R_L e o coeficiente de acoplamento for próximo à unidade, então, pode-se calcular R_I e X_I por:

$$X_{22} \leq 0{,}2\, R_L \qquad \text{Equação 40}$$

$$R_I \cong \frac{X_{21}{}^2}{R_L} + R_{11} \qquad \text{Equação 41}$$

$$X_I \cong X_{11} \qquad \text{Equação 42}$$

De posse dessas equações, é preciso calcular os valores de R_I e X_I em função de R_P e X_P necessários. Para tal, usa-se a equivalência mostrada na Figura 9.

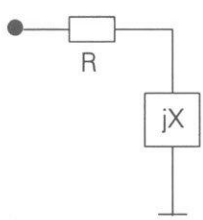


Figura 9a Circuito série.

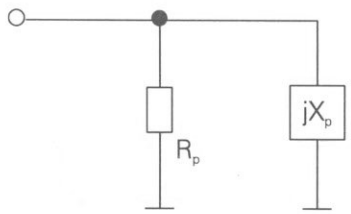


Figura 9b Circuito equivalente paralelo.

Igualando-se a impedância dos circuitos série e paralelo:

Circuito série:

$Z = R + jX$; $N = X/R$ Equação 43

Circuito paralelo:

$$Z_p = \frac{R_P\ jX_P}{R_P + jX_P}; \quad N = R_P/X_P \qquad \text{Equação 44}$$

$$R + jX = \frac{R_P \cdot jX_P}{R_P + jX_P}\ ;\ R + jX = \frac{R_P X_P^2 + jR_P^2 X_P^2}{R_P^2 + X_P^2}$$

Usando-se a parte real do 2º membro da Equação e fazendo-se $X_P^2 = R_p^2/N^2$, tem-se:

$$R = \frac{R_P \cdot X_P^2}{R_P^2 + X_P^2}\ ;\ R\left(R_P^2 + X_P^2\right) = R_P X_P^2\ ;\ R\left(R_P^2 + \frac{R_P^2}{N^2}\right) = R_P \frac{R_P^2}{N^2}\ ;\ \frac{N^2}{R_P^2}\left(R_P^2 + \frac{R_P^2}{N^2}\right) = \frac{R_P}{R}$$

$$N^2 + 1 = \frac{R_P}{R}\ ;$$

$$R = \frac{R_P}{N^2 + 1} \qquad \text{Equação 45}$$

e

$$N = \sqrt{\frac{R_P}{R} - 1} \qquad \text{Equação 46}$$

A Equação 45 pode ser usada para calcular o valor de R_I em função de R_P e X_I. O valor de X_I será inversamente proporcional à largura de faixa desejada, e proporcional ao valor de R_P. Fazendo-se $R_P = R_S$ e usando as Equações 32, 33 e 34, tem-se:

$$X_P = R_P \frac{BW}{2 f_o} \qquad \text{Equação 47}$$

$$R_I = \frac{R_P}{N^2 + 1} \qquad \text{Equação 48}$$

$$N = 2 \frac{f_o}{BW} \qquad \text{Equação 49}$$

Admitindo-se, de início, que $X_{11} \cong X_I \cong X_P$

$$X_{11} \cong 0{,}5\ R_P \frac{BW}{f_o} \qquad \text{Equação 50}$$

O valor de X_{22} pode ser obtido da Equação 40, aqui repetida:

$X_{22} \leq 0{,}2\ R_L$

O valor de X_{21} pode ser obtido a partir da Equação 36, o que resulta, após algumas simplificações, em:

$$X_{21} \cong \sqrt{\frac{R_L^{\,2} + X_{22}^{\,2}}{2 R_L} \cdot \left[R_P - \sqrt{R_P^{\,2} - 4 X_{11}^{\,2}} \right]} \qquad \text{Equação 51}$$

Se $X_{22} << R_L$, X_{21} pode ser obtido das Equações 41, 48 e 49:

$$X_{21} \cong \frac{1}{2 f_o} \sqrt{R_L (R_P BW^2 - 4 f_o^{\,2} R_{11})} \qquad \text{Equação 52}$$

Observe que existe um limite mínimo de BW, que pode ser obtido da Equação 52.

$$BW \geq 2 f_o \sqrt{\frac{R_{11}}{R_P}} \qquad \text{Equação 53}$$

Se o valor de BW for igual ao mínimo, isso significa que X_{21} será igual a zero e nenhuma energia será transferida para o secundário. Nesse caso, toda a energia será dissipada no primário e a eficiência do transformador será nula. A eficiência do transformador pode ser calculada pela Equação 54, deduzida a partir do circuito da Figura 10.

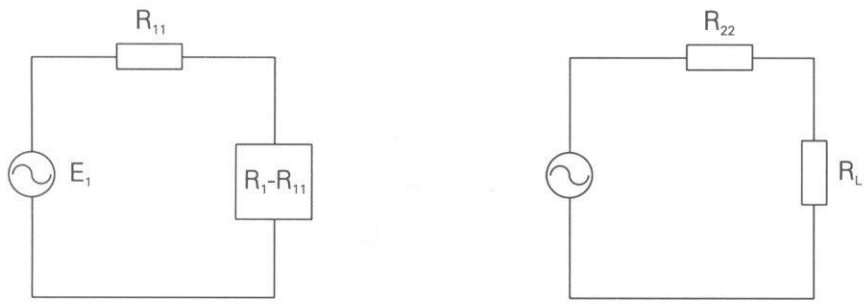


Figura 10 Circuito equivalente com perdas no primário.

A eficiência total é igual ao produto da eficiência do primário pela do secundário:

$$n = n_P \cdot n_S$$

$$n_P = \frac{R_I - R_{11}}{R_I} \; ; \; n_S = \frac{R_L}{R_L + R_{22}}$$

$$n = \frac{R_I - R_{11}}{R_I} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_{22}} \qquad \text{Equação 54}$$

Exercício 9: Calcular um transformador com os seguintes dados: f = 10 MHz; BW= 500 kHz; $Q_o = 250$; $R_P = 5\ k\Omega$ e $R_L = 500\ \Omega$.

a) Cálculo do primário: Usando-se a Equação 50:

$$X_{11} = 0{,}5 \cdot (5 \cdot 10^3 \cdot 500 \cdot 10^3)/(10 \cdot 10^6) = 125\ \Omega$$

O fator de qualidade em aberto, Q_o, permite calcular R_{11} através de:

$$R_{11} = X_{11}/Q_o \qquad \text{Equação 55}$$

$$R_{11} = 125/250 = 0{,}5\ \Omega$$

b) Cálculo do secundário: Utilizando-se a Equação 40:

$$X_{22} \leq 0{,}2 \cdot 500 \; ; \; X_{22} \leq 100\ \Omega$$

Arbitrariamente escolhe-se um valor apropriado para X_{22}, tal como 50 Ω.

c) Cálculo da indutância mútua: Utilizando-se a Equação 52:

$$X_{21} \cong \frac{1}{2 \cdot 10 \cdot 10^6} \sqrt{500 \cdot \left[5 \cdot 10^3 \cdot (500 \cdot 10^3)^2 - 4(10 \cdot 10^6)^2\ 0{,}5\right]}$$

$$X_{21} \cong 36{,}2\ \Omega$$

Exercício 10: Com os dados obtidos no exercício anterior, calcular a impedância de entrada, o capacitor de sintonia, a resistência em paralelo e o rendimento do transformador.

a) Cálculo da impedância de entrada: Utilizando-se a Equação 18:

$$Z_I = 0{,}5 + j125 - \frac{(j36{,}2)^2}{j50 + 500} = 3{,}09 + j125\ \Omega$$

b) Cálculo do capacitor de sintonia: Utilizando-se as Equações 25 e 26:

$$Y_I = 1/Z_I = 0{,}199 - j8{,}01\ \text{mS}$$

$$C = 8{,}01 \cdot 10^{-3}/(2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^6) = 127\ \text{pF}$$

c) Cálculo da resistência paralela: Utilizando-se:

$$R_P = 1/G_I$$

$$R_P = 1/(0{,}199 \cdot 10^{-3}) = 5{,}03\ \text{k}\Omega$$

d) Cálculo da eficiência do transformador: Utilizando-se a Equação 54:

$$n = \frac{3{,}09 + 0{,}5}{3{,}09} \cdot \frac{500}{500 + 0} = 0{,}838$$

O cálculo da resistência paralela foi efetuado para constatar o acerto do procedimento utilizado, uma vez que algumas das equações são aproximadas. O valor obtido para R_P, de 5,03 kΩ, é quase exatamente o valor pedido, mostrando que os valores das demais impedâncias estão corretos.

Um outro aspecto que precisa ser mencionado é a relação que existe entre os valores de X_{11}, X_{21}, X_{22} e k, o coeficiente de acoplamento. Num transformador real, nem sempre é possível arbitrar-se o valor de X_{22}, uma vez que isso obriga que o valor de k seja determinado, a partir da Equação 24, como sendo:

$$k = \frac{X_{21}}{\sqrt{X_{11}X_{22}}} \qquad \text{Equação 56}$$

O valor de k obtido pela Equação 56 deve ser utilizado no projeto do transformador.

Às vezes, o valor de k não é o mais conveniente. Isso acontece, por exemplo, quando se utiliza um transformador com núcleo de ferrite com pequeno entreferro, sendo o secundário enrolado sobre o primário. Nesse caso, o coeficiente de acoplamento é unitário, obrigando o cálculo de X_{22} a partir da Equação 56, resultando em:

$$X_{22} = \frac{1}{k^2} \cdot \frac{X_{21}^2}{X_{11}}$$ Equação 57

Exercício 11: Recalcular o valor de X_{22}, do Exercício 9, sendo dado: k = 0,8.

Solução:

Utilizando-se os valores de X_{11} e X_{21} obtidos no Exercício 9 e a Equação 57, tem-se:

$$X_{22} = \frac{1}{0,8^2} \cdot \frac{36,2^2}{125} = 16,4\,\Omega$$

Casadores de Impedâncias com Redes LC

Redes LC são muito utilizadas como casadores de impedâncias devido à facilidade da execução prática dos projetos teóricos. Ao contrário dos transformadores (que necessitam de um projeto cuidadoso da geometria do núcleo e da disposição dos enrolamentos primário e secundário, para garantir o coeficiente de acoplamento desejado), as redes LC facilitam o projeto do circuito, uma vez que seu funcionamento não depende do acoplamento magnético entre os circuitos.

A rede LC mais simples é constituída por apenas um indutor e um capacitor, conforme mostrado na Figura 11. Observe que o capacitor de sintonia é colocado em paralelo com a resistência de maior valor. Os valores de X_P e X, necessários para o casamento, são calculados em função de R_P, a resistência de maior valor e R_S, a resistência de menor valor, utilizando-se as Equações 46, 43 e 44.

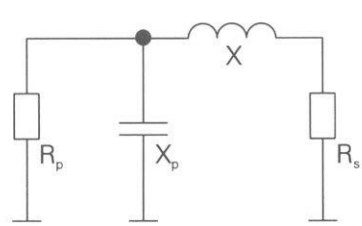


Figura 11a Rede LC casadora de impedâncias.

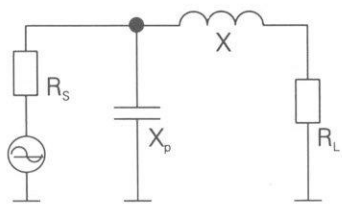


Figura 11b $R_S > R_L$.

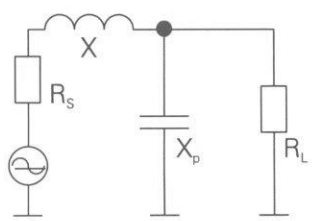


Figura 11c $R_S < R_L$.

Exercício 12: Calcular uma rede LC para casar uma carga de 50 Ω com um gerador de 1 kΩ. Calcular os valores de L e C para f = 3,5 MHz.

a) *Cálculo do valor de N:* Utilizando-se a Equação 46 e fazendo-se R_P = 1 kΩ e R = 50 Ω, tem-se:

$$N = \sqrt{\frac{1000}{50} - 1} = 4{,}36$$

b) *Cálculo do valor de X:* Utilizando-se a Equação 43, tem-se:

$X = N \cdot R = 4{,}36 \cdot 50 = 218\ \Omega$

c) *Cálculo do valor de X_P:* Utilizando-se a Equação 44, tem-se:

$X_P = R_P/N = 1000/4{,}36 = 229{,}4\ \Omega$

d) *Cálculo do capacitor:* É calculado por:

$$C = \frac{1}{\omega\ X_C} \qquad \text{Equação 58}$$

e

$$\omega = 2\pi f \qquad \text{Equação 59}$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot 3{,}5 \cdot 10^6 = 22\ \text{Mrad/s}$$

$$C = \frac{1}{22 \cdot 10^6 \cdot 229{,}4} = 198{,}2\ \text{pF}$$

e) *Cálculo do indutor:* É calculado:

$$L = X_L/\omega \qquad \text{Equação 60}$$

$$L = 218/(22 \cdot 10^6) = 9{,}91\ \mu\text{H}$$

A rede calculada dessa maneira funciona corretamente, desde que se tenha em mente as seguintes limitações:

a) O fator de qualidade dos componentes, principalmente o indutor, deve ser muito maior que N.

b) Os valores de LC devem ser realizáveis dentro de condições que os aproximem dos componentes ideais, na freqüência de operação da rede.

Em função dessas limitações e considerando um fator de qualidade, Q_o, de pelo menos 100, o valor de N não deverá ultrapassar 10 ou 15. Isso limita a relação de transformação de impedâncias em cerca de 200, para uma eficiência superior a 90%.

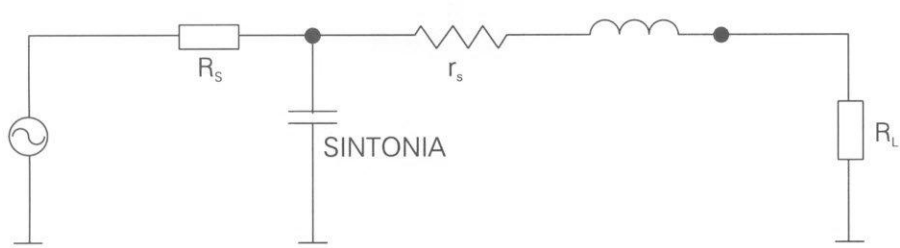


Figura 12 Circuito equivalente do casador de impedâncias, onde r_s representa as perdas do indutor.

Baseado na Equação 2, é possível calcular-se o rendimento do casador de impedâncias em função do fator de qualidade do indutor, Q_o, utilizando-se um raciocínio semelhante ao empregado anteriormente, quando da análise da Figura 10. Utilizando-se:

$$n = \frac{e^2/R_L}{e^2/(r_S + R_L)}$$

$$n = \frac{R_L}{r_S + R_L} \qquad \text{Equação 61}$$

$$r_S = \frac{X}{Q_o} \qquad \text{Equação 62}$$

Fazendo-se $R = R_L$, na Equação 43, substituindo-a na Equação 62 e, essa última, na Equação 61, tem-se:

$$n = \frac{Q_o}{N + Q_o} \qquad \text{Equação 63}$$

Exercício 13: Calcular a eficiência da rede casadora de impedância do exercício anterior, considerando o fator de qualidade do indutor, Q_o, igual a 150.

Utilizando a Equação 63 e o valor de n calculado no Exercício 12, tem-se:

$$n = \frac{150}{4{,}36 + 150} = 0{,}972$$

A Equação 63 mostra que n deve ser pequeno em relação a Q_o para que a eficiência do casador de impedância seja mantida elevada.

Casamento de Impedâncias com Cargas Reativas

Cargas que contenham elementos reativos podem ser casadas, desde que a parte reativa seja anulada. Isso é conseguido com o uso de um elemento reativo que cancele a reatância da carga. Esse elemento pode ficar em série ou em paralelo com a carga, quando se terá, respectivamente, compensação série ou paralela. A compensação série preserva o valor da parte resistiva. A compensação paralela, contudo, aumenta o valor da parte resistiva (Figura 13).

Analisando-se a compensação série da Figura 13a, observa-se que o capacitor C_2 cancela a parte reativa da carga. Na Figura 13b a reatância de C_2 foi absorvida por L_1, resultando numa reatância indutiva igual a 198 Ω, ou seja, a diferença entre a reatância de L_1 e C_2, da Figura 13a. Na Figura 13c, foi adotada a compensação em paralelo. Ela é muito utilizada em transmissores das faixas de VHF e UHF, onde os transistores apresentam uma certa quantidade de reatância indutiva, tanto na entrada quanto na saída.

Exercício 14: Calcular a rede casadora de impedâncias da Figura 13c, para a freqüência de 3,5 MHz.

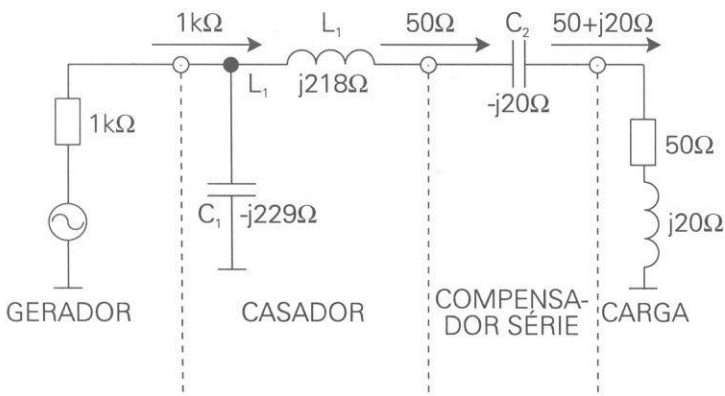


Figura 13a Casador com carga indutiva e compensação série.

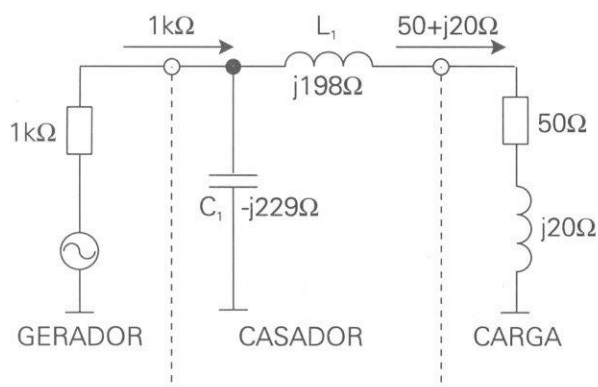


Figura 13b C_2 foi absorvido por L_1.

Solução:

a) Como é desejada compensação paralela, calcula-se a admitância da carga, Y_L:

$$Y_L = 1/Z_L = \frac{1}{50 + j20} = 17{,}2 - j6{,}90\,\text{mS}$$

b) A resistência da carga é igual ao inverso da parte real de Y_L. A reatância do capacitor é igual ao inverso da parte imaginária de Y_L, com o sinal trocado.

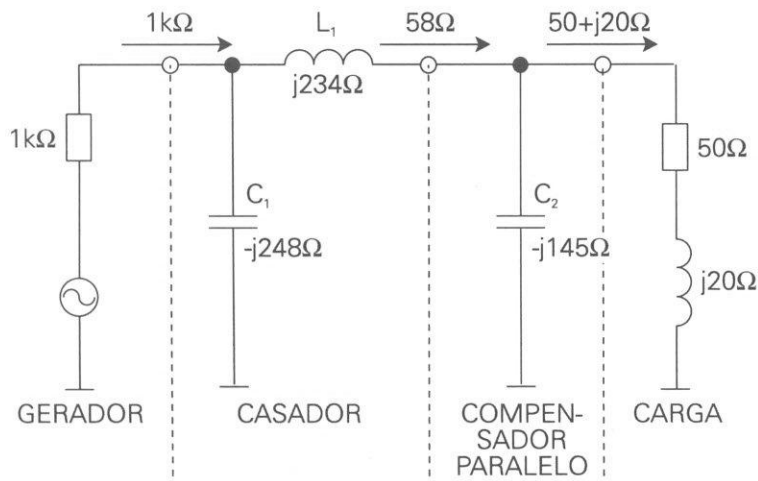


Figura 13c Casador com carga indutiva e compensação paralela.

$$R_L = \frac{1}{G_L} \qquad \text{Equação 64}$$

$$X_{C2} = -\frac{1}{jB_L} \qquad \text{Equação 65}$$

Utilizando-se as últimas equações, tem-se:

$$R_L = \frac{1}{17{,}2 \cdot 10^{-3}} = 58\ \Omega$$

$$X_{C2} = -\frac{1}{-j6{,}9 \cdot 10^{-3}} = -j145\ \Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega\ X_{C_2}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3{,}5 \cdot 10^6 \cdot 145} = 314\ \text{pF}$$

c) *Cálculo de N:* Utilizando-se a Equação 46, tem-se:

$$N = \sqrt{\frac{1000}{58} - 1} = 4{,}03$$

d) *Cálculo de X:* Utilizando-se a Equação 43, tem-se:

$$X = N \cdot R = 4{,}03 \cdot 58 = 234\ \Omega$$

$$L_1 = \frac{X}{\omega} = \frac{234}{2 \cdot \pi \cdot 3{,}5 \cdot 10^6} = 10{,}6\,\mu H$$

e) *Cálculo de X_P:* Utilizando-se a Equação 44, tem-se:

$$X_p = R_p/N = 1000/4{,}03 = 248\ \Omega$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega X_p} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 3{,}5 \cdot 10^6 \cdot 248} = 183\,pF$$

As redes casadoras de impedâncias analisadas até agora utilizaram indutores em série com o sinal. A razão para esse procedimento é que as redes atuam como filtros passa-baixa. Em transmissores de rádio, isso ajuda a reduzir a quantidade de harmônicos presentes no sinal transmitido entre os estágios do transmissor e entre o último estágio e a antena.

Existem situações em que o melhor é usar um capacitor em série com o sinal. Multiplicadores de freqüência podem necessitar de filtros passa-alta para ajudar na eliminação da freqüência fundamental. O capacitor em série também é útil quando as impedâncias de gerador e carga estão, ambas, acima de 1 kΩ. O uso de indutores seria desaconselhável pela quantidade de indutância necessária, pelo menos nas freqüências inferiores a 50 MHz. O que foi dito acima pode ser melhor compreendido com a análise do exercício seguinte.

Exercício 15: Calcular o casador de impedâncias entre o coletor do transistor oscilador de portadora de um transmissor de 27 MHz, cuja impedância é de 6 kΩ, e a base do estágio separador, cuja impedância é de 500 Ω. A Figura 14 mostra o casador utilizado.

a) *Cálculo do valor de N:* Utilizando-se a Equação 46, tem-se:

$$N = \sqrt{6 \cdot \frac{10^3}{5 \cdot 10^2} - 1} = 3{,}32$$

b) *Cálculo do valor de X:* Utilizando-se a Equação 43, tem-se:

$$X = N \cdot R = 3{,}32 \cdot 500 = 1{,}66\ k\Omega$$

c) *Cálculo do valor do capacitor C_3:*

$$C_3 = \frac{1}{\omega \cdot X} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 27 \cdot 10^6 \cdot 1{,}66 \cdot 10^3} = 3{,}55\,pF$$

d) *Cálculo do valor de X_P*: Utilizando-se a Equação 44, tem-se:

$$X_P = \frac{R_P}{N} = \frac{6 \cdot 10^3}{3{,}32} = 1{,}81\ k\Omega$$

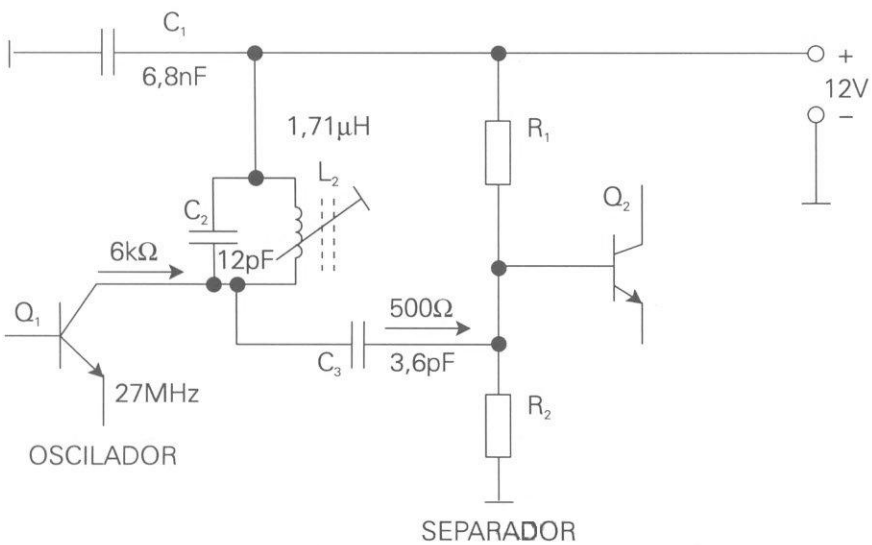


Figura 14 Rede casadora para impedâncias elevadas.

e) *Cálculo do valor de L_2:* O valor de X_P de 1,81 kΩ resultaria num indutor de 10,7 µH. Esse valor é bastante elevado para freqüência de operação, de 27 MHz. Isso ocorre porque num circuito prático haverá uma certa quantidade de capacitância em paralelo com o coletor do transistor oscilador. Estima-se essa capacitância em torno de 5 pF. É aconselhável, contudo, que um capacitor, no caso C_2, seja acrescentado em paralelo com a saída, para aumentar o fator de qualidade do circuito. A Figura 15 mostra o circuito equivalente do circuito da Figura 14.

O valor de C_2 foi arbitrado em 12 pF. Esse valor foi escolhido em função de ser um valor comercial suficientemente grande em relação a C_o, de 5 pF e C_1, de 3,3 pF. O valor de C_I é calculado da seguinte forma:

$$C_I = \frac{1}{\omega\ X_P} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 27 \cdot 10^6 \cdot 1{,}81 \cdot 10^3} = 3{,}3\ pF$$

O indutor de L_1 deve sintonizar a capacitância total do circuito, que é a soma de C_o, C_2 e C_I, e totaliza 20,3 pF.

$$L = \frac{1}{\omega^2 C}$$ Equação 66

$$L_1 = \frac{1}{(170 \cdot 10^6)^2 \cdot 20{,}3 \cdot 10^{-12}} = 1{,}71\mu H$$

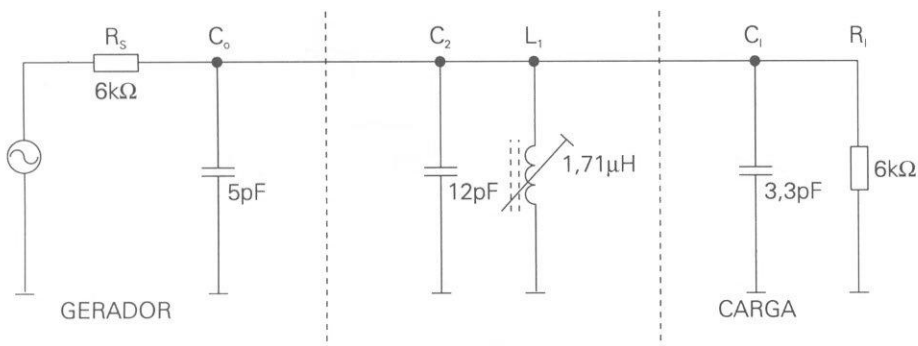


Figura 15 Circuito equivalente da Figura 14.

f) *Calcular a largura de faixa:* A largura de faixa, BW, é dada por:

$$BW = \frac{1}{2\,\pi\,R_t\,C_t}$$ Equação 67

$$BW = \frac{1}{2\,\pi \cdot 6 \cdot 10^3 \cdot 20{,}3 \cdot 10^{-12}} = 1{,}31\ MHz$$

Observação: *Caso o gerador seja um transistor ou válvula, não haverá efeito de carga do gerador sobre o filtro ou casador de impedância, não se computando seu efeito sobre a largura de faixa.*

Técnicas para Redução da Largura de Faixa

Às vezes, é interessante a redução da largura de faixa do circuito casador de impedância com o objetivo de reduzir a emissão (no caso de estágios utilizados em transmissores) ou captação (no caso de estágios utilizados em receptores) de sinais indesejados, como harmônicos ou espúrios. Os espúrios seriam quaisquer sinais indesejados não relacio-

nados harmonicamente com o sinal desejado. Nessa categoria incluem-seos produtos de intermodulação, oriundos dos estágios misturadores de freqüência.

A técnica de utilizar casadores de impedâncias LC como filtros passa-baixa, passa-alta ou passa-faixa implica em controlar-se o fator de qualidade dos mesmos. Isso é conseguido pela transformação das impedâncias do gerador e da carga numa outra impedância, a partir da qual se faz o casamento. Essa outra impedância pode ser de valor maior ou menor do que as já existentes. Os circuitos mais comuns são o "T" e o PI, mostrados na Figura 16. O circuito "T" é utilizado para casar impedâncias de baixo valor, geralmente inferiores a 200 Ω. O circuito PI é utilizado quando as impedâncias são superiores a 40 Ω. A rede em T pode ser encarada como duas redes L unidas pela impedância mais alta. Assim, a Figura 17 mostra o circuito equivalente da rede T da Figura 16a.

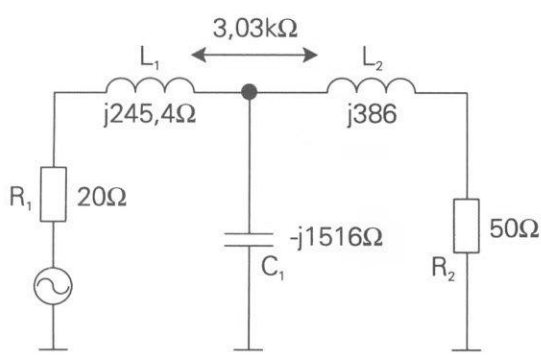


Figura 16a Casador de impedância em T.

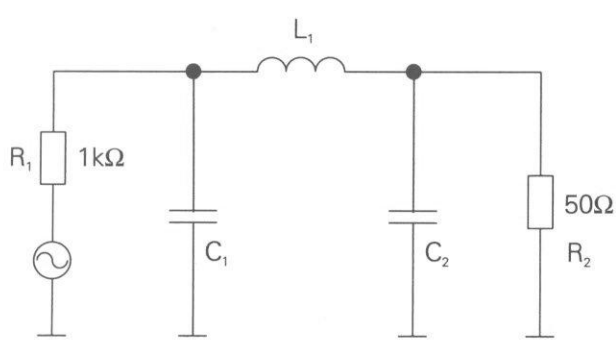


Figura 16b Casador de impedância em PI.

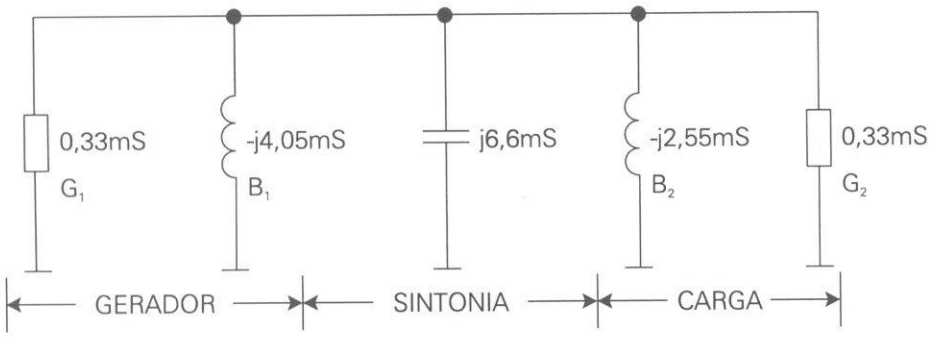


Figura 17 Circuito equivalente da rede "T".

Analisando-se o circuito, percebe-se que o fator de qualidade é dado por:

$$Q = \frac{B_1 + B_2}{G_1 + G_2}$$ Equação 68

Chamando-se de N_1 a relação entre X_1 e R_1 ou entre B_1 e G_1 e, de N_2, a relação entre X_2 e R_2 ou entre B_2 e G_2, tem-se:

$$N_1 = \frac{X_1}{R_1} = \frac{B_1}{G_1}$$ Equação 69

$$N_2 = \frac{X_2}{R_2} = \frac{B_2}{G_2}$$ Equação 70

Para o casamento de impedância, tem-se $G_1 = G_2$. Aplicando-se essa igualdade nas Equações 70 e 68, isolando-se B_1 e B_2 nas Equações 69 e 70 e substituindo-se, finalmente, na Equação 68, tem-se:

$$Q = \frac{N_1 + N_2}{2}$$ Equação 71

Utilizando-se a Equação 46 para relacionar N_1 e N_2 com os valores de R_P, R e R_2, tem-se:

$$N_1 = \sqrt{\frac{R_P}{R_1} - 1}$$ Equação 72

$$N_2 = \sqrt{\frac{R_P}{R_2} - 1}$$ Equação 73

Substituindo-se as Equações 72 e 73 na Equação 71, tem-se:

$$N_1 = \frac{2QR_2 - \sqrt{4Q^2R_1R_2 - (R_2 - R_1)^2}}{R_2 - R_1} \qquad \text{Equação 74}$$

$$N_2 = 2\,Q - N_1 \qquad \text{Equação 75}$$

$$Q = 0{,}5\sqrt{\frac{(R_2 - R_1)^2}{R_1 R_2}} \qquad \text{Equação 76}$$

Exercício 16: Projetar uma rede "T" para casar a impedância de um gerador de 72 Ω com uma carga de 5 Ω. A freqüência de operação é de 27 MHz e a largura de faixa é de 1,35 MHz.

a) *Cálculo do Q:* O fator de qualidade é dado por:

$$Q = \frac{f_o}{BW} = \frac{27}{1{,}35} = 20$$

b) *Cálculo de N_1*: Utilizando-se a Equação 74, tem-se:

$$N_1 = \frac{2 \cdot 20 \cdot 5 - \sqrt{4 \cdot 20^2 \cdot 72 \cdot 5 - (5 - 72)^2}}{5 - 72} = 8{,}30$$

c) *Cálculo de N_2*: Utilizando-se a Equação 75, tem-se:

$$N_2 = 2 \cdot 20 - 8{,}30 = 31{,}7$$

d) *Cálculo de X_1*: utilizando-se a Equação 69, tem-se:

$$X_1 = N_1 \cdot R_1 = 8{,}3 \cdot 72 = 597{,}6\ \Omega$$

e) *Cálculo de L_1*: utilizando-se o valor de X_1, tem-se:

$$L_1 = \frac{X_1}{\omega} = \frac{597{,}6}{2 \cdot \pi \cdot 27 \cdot 10^6} = 3{,}52\,\mu H$$

f) *Cálculo de X_2*: Utilizado-se a Equação 70, tem-se:

$$X_2 = N_2 R_2 = 31{,}7 *\cdot 5 = 159\ \Omega$$

g) *Cálculo de L_2*: Utilizando-se o valor de X_2, tem-se:

$$L_2 = \frac{X_2}{\omega} = \frac{159}{2 \cdot \pi \cdot 27 \cdot 10^6} = 934\,nH$$

h) Cálculo da susceptância total: A susceptância total é dada por:

$$B_t = B_1 + B_2 + B_C \qquad \text{Equação 77}$$

Como o circuito deve operar na sintonia, B_t deve ser igual a zero. Portanto, a equação anterior fica:

$$B_C = -(B_1 + B_2) \qquad \text{Equação 78}$$

sendo B_C igual à susceptância do elemento de sintonia da rede casadora de impedância. Calculando-se Y_1 e Y_2, obtém-se os valores de B_1 e B_2:

$$Y_1 = \frac{1}{Z_1} = \frac{1}{R_1 + jX_1} = \frac{1}{72 + j597{,}6} = 0{,}199 - j1{,}56\text{mS}$$

$$Y_2 = \frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R_2 + jX_2} = \frac{1}{5 + j159} = 0{,}198 - 6{,}28\text{mS}$$

$B_1 = -1{,}65$ mS e $B_2 = -6{,}28$ mS

O valor da susceptância de sintonia é portanto:

$$B_C = -j1{,}65 - j6{,}28 = -j7{,}93 \text{ mS}$$

i) Cálculo do capacitor de sintonia: Utilizando-se o valor de B_C, tem-se:

$$C_2 = \frac{|B_C|}{\omega} = \frac{7{,}93 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \pi \cdot 27 \cdot 10^6} = 46{,}8\text{ pF}$$

A Figura 18 mostra o circuito casador de impedância T com os valores calculados.

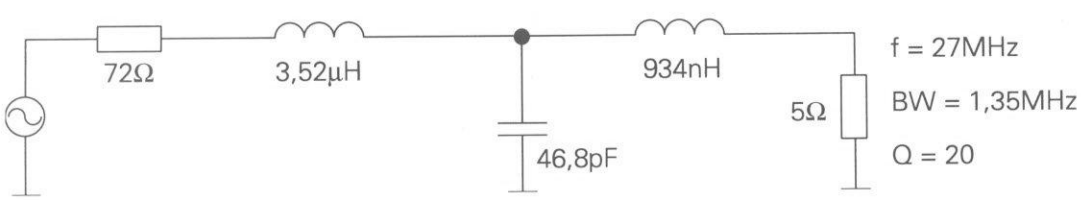


Figura 18 Rede casadora de impedância "T" referente Exercício 16.

Rede Casadora em PI

A rede casadora em PI funciona como duas redes "L" unidas pelos extremos de baixa impedância (Figura 19).

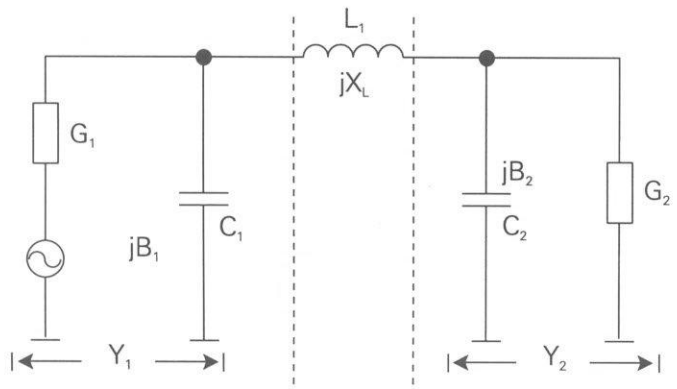


Figura 19a Rede casadora em PI.

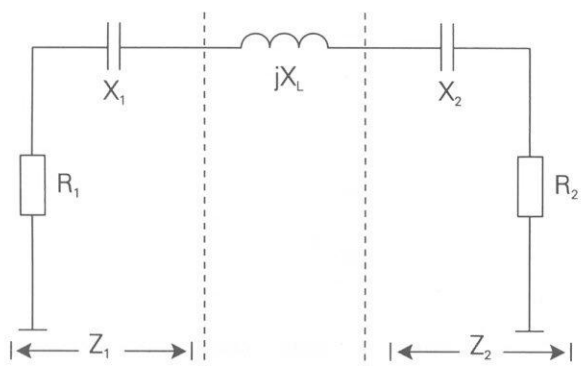


Figura 19b Circuito equivalente série da rede PI.

As equações para projeto são semelhantes às da rede T. A diferença é que na rede PI trabalha-se com valores de condutância e susceptância. Assim, as Equações 69, 70 e 74 ficam:

$$G_1 = \frac{1}{R_1} \qquad N_1 = \frac{B_1}{G_1}$$ Equação 79

$$G_2 = \frac{1}{R_2} \qquad N_2 = \frac{B_2}{G_2}$$ Equação 80

$$N_1 = \frac{2QG_2 - \sqrt{4Q^2G_1G_2 - (G_2 - G_1)^2}}{G_2 - G_1} \qquad \text{Equação 81}$$

Exercício 17: Projetar a rede PI da Figura 16b. O gerador tem impedância de 1 kΩ e a carga é de 50 Ω. A freqüência é de 5,2 MHz e o Q é igual a 10.

a) *Cálculo de N_1*: Inicialmente, calcula-se os valores de G_1 e G_2, a partir de R_1 e R_2:

$$G_1 = \frac{1}{10^3} = 1\text{ mS} \quad \text{e} \quad G_2 = \frac{1}{50} = 20\text{ mS}$$

Substituindo-se os valores obtidos na Equação 81, fica:

$$N_1 = \frac{2 \cdot 10 \cdot 20 - \sqrt{4 \cdot 10^2 \cdot 1 \cdot 20 - (20 - 1)^2}}{20 - 1} = 16{,}45$$

b) *Cálculo de B_1*: Utilizando-se a Equação 79, tem-se:

$$B_1 = N_1 \cdot G_1 = 16{,}45 \cdot 10^{-3} = 16{,}45\text{ mS}$$

c) *Cálculo de C_1*: Utilizando-se o valor de B_1, tem-se:

$$C_1 = \frac{B_1}{\omega} = \frac{16{,}45 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \pi \cdot 5{,}2 \cdot 10^6} = 503\text{ pF}$$

d) *Cálculo de N_2*: Utilizando-se a Equação 75, tem-se:

$$N_2 = 2\,Q - N_1 = 2 \cdot 10 - 16{,}45 = 3{,}55$$

e) *Cálculo de B_2*: Utilizando-se a Equação 80, tem-se:

$$B_2 = N_2 \cdot G_2 = 3{,}55 \cdot 20 = 71\text{ mS}$$

f) *Cálculo de C_2*: Utilizando-se o valor de B_2, tem-se:

$$C_2 = \frac{B_2}{\omega} = \frac{71 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \pi \cdot 5{,}2 \cdot 10^6} = 2{,}17\text{ nF}$$

g) *Cálculo da reatância total*: A reatância total é dada por:

$$X_t = X_1 + X_2 + X_L \qquad \text{Equação 82}$$

Como o circuito deve operar na sintonia, X_t deve ser igual a zero. Portanto, a equação anterior fica:

$$X_L = -(X_1 + X_2) \qquad \text{Equação 83}$$

sendo X_L igual à reatância do elemento de sintonia da rede casadora de impedância. Calculando-se Z_1 e Z_2, obtém-se os valores de X_1 e X_2:

$$Z_1 = \frac{1}{Y_1} = \frac{1}{G_1 + jB_1} = \frac{10^3}{(1 + j16{,}45)} = 3{,}68 - j60{,}6\,\Omega$$

$$Z_2 = \frac{1}{Y_2} = \frac{1}{G_2 + jB_2} = \frac{10^3}{20 + j71} = 3{,}68 - j13{,}0\,\Omega$$

$$X_1 = -\,j60{,}6\ \Omega \text{ e } X_2 = -13{,}0\,\Omega$$

O valor da reatância de sintonia é, portanto:

$$X_L = -(-j60{,}6 - j13{,}0) = j73{,}6\,\Omega$$

h) *Cálculo do indutor de sintonia:* Utilizando-se o valor de X_L, tem-se:

$$L_1 = \frac{X_L}{\omega} = \frac{73{,}6}{2 \cdot \pi \cdot 5{,}2 \cdot 10^6} = 2{,}25\,\mu H$$

A rede PI, calculada, está desenhada na Figura 20.

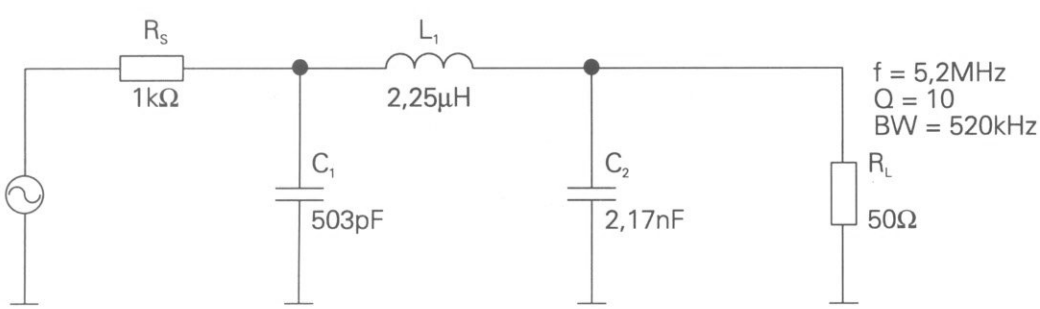


Figura 20 Casador de impedância em PI, referente ao Exercício 17.

Uma observação deve ser feita em relação ao fator de qualidade, Q, adotado para o cálculo das redes "T" e "PI". No cálculo, assume-se que o gerador introduz amortecimento sobre a rede casadora de impedância. Isso não acontece quando a rede é excitada por transistores ou válvulas, principalmente os pentodos, porque esses dispositivos atuam como geradores de corrente, tendo pouco efeito de carga sobre o circuito LC.

Portanto, nesse caso, o fator de qualidade de trabalho será, praticamente, o dobro do calculado, reduzindo a largura de faixa disponível. Para restabelecê-la ao valor desejado, basta calcular-se a rede utilizando apenas a metade do Q que seria normalmente empregado.

A Figura 21 mostra uma rede "PI" de Q igual a 10, casando a impedância entre um transistor e uma antena. Seu projeto, tendo em vista o exposto no parágrafo anterior, foi executado para um Q igual a 5.

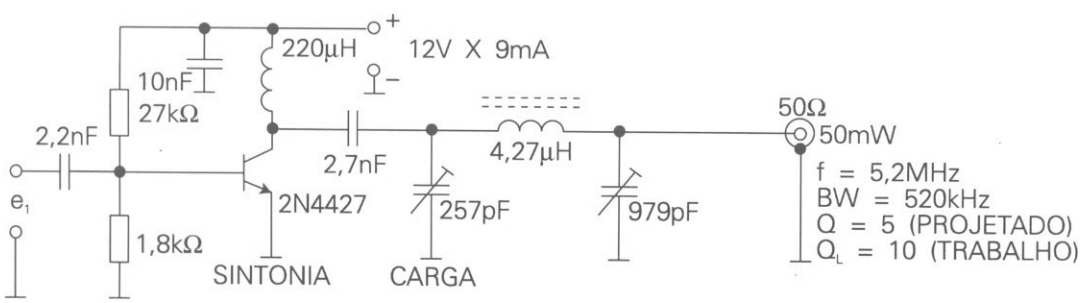


Figura 21 Amplificador de RF com rede casadora PI.

Rede "L" com "Q" Controlado

É possível controlar-se o fator de qualidade de uma rede "L" com o objetivo de aumentar a rejeição de harmônicos na saída de um transmissor. Isso é conseguido pela inclusão de um filtro LC série no caminho do sinal, como mostrado na Figura 22. O indutor L_1 é igual à soma de L_1 a mais L_{1b}. Na prática, as reatâncias de C_1 e L_1 são de 3 a 7 vezes o valor da resistência do gerador. A título de exemplo, o próximo exercício ilustra a técnica aplicada para acoplar uma antena de impedância de 50 Ω a um amplificador de VHF de 175 MHz, com 45 W de potência de saída.

Exercício 18: Projetar uma rede L com Q igual a 10. A freqüência é de 175 MHz, a carga é de 50 Ω e o gerador tem uma impedância de 1,4 – j0,5 Ω.

A Figura 23 mostra o circuito equivalente do casador "L" e o circuito prático correspondente.

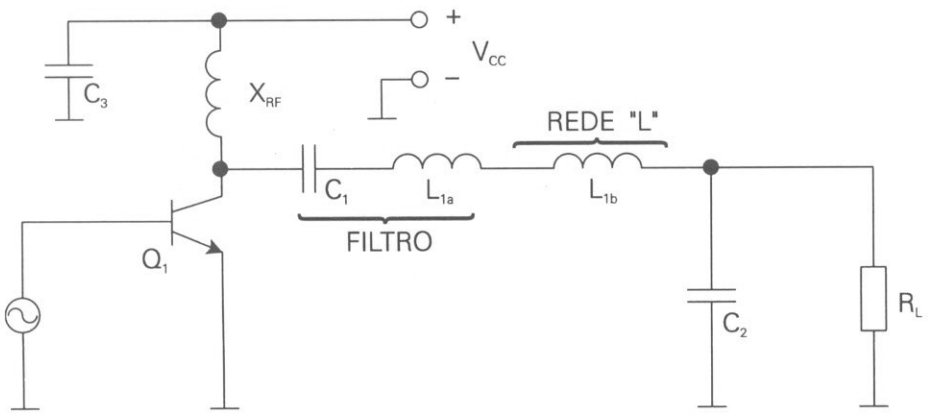


Figura 22a Rede "L" com filtro.

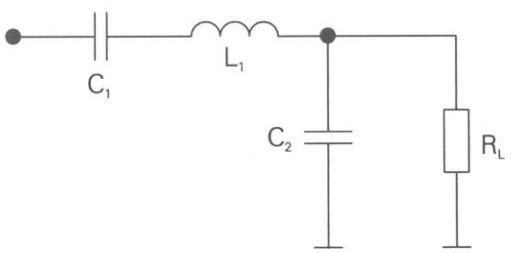


Figura 22b Circuito prático.

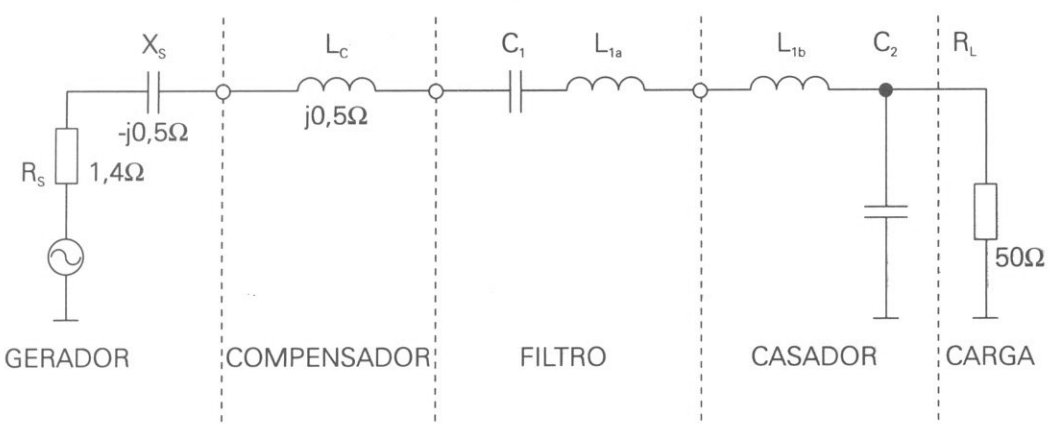


Figura 23a Circuito equivalente da rede "L".

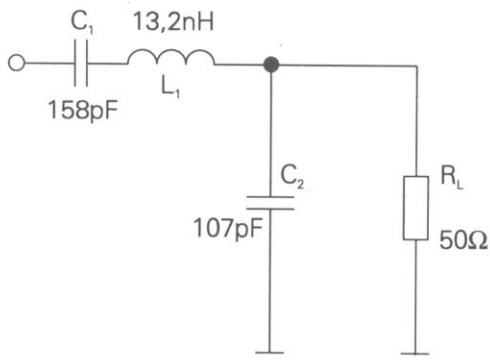


Figura 23b Circuito prático.

Solução:

a) *Cálculo de N*: Utilizando-se a Equação 46, tem-se:

$$N = \sqrt{\frac{R_P}{R} - 1} = \sqrt{\frac{50}{1,4} - 1} = 5,89$$

b) *Cálculo do casador*: Inicialmente calcula-se L_{1b} com o auxílio da Equação 43 e C_2 com o auxílio da Equação 44:

$$X_{1b} = N \cdot R = 5,89 \cdot 1,4 = 8,25\ \Omega$$

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot 175 \cdot 10^6 = 1,1\ \text{Grad/s}$$

$$L_{1b} = \frac{X_{1b}}{\omega} = \frac{8,25}{1,1 \cdot 10^9} = 7,5\ \text{nH}$$

$$X_{C2} = \frac{R_P}{N} = \frac{50}{5,89} = 8,49\ \Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega\ X_{C2}} = \frac{1}{1,1 \cdot 10^9 \cdot 8,49} = 107\ \text{pF}$$

c) *Cálculo do filtro*: Deseja-se um fator de qualidade igual a 10. Isso significa que a reatância indutiva deve ser 10 vezes maior que R. Portanto:

$$X_L = Q \cdot R \qquad \text{Equação 84}$$

$$X_L = 10 \cdot 1,4 = 14\ \Omega$$

Como o casador já utiliza uma reatância indutiva de 8,25 Ω, X_{1a} fica igual a:

$$X_{1a} = X_L - X_{1b} \qquad \text{Equação 85}$$

$$X_{1a} = 14 - 8{,}25 = 5{,}75\ \Omega$$

$$L_{1a} = \frac{X_{1a}}{\omega} = \frac{5{,}75}{1{,}1 \cdot 10^9} = 5{,}23\ \text{nH}$$

O capacitor C_1 deve ter uma reatância igual à do indutor L_{1a} ou seja, 5,75 Ω. Portanto:

$$C_1 = \frac{1}{\omega\ X_{1a}} = \frac{1}{1{,}1 \cdot 10^9 \cdot 5{,}75} = 158\ \text{pF}$$

d) *Cálculo do compensador*: O compensador, L_c, deve cancelar a reatância do gerador. Como se trata de uma compensação em série, o valor da reatância de L_c deve ser igual, em módulo, à parte reativa do gerador. Assim, tem-se para L_c:

$$L_C = \frac{|X_S|}{\omega} = \frac{0{,}5}{1{,}1 \cdot 10^9} = 455\ \text{pH} \quad \text{ou} \quad 0{,}455\ \text{nH}$$

e) *Cálculo de* L_1: O valor de L_1 é a soma de $L_C + L_{1a}$ e L_{1b}:

$$L_1 = L_C + L_{1a} + L_{1b} \qquad \text{Equação 86}$$

$$L_1 = 0{,}455 + 5{,}23 + 7{,}5 = 13{,}2\ \text{nH}$$

O circuito prático, com os valores calculados, está apresentado na Figura 23b.

Para encerrar a análise dos casadores de impedâncias, existem alguns aspectos importantes que convém salientar:

a) As redes casadoras de impedâncias podem ser utilizadas nas duas direções, isto é, a carga pode ser trocada com o gerador, e vice-versa, desde que respeitadas as impedâncias de terminação. Assim, por exemplo, na rede "L" do último exercício, pode-se utilizar uma carga de 1,4 – j0,5 Ω conectada nos terminais da esquerda e um gerador de 50 Ω conectado aos terminais da direita.

b) Os capacitores podem ser trocados por indutores, e indutores por capacitores, desde que respeitadas suas reatâncias. Essa troca precisa ser realizada em toda a rede, para que não se alterem as impedâncias de terminação. O desempenho da rede LC não se altera com relação ao casamento de impedâncias, porém, sua resposta em freqüência fica modi-

ficada. Isso não se aplica ao elemento compensador, caso seja incluído como parte da rede, que se deve manter inalterado.

Para ilustrar o que foi dito, a rede "T" da Figura 18 e a rede "PI" da Figura 20 estão reproduzidas na Figura 24, com os componentes trocados, mas mantidas suas reatâncias originais.

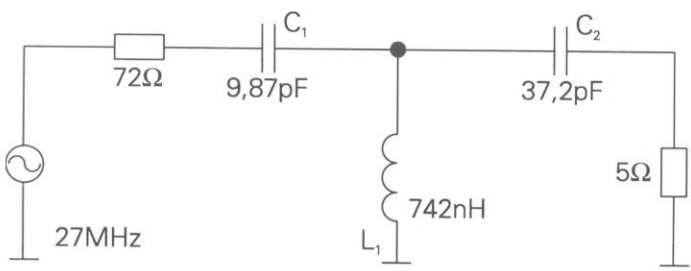


Figura 24a Circuito equivalente ao da Figura 18.

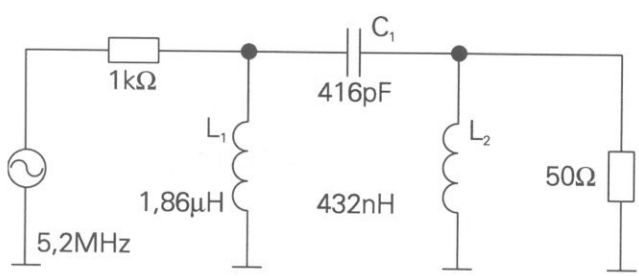


Figura 24 b Circuito equivalente ao da Figura 20.

Para calcular uma rede equivalente, chamada de dual, basta calcular as reatâncias dos componentes utilizados na rede original. Em seguida, de posse desses valores, pode-se calcular os componentes da rede dual, para que tenham as mesmas reatâncias da rede original.

A Figura 25 mostra as mesmas redes da Figura 24, onde foram trocadas as posições do gerador com a da carga. Nota-se que a rede também foi invertida, para manter as impedâncias de terminação inalteradas.

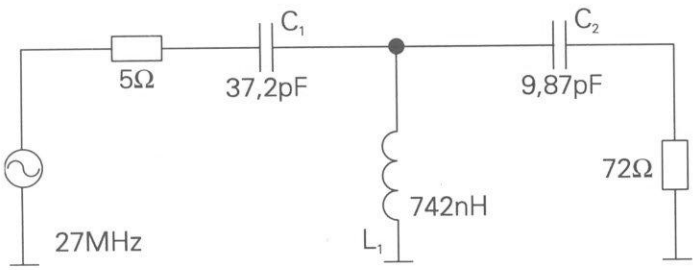


Figura 25a Mesma rede da Figura 24a com gerador e carga trocados.

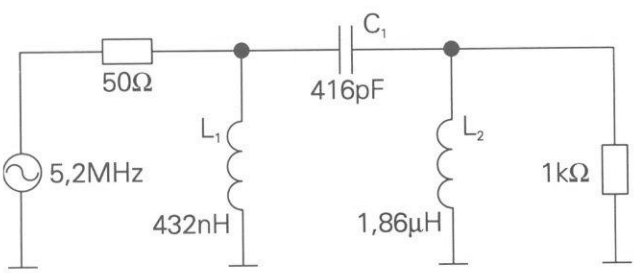


Figura 25b Mesma rede da Figura 24b.

Casadores de Impedância com "Microstrip"

Os equipamentos que operam nas faixas de VHF, UHF e SHF necessitam de indutores de valores extremamente reduzidos. Isso dificulta a construção dos equipamentos, tornando necessário que os estágios fiquem muito próximos uns dos outros. Para sanar essas dificuldades, utilizam-se linhas de transmissão construídas em circuito impresso de dupla face, de fibra de vidro, o mesmo utilizado na montagem do circuito eletrônico. A Figura 26 mostra uma "microstrip" utilizada como casadora de impedância entre um gerador de 50 Ω e uma carga de 5 Ω.

A "microstrip", ou microfita, é uma linha de transmissão e, portanto, possui os seguintes parâmetros:

a) Z_o: É a impedância característica da linha. Numa linha sem perdas, Z_o é dada por:

$$Z_o = \sqrt{\frac{\ell}{c}}$$ Equação 87

onde "ℓ" representa a indutância por unidade de comprimento, e "c", a capacitância por unidade de comprimento.

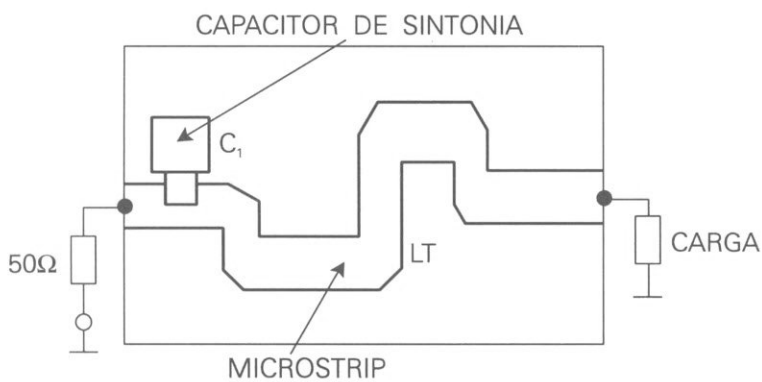


Figura 26a "MICROSTRIP" em placa de fibra de vidro dupla face.

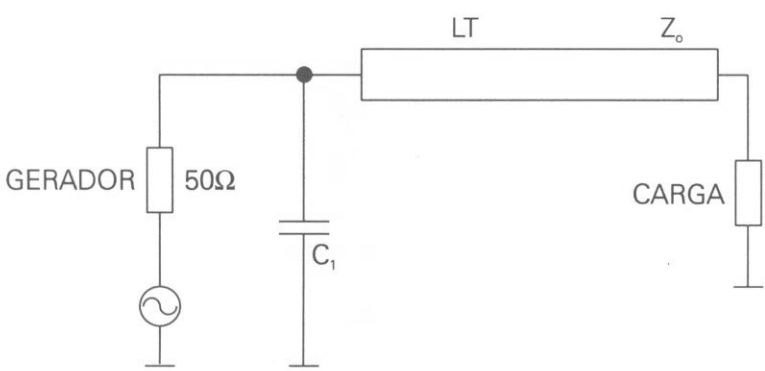


Figura 26b Circuito equivalente.

b) V_P: É a velocidade de propagação, ou seja, a velocidade com que uma onda de rádio propaga-se através da linha de transmissão. É dada por:

$$V_P = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{E_r}} \qquad \text{Equação 88}$$

onde E_r representa a constante dielétrica do material isolante, devidamente corrigida em função da geometria da linha de transmissão.

Em função desses dois parâmetros, é possível calcular o comprimento de uma linha de transmissão, de maneira a proporcionar o casamento de impedâncias entre um gerador e uma carga, a partir das seguintes equações:

$$r = \frac{R_2}{Z_o} \qquad \text{Equação 89}$$

$$x = \frac{X_2}{Z_o} \qquad \text{Equação 90}$$

$$g = \frac{r}{r^2 + x^2} \qquad \text{Equação 91}$$

$$b = \frac{-x}{r^2 + x^2} \qquad \text{Equação 92}$$

$$n = \frac{Z_o}{R_P} \qquad \text{Equação 93}$$

$$a = \sqrt{\frac{n(1 + g^2 + b^2) - g(1 + n^2)}{g}} \qquad \text{Equação 94}$$

$$\theta = \text{arctg}\ \frac{g - n}{ag - bn} \qquad \text{Equação 95}$$

Essas equações são utilizadas seqüencialmente, desde a Equação 89 até a Equação 95, onde é obtido o valor de "θ", que corresponde ao número de graus elétricos da linha de transmissão. Um ângulo de 360° , por exemplo, corresponde a 1 comprimento de onda eletromagnética conduzida pela linha. Assim, 45°, 90° e 180°, correspondem respectivamente a $\frac{1}{8}$, $\frac{1}{4}$ e $\frac{1}{2}$ comprimento de onda. Por isso, o valor de "θ" nos permite calcular o comprimento, em metros, de qualquer linha de transmissão, desde que se saiba a freqüência de operação, f, e a velocidade de propagação, V_P. O comprimento da linha é dado por:

$$l = \frac{3 \cdot 10^8}{f} \cdot F_V \cdot \frac{\theta}{360} \qquad \text{Equação 96}$$

A Equação 96 é um produto de três fatores:

a) comprimento de onda (lambda):

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f} \qquad \text{Equação 97}$$

b) fator de velocidade:

$$F_V = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \qquad \text{Equação 98}$$

c) fração do comprimento de onda:

$$F\ \lambda = \frac{\theta}{360} \qquad \text{Equação 99}$$

Uma linha de transmissão apresenta em sua entrada uma impedância que pode ser calculada com a seguinte equação:

$$Z_1 = Z_o \frac{Z_2 + jZ_o\ tg\ \theta}{Z_o + jZ_2\ tg\ \theta} \qquad \text{Equação 100}$$

onde: Z_1 = impedância na entrada da linha

Z_2 = impedância na extremidade da linha

A Figura 27 mostra uma linha de transmissão onde estão identificados os principais parâmetros.

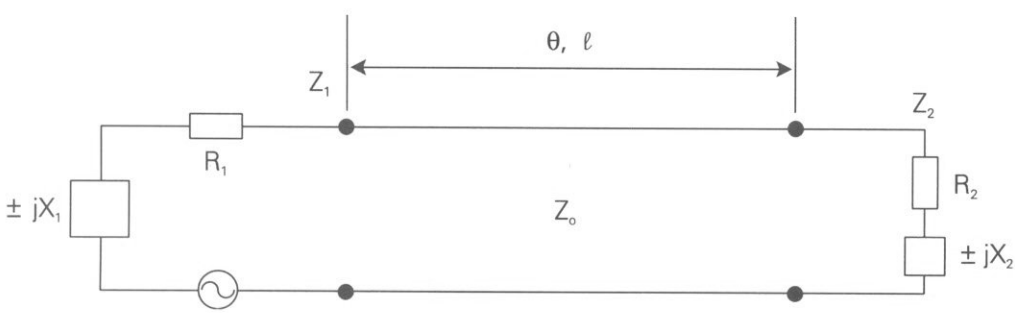


Figura 27 Linha de transmissão genérica.

Exercício 19: Calcular o comprimento, em graus, de uma linha de 40 Ω para casar uma carga de 8 + j4 Ω com um gerador de 50 Ω.

Solução: Utilizado-se as Equações 89 até 95:

$$r = \frac{R_2}{Z_o} = \frac{8}{40} = 0{,}2$$

$$x = \frac{X_2}{Z_o} = \frac{4}{40} = 0{,}1$$

$$r^2 + x^2 = 0{,}2^2 + 0{,}1^2 = 0{,}05$$

$$g = \frac{r}{r^2 + x^2} = \frac{0{,}2}{0{,}05} = 4$$

$$b = -\frac{x}{r^2 + x^2} = -\frac{0{,}1}{0{,}05} = -2$$

$$n = \frac{Z_o}{R_P} = \frac{40}{50} = 0{,}8$$

$$a = \sqrt{\frac{0{,}8[1 + 4^2 + (-2]^2) - 4(1 + 0{,}8^2)}{4}} = 1{,}6$$

$$\theta = \text{arctg}\ \frac{4 - 0{,}8}{1{,}6 \cdot 4 - (-2) \cdot 0{,}8} = 21{,}8°$$

O valor de "θ" de 21,8°, permite o cálculo do comprimento da linha de transmissão, como no próximo exercício.

Exercício 20: Calcular o comprimento, em metros, da linha do Exercício 19, dados: $\varepsilon_{ef} = 2{,}3$; f = 160 MHz.

Usando-se a Equação 96, tem-se:

$$l = \frac{3 \cdot 10^8}{160 \cdot 10^6} \cdot \frac{1}{\sqrt{2{,}3}} \cdot \frac{21{,}8}{360} = 74{,}9\ \text{mm}$$

O casador de impedâncias, utilizando-se linhas de transmissão, necessita um capacitor de sintonia em paralelo com a entrada da linha. Para se calcular o capacitor, é necessário conhecer o valor da impedância na entrada da linha. Isso é feito no próximo exercício, com o auxílio da Equação 100.

Exercício 21: Calcular a reatância do capacitor de sintonia para os dados do Exercício 19.

Usando-se a Equação 100, tem-se:

$$Z_1 = 40 \cdot \frac{(8 + j4) + j(40 \cdot \text{tg}\ 21{,}8)}{40 + j[(8 + j4) \cdot \text{tg}\ 21{,}8]} = 40\ \frac{(8 + j4) + j16}{40 + j(3{,}2 + j1{,}6)}$$

$$Z_1 = 40 \cdot \frac{8 + j20}{40 + j3{,}2 + j^2 1{,}6} = 40\ \frac{8 + j20}{40 + j3{,}2 - 1{,}6} = 40\ \frac{8 + j20}{38{,}4 + j3{,}2}$$

$Z_1 = 10 + j20\ \Omega$

Calculando-se o equivalente paralelo, tem-se:

$Y_1 = 1/Z_1 = 1/(10 + j20) = 20 - j40$ mS

$R_P = 1/G = 1/(20 \cdot 10^{-3}) = 50\ \Omega$

$X_p = 1/B = 1/(-j40 \cdot 10^{-3}) = j25\ \Omega \rightarrow X_P = -j25\ \Omega$

A linha de transmissão exibe em sua entrada uma resistência de 50 Ω em paralelo com uma reatância indutiva de 25 Ω. Para haver a sintonia, basta colocar em paralelo com a entrada da linha um capacitor com reatância igual a – j25 Ω.

Nas faixas de VHF, UHF e SHF, a reatância indutiva dos terminais dos capacitores fazem com que o valor aparente do capacitor seja maior que seu valor nominal. Portanto, o valor nominal do capacitor a ser utilizado no circuito casador é, freqüentemente, menor que o valor calculado e precisa ser calculado com a Equação 101.

$$C_{nom} = \frac{C_P}{1 + \omega^2 L C_P} \qquad \text{Equação 101}$$

onde: C_P: capacitância paralela, ou teórica.

L : indutância dos terminais do capacitor.

ω : $2\pi f$, sendo f, a freqüência de operação.

Um capacitor de terminais planos, próprio para VHF, apresenta uma indutância residual de aproximadamente 1,5 nH.

Exercício 22: Calcular o valor do capacitor de sintonia para a linha de transmissão dos Exercícios 19, 20 e 21.

Solução: O valor teórico do capacitor é dado por:

$$C_P = \frac{1}{\omega X_P} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 160 \cdot 10^6 \cdot 25} = 39{,}8\ \text{pF}$$

O valor nominal do capacitor é calculado utilizando-se a Equação 101, considerando-se uma indutância residual de 1,5 nH.

$$C_{nom} = \frac{39{,}8 \cdot 10^{-12}}{1 + (1{,}01 \cdot 10^9)^2 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-9} \cdot 39{,}8 \cdot 10^{-12}} = 37{,}5\ \text{pF}$$

O casador de impedâncias completo é mostrado na Figura 28.

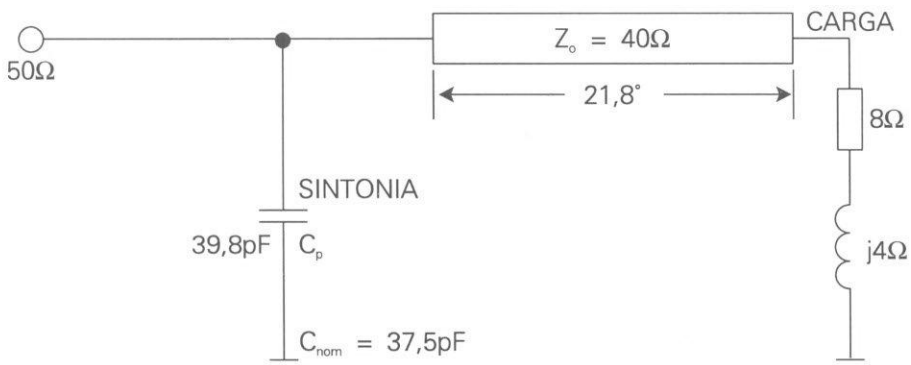


Figura 28 Casador de impedâncias com "microstrip".

O projeto da linha de transmissão pode ser feito consultando-se a Tabela 1, onde são fornecidos os valores de F_V e Z_o, para "microstrip" construída em chapa de circuito impresso dupla-face de fibra de vidro de largura 1/16 de polegada, ou 1,59 mm. Os valores de impedâncias, comumente encontrados em linhas de transmissão coaxiais, são fornecidos na Tabela 2.

Tabela 1 Largura de "microstrip" construída em chapa de fibra de vidro.

largura (mm)	$Z_0(\Omega)$	F_v	*largura (mm)*	$Z_0(\Omega)$	F_v
1	81	0,548	3,5	43,5	0,524
1,5	69	0,542	4	39,7	0,521
2	60	0,536	4,5	37	0,518
2,5	53	0,531	5	34,5	0,516
3	48	0,528	6	30,5	0,512

Tabela 2 Largura de "microstrip" construída em chapa de fibra de vidro.

$Z_0(\Omega)$	*largura (mm)*	F_v
50	2,77	0,539
75	1,23	0,546
100	0,556	0,556

O comprimento de uma "microstrip" pode ser calculado com a seguinte equação:

$$l = \frac{\theta \cdot F_V}{f} \cdot 8{,}33 \cdot 10^5 \qquad \text{Equação 102}$$

Os valores de F_V são obtidos das tabelas 1 e 2.

Os capacitores planos de mica blindada utilizados em VHF possuem uma capacitância ligeiramente maior do que em baixa freqüência. Isso é devido, como foi mencionado, à indutância dos terminais. A Tabela 3 apresenta os valores correspondentes de capacitância para as freqüências mais comuns da faixa de VHF e UHF.

Tabela 3 Capacitância em função da freqüência para diversos capacitores de mica blindada.

C_{NOM}(pF)	*CAPACITÂNCIA (pF) × FREQÜÊNCIA (MHz)*					
	150 MHz	175 MHz	300 MHz	350 MHz	450 MHz	525 MHz
22	22,5	22,7	24,1	24,9	27,3	29,9
27	27,7	28	30,2	31,5	35,4	39,9
33	34,1	34,5	37,9	40	46,5	54,5
39	40,5	41,1	46	49,2	59,4	73,1
47	49,3	50,1	57,6	62,7	80,1	107
56	59,2	60,5	71,7	79,8	110	170
68	72,8	74,8	92,6	107	169	365

C_{NOM}(pF)	*CAPACITÂNCIA (pF) × FREQÜÊNCIA (MHz)*					
	150 MHz	175 MHz	300 MHz	350 MHz	450 MHz	525 MHz
82	89,1	92	121	145	294	4430
100	111	115	164	240	829	X
120	136	143	226	332	X	X
150	176	187	363	742	X	X
180	218	237	607	4240	X	X
220	280	311	1570	X	X	X
270	367	421	X	X	X	X
330	487	588	X	X	X	X
390	630	810	X	X	X	X
470	869	1250	X	X	X	X
560	1240	2190	X	X	X	X
680	2030	7110	X	X	X	X
820	4130	X	X	X	X	X
1000	43700	X	X	X	X	X

Exercício 23: Projetar uma "microstrip" para casar um transistor amplificador de VHF com um gerador de 50 Ω. A impedância de entrada do transistor é de 1,3 + j1,4 Ω e a freqüência é de 175 MHz. Sintonizar a entrada do transistor.

a) *Cálculo da sintonia da entrada do transistor*: Em amplificadores de VHF, é conveniente a sintonia da base do transistor para permitir a circulação das correntes harmônicas, uma vez que o transistor apresenta uma reatância indutiva para essas freqüências. A sintonia é efetuada com a colocação de um ou mais capacitores em paralelo com base. O valor da capacitância de sintonia é calculado da seguinte maneira:

$$Y = \frac{1}{Z} = \frac{1}{1{,}3 + j1{,}4} = 356 - j384\,mS$$

$$C = \frac{B}{\omega} = \frac{384 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \pi \cdot 175 \cdot 10^{6}} = 349\,pF$$

Devido à indutância dos terminais do capacitor, não é conveniente o uso de capacitores cujo valor exceda 220 pF. Portanto, será utilizada uma associação de capacitores cujo total dará o valor necessário. Os valores escolhidos da Tabela 3 foram: um capacitor de 100 pF em paralelo com outro de 180 pF. Em 175 MHz, apresentam uma capacitância de 115 pF e 237 pF, totalizando 352 pF, que é suficientemente próximo do valor calculado.

Normalmente, coloca-se um choque de RF em paralelo com a base do transistor amplificador. A reatância desse choque deve ser 3 a 7 vezes a resistência do equivalente paralelo da impedância de entrada do transistor. A resistência de entrada é calculada por:

$$R_P = \frac{1}{G} = \frac{1}{0{,}356} = 2{,}81\,\Omega$$

A reatância do choque deve ficar próximo dos 14 Ω, que é cerca de 5 vezes R_P. O circuito equivalente de entrada é mostrado na Figura 29. O valor estimado do choque é utilizado para encontrar um capacitor adequado na Tabela 3. Seu valor, aproximado, é dado por:

$$C \cong \frac{1}{\omega\, X_C} = \frac{1}{1{,}1 \cdot 10^{9} \cdot 14} = 60{,}6\,pF$$

Consultando-se a Tabela 3, encontra-se o capacitor de 56 pF, que dá uma capacitância equivalente a 60,5 pF, praticamente o valor desejado. O valor do choque é dado por:

$$X_{RF} = \frac{1}{B_C - B_L} \qquad \text{Equação 103}$$

sendo B_C igual à soma das susceptâncias capacitivas e, B_L, a susceptância de entrada do transistor.

$$B_C - B_L = \omega\,(C_1 + C_2 + C_3) - B_L$$

$$B_C - B_L = 1{,}1 \cdot 10^{9}\,(60{,}5 + 115 + 237) \cdot 10^{-12} - 0{,}384 = 69{,}8\,mS$$

$$X_{RF} = 1/(69{,}8 \cdot 10^{-3}) = 14{,}4\,\Omega$$

$$L_1 = \frac{X}{\omega} = \frac{14{,}4}{1{,}1 \cdot 10^{9}} = 13{,}1\,nH$$

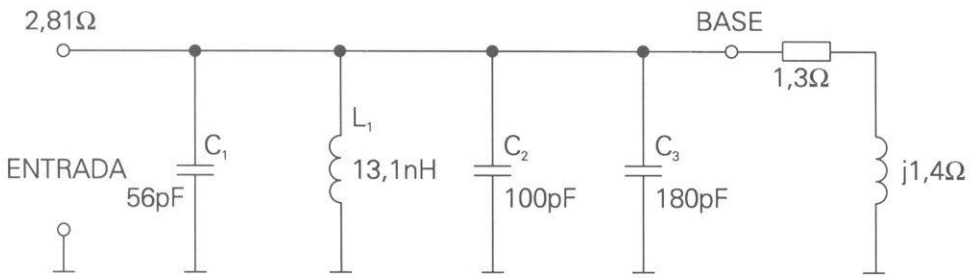


Figura 29a Circuito de sintonia de base com valores nominais.

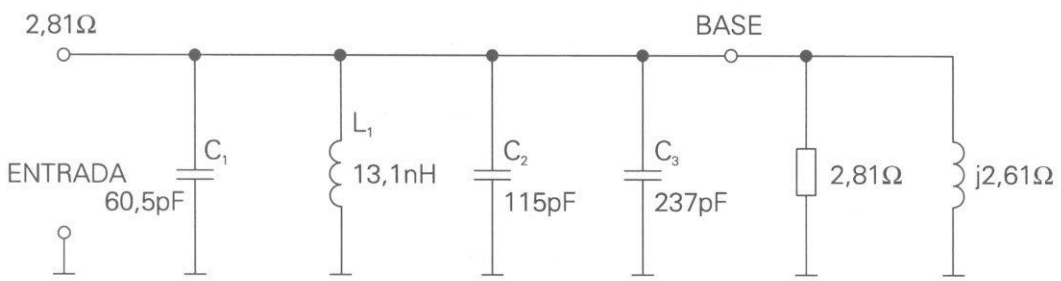


Figura 29b Circuito de sintonia de base com valores de capacitância corrigidos pela Tabela 3, na freqüência de 175 MHz.

b) Cálculo da linha de transmissão: A linha deve casar o gerador de 50 Ω com a impedância de entrada do circuito de base, mostrado na Figura 29, que é uma resistência pura de 2,81 Ω. Utilizando-se o mesmo procedimento descrito no Exercício 19, calcula-se o ângulo θ da linha. Com o auxílio da Tabela 1 escolheu-se uma linha de 5 mm de largura que nos dá uma Z_0 de 34,5 Ω e F_V de 0,516. Assim, tem-se:

$$r = \frac{R_2}{Z_0} = \frac{2,81}{34,5} = 0,0814$$

O valor de X_2 é nulo, já que a entrada do transistor foi sintonizada. Isso implica que x e b são iguais a zero.

$$g = \frac{1}{r} = 12,3 \qquad n = \frac{Z_0}{R_P} = \frac{34,5}{50} = 0,69$$

$$a = \sqrt{\frac{0{,}69(1 + 12{,}3^2) - 12{,}3(1 + 0{,}69^2)}{12{,}3}} = 2{,}66$$

$$\theta = \text{arctg}\ \frac{12{,}3 - 0{,}69}{2{,}66 \cdot 12{,}3} = 19{,}5°$$

O comprimento da linha é obtido com o uso da Equação 102.

$$l = \frac{\theta \cdot F_V}{f} \cdot 8{,}33 \cdot 10^5 = \frac{19{,}5 \cdot 0{,}516}{175 \cdot 10^6} \cdot 8{,}33 \cdot 10^5 = 48\ \text{mm}$$

c) *Cálculo do capacitor de sintonia:* Para isso, precisa-se calcular susceptância na entrada da linha; isso é feito com o auxílio da Equação 100:

$$Z_1 = 34{,}5\ \frac{2{,}81 + j34{,}5 \cdot \text{tg}\ 19{,}5}{34{,}5 + j2{,}81 \cdot \text{tg}\ 19{,}5} = 3{,}16 + j12{,}1\ \Omega$$

$$Y_1 = \frac{1}{Z_1} = 20{,}1 - j77{,}2\ \text{mS}$$

$$C_P = \frac{B_1}{\omega} = \frac{77{,}2 \cdot 10^{-3}}{1{,}1 \cdot 10^9} = 70{,}2\ \text{pF}$$

O valor o capacitor pode ser obtido da Tabela 3 pela associação em paralelo de dois capacitores de 33 pF ou de um capacitor de 27 pF em paralelo com outro de 39 pF. A melhor solução, contudo, seria o uso de um capacitor de 47 pF em paralelo com um "trimmer" de teflon de 40 pF. A Figura 30 mostra o circuito completo, utilizando a última opção, para a sintonia da linha. Como bloqueio de corrente contínua, foi colocada uma associação paralela de três capacitores cerâmicos de disco de 470 pF, em série com a linha.

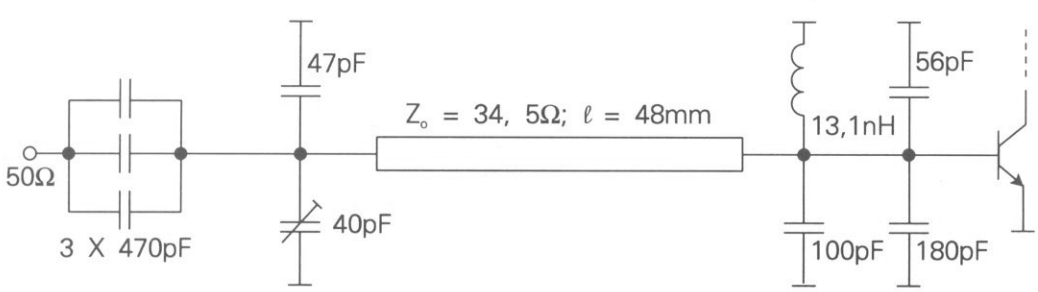


Figura 30 Circuito completo do casador de impedância do Exercício 23.

Conclusão

Na conclusão do estudo dos casadores de impedâncias, é preciso salientar alguns tópicos importantes:

1) Quando se transfere energia entre um gerador e uma carga, podem ocorrer, basicamente, dois tipos de perdas. A primeira é causada pelo descasamento de impedâncias entre o gerador e a carga. A segunda é causada pela absorção de parte da potência do sinal pelo circuito casador de impedâncias. O segundo tipo de perda pode ser reduzido pela diminuição da seletividade da rede casadora e pela utilização de menores fatores de transformação de impedâncias. No caso específico dos transformadores sintonizados, as perdas podem ser diminuídas pelo aumento do coeficiente de acoplamento entre os enrolamentos primário e secundário.

2) As equações aqui apresentadas para o projeto de transformadores sintonizados são válidas para transformadores com sintonia no primário, mais utilizados nos amplificadores de freqüência intermediária. As equações para os transformadores com sintonia no secundário são apresentadas no Capítulo "Amplificadores Sintonizados", mais especificamente no Exercício 9, Equações 46, 47, 48 e 49, juntamente com suas aplicações.

3) Os componentes utilizados nos casadores de impedâncias devem possuir um fator de qualidade muito elevado, assim como, também, grande precisão e estabilidade. Assim sendo, os capacitores recomendados são os de mica prateada, cerâmica de baixa permissividade e poliestireno (Styroflex). Os indutores deverão possuir núcleos de ar ou de ferrite, desde que apropriados para a faixa de freqüência utilizada. A capacitância distribuída do indutor não deverá influenciar na impedância do mesmo.

4) No projeto das redes casadoras do tipo LC, devem-se escolher as mais apropriadas para a faixa de impedâncias em que irão trabalhar, de acordo com as características que cada rede em particular oferece. A rede PI, por exemplo, não pode ser empregada para impedâncias menores do que 40 ohms.

5) Na construção de casadores de impedâncias com "microstrips", deve-se tomar muito cuidado com a distribuição dos componentes sobre a placa de circuito impresso. Na face inferior do circuito impresso, o revestimento de cobre deve ser mantido, sendo feitos orifícios para a colocação de fios de interligação entre ambas as faces de cobre que servem de massa.

Questionário

1) Justifique a utilização de casadores de impedâncias.

2) Defina, para um gerador, potência disponível.

3) O que é o fator de descasamento?

4) O que é eficiência de acoplamento?

5) Quais os dispositivos que podem ser utilizados para o casamento de impedâncias?

6) O que é um transformador sintonizado de RF?

7) Descreva o procedimento para a medição das características de um transformador.

8) Quais os circuitos equivalentes existentes para um transformador?

9) Como podem ser determinadas as resistências para corrente alternada dos enrolamentos de um transformador?

10) Qual a aplicação para a análise de transformadores como quadripólos Z?

11) Quais as características mais importantes no projeto de transformadores casadores de impedâncias?

12) Qual o fator principal que determina a largura de faixa de um transformador sintonizado?

13) Por onde se deve iniciar o projeto de um transformador sintonizado?

14) Quais os fatores que determinam a largura de faixa mínima de um transformador sintonizado?

15) Qual a influência da largura de faixa na eficiência do transformador sintonizado?

16) Por que as redes LC são muito utilizadas como casadoras de impedâncias?

17) Numa rede LC básica, onde deverá ser colocado o elemento de sintonia?

18) Quais as limitações no projeto de redes LC?

19) Quais os fatores que limitam a transformação de impedâncias de uma rede LC?

20) Qual deve ser o procedimento para o casamento de impedâncias com cargas reativas?

21) Quais as características da compensação série e paralela?

22) Quais as principais aplicações para a compensação paralela?

23) Por que nas redes casadoras de impedâncias, os indutores são utilizados, preferencialmente, em série com o sinal?

24) Em que situações, numa rede casadora de impedâncias LC, é preferível a utilização de capacitores em série com o sinal?

25) Por que é necessário, às vezes, a redução da largura de faixa de uma rede casadora de impedâncias?

26) Qual o procedimento utilizado para a redução da largura de faixa de uma rede casadora de impedâncias LC?

27) Qual o circuito equivalente de uma rede casadora de impedâncias em T?

28) Discuta a influência da impedância interna do gerador sobre o fator de qualidade efetivamente utilizado, no caso do projeto de redes casadoras de impedâncias para válvulas e transistores?

29) Qual a aplicação para redes L com o fator de qualidade controlado?

30) Qual é a faixa ideal para o fator de qualidade de filtro de harmônicos de uma rede L?

31) Numa rede casadora de impedâncias, é possível trocar de lugar a carga com o gerador, desde que respeitadas as impedâncias de terminação?

32) Qual o procedimento para a substituição dos indutores por capacitores, numa rede casadora de impedâncias?

33) Por que os casadores de impedâncias com "microstrips" são utilizados, preferencialmente, em VHF, UHF e SHF?

34) De que forma é construída uma "microstrip line"?

35) Quais os fatores que determinam o comprimento de uma "microstrip line"?

36) Qual é a função do capacitor utilizado em paralelo com a entrada da linha de transmissão casadora de impedâncias?

37) Qual a influência da indutância dos terminais dos capacitores utilizados, sobre o valor dos mesmos, nas freqüências pertencentes às faixas de VHF, UHF e SHF?

38) Quais os capacitores mais apropriados para a utilização nas faixas de VHF, UHF e SHF?

39) Quais os fatores que limitam os valores máximos de capacitâncias utilizáveis?

40) No caso de capacitores variáveis, qual o dielétrico apropriado, nas faixas de freqüências mais elevadas?

Problemas Propostos

1) Para um gerador de FEM de 2 μV e resistência interna de 50 Ω, calcular a potência disponível do gerador, P_{as}; o fator de descasamento, m; a eficiência, n; potência na carga, P_L; para uma carga de 250 Ω.

2) Num transformador de RF foram medidos os seguintes valores, para uma freqüência de 455 kHz, sendo dados:
$V_2 = 100$ mV e $I_2 = 2$ mA; $V_1 = 1$ V e $I_1 = 1$ mA; $I_2 = 2$ mA e $V_1 = 224$ mV.
Calcular: L_2; L_1 e M.

3) Calcular o circuito equivalente para o transformador da questão 2.

4) Calcular o coeficiente de acoplamento do transformador da questão 2.

5) Calcular a impedância de entrada, Z_I, para o transformador da questão 2, conectado a uma carga de 200 Ω.

6) Calcular o capacitor de sintonia para a questão 5.

7) Calcular a impedância de entrada do transformador da questão 2 carregado por uma resistência de 200 Ω e sintonizado por 354 pF.

8) Qual a largura de faixa para o transformador da questão 2, sintonizado por 354 pF, com uma carga no secundário de 200 Ω e um gerador, no primário, de 20 kΩ.

9) Calcular um transformador com os seguintes dados:

f = 455 kHz; BW = 6,67 kHz; $Q_o = \infty$; $R_P = 15$ kΩ e $R_L = 200$ Ω

Calcular: X_{11}; R_{11}; X_{22}; X_{21} .

10) Calcular a impedância de entrada, Z_I, e o capacitor de sintonia, C, do transformador da questão 9.

11) Calcular uma rede LC para casar uma carga de 180 Ω com um gerador de 10 kΩ (Figura 11), na freqüência de 455 kHz.

12) Calcular o rendimento do casador anterior, para $Q_o = 90$.

13) Calcular um casador (da Figura 13c) para uma carga composta por um resistor de 180 Ω em série com um indutor de 47 μH, acoplada a um gerador de 7 kΩ, na freqüência de 455 kHz.

14) Calcular um casador capacitivo de impedâncias (Figura 14) para uma carga de 5 kΩ e um gerador de 50 Ω, na freqüência de 470 kHz.

15) Projetar uma rede T para casar a impedância de 50 Ω com uma carga de 200 Ω. A freqüência de operação é de 3,64 MHz e a largura de faixa é de 500 kHz.

16) Projetar uma rede PI para os dados do circuito anterior.

17) Projetar uma rede L para a freqüência de 455 kHz e Q = 31,4, para casar uma carga de 200 Ω com um gerador de 6,8 kΩ.

18) Projetar um casador de impedância com microstrip para o transistor MRF 240, sendo $Z_i = 0{,}98 + j0{,}6\ \Omega$, na freqüência de 160 MHz. Usar uma linha de 3 mm de largura sobre a fibra de vidro de 1/16", $Z_o = 48\ \Omega$ e $F_V = 0{,}528$. O circuito é o da Figura 29. Calcular (valores nominais). C_1; L_1; C_2 e C_P.

MAKRON
Books

14

Amplificadores Sintonizados

Equipamentos de rádio fazem uso intensivo de amplificadores sintonizados. Esses amplificadores são responsáveis pela sensibilidade e seletividade dos receptores.

Características gerais dos amplificadores sintonizados:

As principais características dos amplificadores sintonizados são:

a) seletividade;

b) sensibilidade;

c) faixa dinâmica.

Seletividade

A seletividade dos amplificadores sintonizados está relacionada com o número de filtros passa-faixa utilizados em sua construção e, também, com a qualidade dos mesmos. Normalmente, os filtros passa-faixa são dispostos entre os dispositivos amplificadores, fazendo parte da rede de acoplamento do sinal. A Figura 1 mostra a configuração típica de um amplificador sintonizado. Os filtros podem ser do tipo LC, cerâmico, mecânico ou a cristal, dependendo do uso a que se destina o circuito. Os dois primeiros filtros são muito utilizados por serem simples e econômicos, enquanto os filtros mecânicos e a cristal têm seu uso mais restrito, destinando-se a equipamentos de radiocomunicação, radioamador, TV e outros.

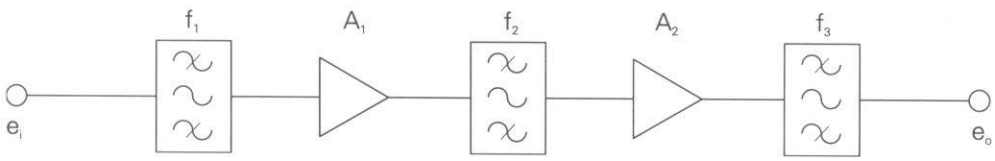


Figura 1 Amplificador sintonizado em 2 estágios com 3 filtros.

Sintonia Múltipla

Os filtros podem estar sintonizados na mesma freqüência ou em freqüências distintas, resultando, evidentemente, de curvas de resposta de freqüência diferentes (Figuras 2 e 3).

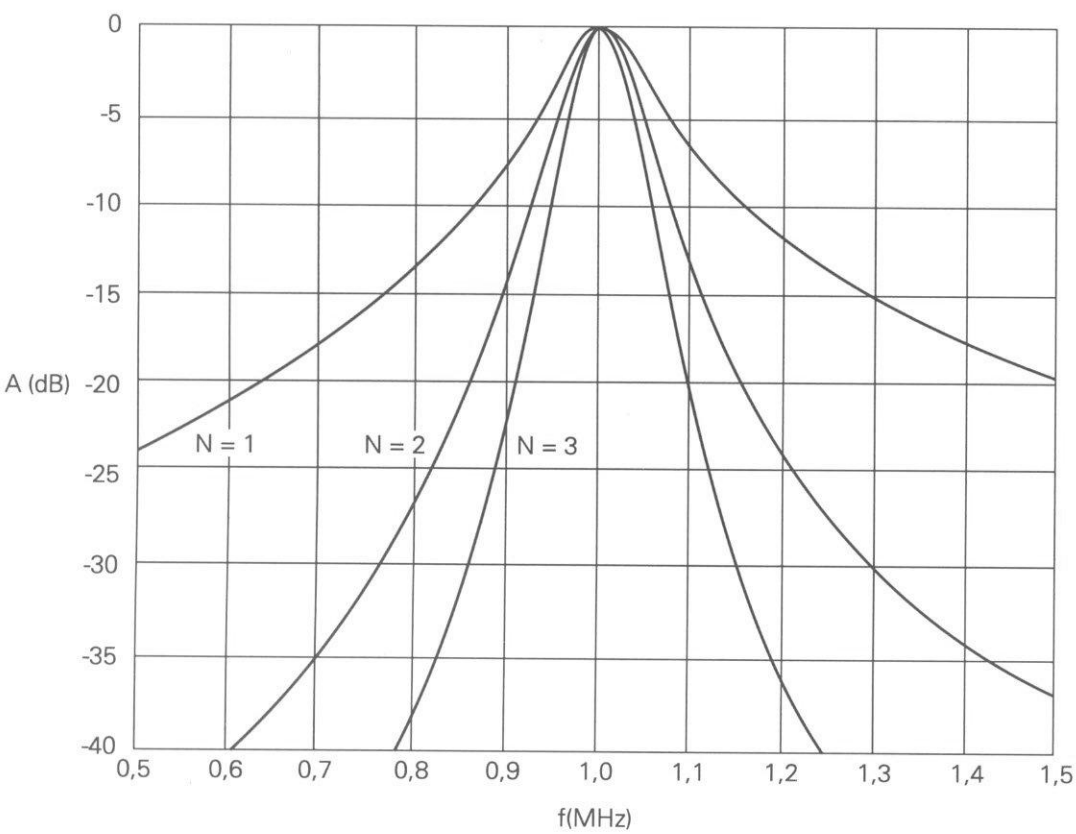


Figura 2 Curva de resposta de freqüência para amplificador de RF com 1, 2 ou 3 filtros LC paralelos idênticos.

As curvas da Figura 2 correspondem a filtros RLC paralelos com os seguintes valores para os componentes: R = 1 kΩ, L = 15,92 μH e C = 1,592 nF. Nos filtros, R representa a resistência total em paralelo, incluindo as perdas do indutor e do capacitor, a resistência do gerador e a do amplificador.

Na Figura 2 pode-se observar que o aumento do número de filtros reduz a faixa de passagem, BW, e aumenta, portanto, a seletividade do amplificador. A largura de faixa total, BW_n, pode ser calculada com a seguinte equação:

$$BW_n = BW \sqrt{2^{1/n} - 1} \qquad \text{Equação 1}$$

onde: BW_n : largura de faixa total em Hz

BW : largura de faixa de cada filtro, em Hz

n : o número de filtros passa-faixa.

Exercício 1: Calcular a largura de faixa de um amplificador com 3 filtros de largura de faixa de 100 kHz, cada um.

Solução: Utilizando-se a Equação 1, tem-se:

$$BW_n = 100 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{2^{1/3} - 1} = 100 \cdot 10^3 \cdot \sqrt{1{,}26 - 1} = 51 \text{ kHz}$$

Exercício 2: Calcular a largura de faixa de um único filtro para um amplificador com dois filtros e largura de faixa total de 500 kHz.

Solução: Através da Equação 1, tem-se:

$$BW = BW_n / \sqrt{2^{1/n} - 1} \qquad \text{Equação 2}$$

$$BW = 500 \cdot 10^3 / \sqrt{2^{1/2} - 1} = 500 \cdot 10^3 / \sqrt{1{,}414 - 1} = 777 \text{ kHz}$$

Muitas vezes é necessário projetar o circuito RLC em função da atenuação desejada em determinada freqüência. Para isso, devemos utilizar as equações dadas a seguir:

$$A = \frac{|Z(f)|}{Z_o} \qquad \text{Equação 3}$$

onde: A : atenuação na freqüência f

Z : impedância na freqüência f

Z_o : impedância na freqüência de ressonância, f_o, Ω

$$X = A \cdot R_t \cdot \left| \frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f} \right| \qquad \text{Equação 4}$$

onde: X : é a reatância dos elementos de sintonia, Ω

R_t : é a resistência total em paralelo com o filtro, Ω

f : freqüência na qual se deseja o valor da atenuação, Hz

f_o : freqüência de ressonância, Hz

Exercício 3: Projetar um filtro RLC paralelo para a freqüência de 10 MHz, que produza uma atenuação de – 20 dB em 10,91 MHz. A impedância na ressonância é de 5 kΩ.

Solução:

a) Inicialmente, transforma-se o valor da atenuação dado em dB, para a relação numérica "A":

$$A = 10^{\left[\frac{A(db)}{20}\right]}$$

$$A = 10^{\left[\frac{-20}{20}\right]} = 10^{-0,1} = 0,1$$

b) Calculando-se o valor de "X" pela Equação 4, tem-se:

$$X = 0,1 \cdot 5 \cdot 10^3 \left| \frac{10,91}{10} - \frac{10}{10,91} \right| = 87,2\,\Omega$$

c) Calculam-se os valores de L e C:

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot 10 \cdot 10^6 = 62,8 \text{ Mrad/s}$$

$$C = \frac{1}{\omega\, X_C} = \frac{1}{62,8 \cdot 10^6 \cdot 87,2} = 183 \text{ pF}$$

$$L = \frac{X_L}{\omega} = \frac{87,2}{62,8 \cdot 10^6} = 1,39\,\mu\text{H}$$

Sintonia Escalonada

É utilizada quando se deseja uma curva de resposta cujo topo seja plano. Essa é mostrada na Figura 3 e obtida pelo uso de filtros que tenham freqüências de ressonâncias ligeira-

mente diferentes. O afastamento de freqüência pode ser obtido da Tabela 1, assim como a largura de faixa correspondente.

Tabela 1 Valores para projeto de filtros com sintonia escalonada.

N		*F*1	*F*2	*F*3	*F*4	*F*5
2	f_o	$f_c - 0{,}35\ BW_t$	$f_c + 0{,}35\ BW_t$	X	X	X
	BW	$0{,}7\ BW_t$	$0{,}7\ BW_t$	X	X	X
3	f_o	$f_c - 0{,}43\ BW_t$	f_c	$f_c + 0{,}43\ BW_t$	X	X
	BW	$0{,}5\ BW_t$	BW_t	$0{,}5\ BW_t$	X	X
4	f_o	$f_c - 0{,}46\ BW_t$	$f_c - 0{,}19\ BW_t$	$f_c + 0{,}19\ BW_t$	$f_c + 0{,}46\ BW_t$	X
	BW	$0{,}38\ BW_t$	$0{,}92\ BW_t$	$0{,}92\ BW_t$	$0{,}38\ BW_t$	X
5	f_o	$f_c - 0{,}48\ BW_t$	$f_c - 0{,}15\ BW_t$	f_c	$f_c + 0{,}15\ BW_t$	$f_c + 0{,}48\ BW_t$
	BW	$0{,}30\ BW_t$	$0{,}96\ BW_t$	BW_t	$0{,}96\ BW_t$	$0{,}30\ BW_t$

Analisando-se a curva de resposta total, percebe-se que ela é igual à soma das respostas individuais de cada filtro. Assim, para a freqüência de 900 kHz, a resposta dos filtros é de – 2,5 dB e –10,6 dB, totalizando –13,1 dB, que corresponde à resposta total. Portanto, sempre que for necessário a obtenção da resposta em freqüência de amplificadores com diversos filtros, basta adicionar os valores em dB de cada filtro.

Exercício 4: Calcular os filtros de um amplificador de sintonia escalonada com as seguintes especificações:

a) freqüência central: $f_c = 5{,}25$ MHz

b) largura de faixa: $BW_t = 500$ kHz

c) resistência paralela: $R_P = 5\ k\Omega$

d) número de filtros: n = 3

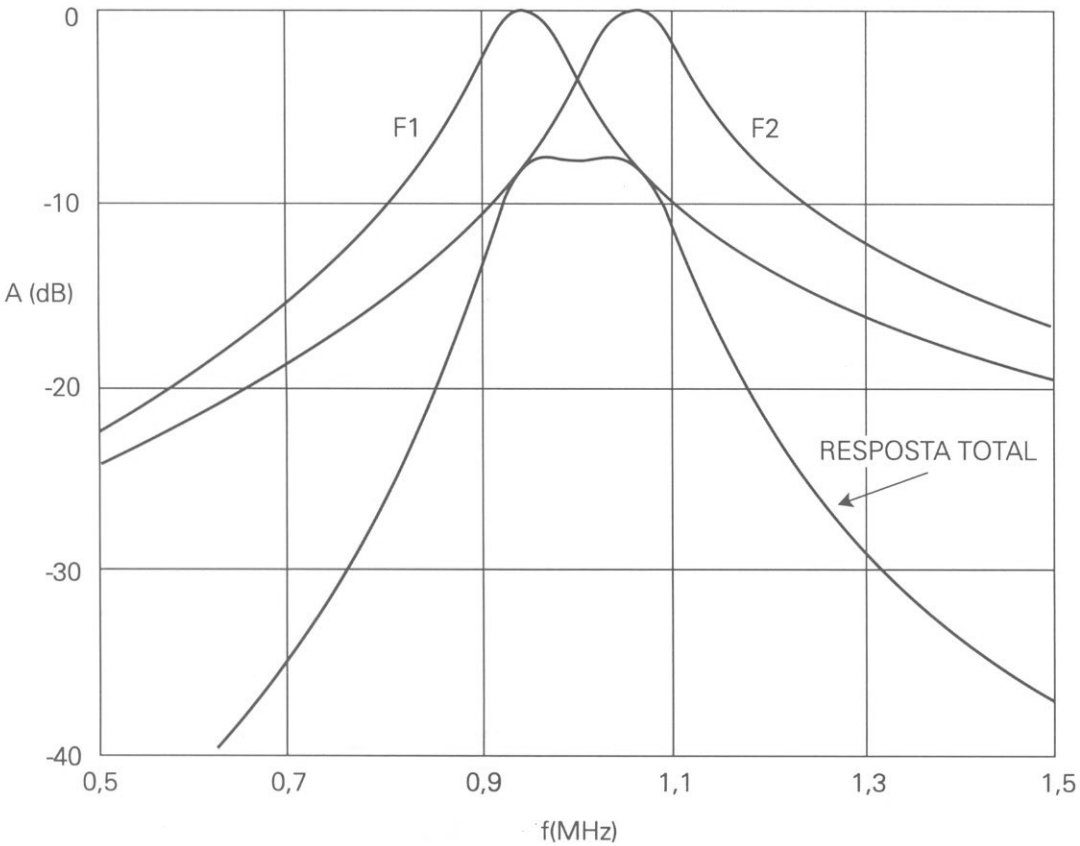


Figura 3 Curva de resposta de um circuito com sintonia escalonada, com 2 filtros.

Solução: A partir da Tabela 3, para N = 3, tem-se:

Filtro 1: F_1

$f_{o1} = f_c - 0{,}43\ BW_t = 5250 - 0{,}43 \cdot 500 = 5{,}035$ MHz

$BW_1 = 0{,}5\ BW_t = 0{,}5 \cdot 500 = 250$ kHz

$$Q = \frac{f_c}{BW};$$ Equação 6

$$Q_1 = \frac{5250}{250} = 21$$

$X = R_P/Q$ Equação 7

$X = 5000/21 = 238\ \Omega$

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 5{,}035 \cdot 10^6 = 31{,}64$ Mrad/s

$$L = \frac{X}{\omega} = \frac{238}{31{,}64 \cdot 10^6} = 7{,}52\ \mu H$$

$$C = \frac{1}{\omega X} = \frac{1}{31{,}64 \cdot 238} = 133\ pF$$

Filtro 2: F_2

$f_{o2} = f_c = 5{,}25$ MHz

$BW_2 = BW_t = 500$ kHz

$$Q = \frac{f_c}{BW} = \frac{5250}{500} = 10{,}5$$

$X = R_P/Q = 5000/10{,}5 = 476{,}2\ \Omega$

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 5{,}25 \cdot 10^6 = 32{,}99$ Mrad/s

$$L = \frac{X}{\omega} = \frac{476{,}2}{32{,}99 \cdot 10^6} = 14{,}4\ \mu H$$

$$C = \frac{1}{\omega X} = \frac{1}{32{,}99 \cdot 10^6 \cdot 476{,}2} = 63{,}7\ pF$$

Filtro 3: F_3

$f_{o3} = f_c + 0{,}43\ BW_t = 5250 + 0{,}43 \cdot 500 = 5{,}465$ MHz

Utilizando-se o valor de BW e X calculados anteriormente para o filtro 3, tem-se:

$\omega = 2 \cdot \pi \cdot f = 2 \cdot \pi \cdot 5{,}465 \cdot 10^6 = 34{,}34$ Mrad/s

$$L = \frac{X}{\omega} = \frac{238}{34{,}34 \cdot 10^6} = 6{,}931\ \mu H$$

$$C = \frac{1}{\omega X} = \frac{1}{34{,}34 \cdot 10^6 \cdot 238} = 122\ pF$$

A Figura 4 mostra a curva de resposta obtida. Observe que o topo da curva está a –12dB. Essa é a perda de ganho causada pelo fato de os filtros estarem sintonizados em freqüências diferentes.

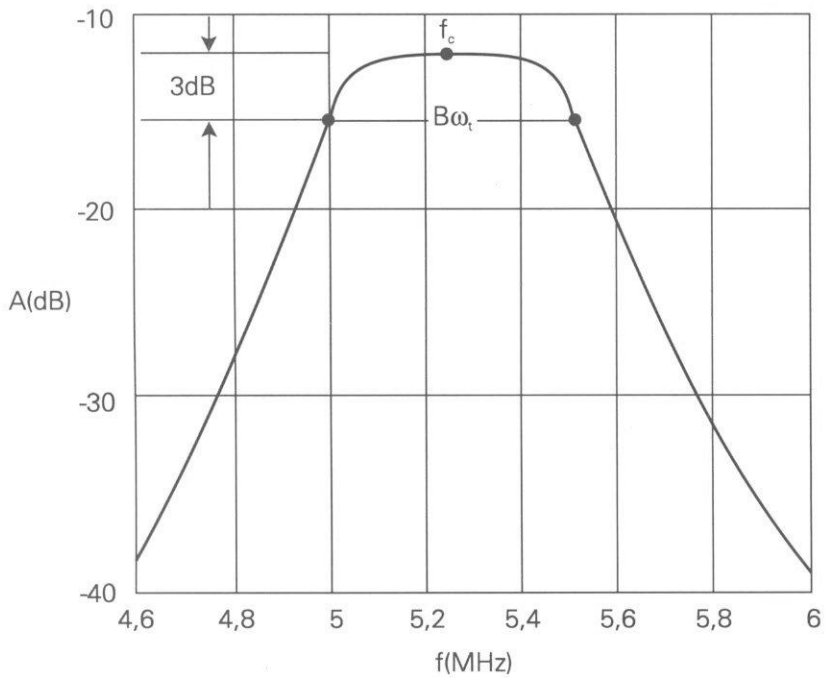


Figura 4 Curva de resposta do circuito do Exercício 4.

As curvas de resposta examinadas até agora presumem que não haja realimentação indesejada entre a saída e a entrada do amplificador.

Sensibilidade

A sensibilidade dos amplificadores está relacionada com o número de estágios empregados, o ganho de cada estágio e o ruído dos mesmos. Um amplificador sensível deve obedecer aos seguintes requisitos:

a) O fator de ruído do dispositivo amplificador deve ser o menor possível.

b) O casamento de impedâncias entre o gerador e a entrada do amplificador deve ser o mais perfeito possível.

c) O ganho de potência do primeiro estágio deve ser suficiente para superar o ruído do segundo estágio.

Fator de Ruído

O fator de ruído de um dispositivo é dado por:

$$N_f = \frac{(S + R)/R(\text{entrada})}{(S + R)/R(\text{saída})} \qquad \text{Equação 8}$$

onde: S: valor eficaz do sinal, V

R: valor eficaz do ruído, V

O fator de ruído pode ser expresso em dB pela equação

$$N_f = 20 \log N_f \qquad \text{Equação 9}$$

O fator de ruído do amplificador indica o quanto o mesmo é mais ruidoso que o amplificador ideal. O amplificador ideal é aquele que gera um ruído na entrada correspondente ao valor da parte real da impedância de entrada. Contudo, um amplificador prático costuma ser mais ruidoso. Um bom dispositivo amplificador deve ter um fator de ruído próximo a 1, ou zero dB. Na prática, um transistor ou válvula com fator de ruído inferior a 2 (3 dB), é suficiente para a maioria das aplicações em estágios de entrada dos amplificadores utilizados em receptores sensíveis.

O fator de ruído total pode ser calculado com auxílio da seguinte equação:

$$N_{ft} = N_{f1} + \frac{N_{f2} - 1}{A_1} + \frac{N_{f3} - 1}{A_1 \cdot A_2} + \ldots + \frac{N_{fn} - 1}{A_1 \cdot A_2 \ldots A_{n-1}} \qquad \text{Equação 10}$$

onde: N_{ft} = fator de ruído total.

N_{fn} = fator de ruído do estágio "n"

n = o número do estágio

Exercício 5: Num amplificador de três estágios, foram encontrados os seguintes valores:

1º estágio: $A_1 = 10$; $N_{f1} = 2$

2º estágio: $A_2 = 30$; $N_{f2} = 3$

3º estágio: $A_3 = 40$; $N_{f3} = 5$

Sabendo-se que a relação (S + R) na entrada é igual a 10, calcular:

a) O fator de ruído do amplificador completo.

b) A relação (S + R)/R na saída do amplificador.

Solução: Utilizando-se a Equação 10, tem-se:

a) $N_{ft} = 2 + \frac{3 - 1}{10} + \frac{5 - 1}{10 \cdot 30} = 2{,}21$

b) Utilizando-se a Equação 8, tem-se:

$$2{,}21 = \frac{10}{(S + R)/R} \; ; \; (S + R)/(\text{saída}) = 4{,}52$$

Percebe-se, pela análise da Equação 10 e do Exercício 5, que o fator de ruído do amplificador é determinado praticamente pelo primeiro estágio. Por isso, o primeiro estágio deve ser cuidadosamente projetado, visando o menor fator de ruído possível.

Projeto para Baixo Ruído

O projeto de amplificadores de baixo ruído deve atender aos seguintes requisitos:

1) Do dispositivo amplificador:

- *a)* baixo fator de ruído;
- *b)* realimentação interna pequena;
- *c)* ganho elevado.

2) Do filtro passa-faixa de entrada:

- *a)* eficiência elevada;
- *b)* proporcionar a impedância correta para o dispositivo amplificador.

Faixa Dinâmica

É a relação entre o máximo sinal na entrada do amplificador para uma certa quantidade de distorção por intermodulação e o mínimo sinal discernível, também aplicado à entrada. A faixa dinâmica depende dos seguintes fatores:

a) fator de ruído;

b) ganho;

c) capacidade de potência.

Todas as características acima estão relacionadas ao dispositivo amplificador. O fator ruído determina o mínimo sinal discernível, que é o menor sinal de entrada capaz de aumentar de forma perceptível o sinal de saída do amplificador. O ganho do amplificador afeta de forma negativa a faixa dinâmica, ou seja, um ganho elevado geralmente implica numa menor faixa dinâmica. Já a capacidade de potência do amplificador, quando elevada, aumenta a faixa dinâmica, desde que não haja prejuízo no fator de ruído.

Procedimentos para o Aumento da Faixa Dinâmica

Pode-se aumentar a faixa dinâmica dos amplificadores através da adoção das seguintes medidas:

a) escolha do dispositivo amplificador;

b) redução do ganho ao valor mínimo possível;

c) aumento da potência do amplificador.

Escolha do Dispositivo Amplificador

O melhor dispositivo amplificador é aquele que, junto com um baixo fator de ruído, apresenta uma grande linearidade. Nessa categoria incluem-se os MOSFETs, as válvulas eletrônicas, os JFETs e os transistores bipolares de potência (desde que realimentados negativamente e de baixo ruído).

Em aplicações comuns, bons resultados podem ser conseguidos com MOSFETs e JFETs, sendo capazes de suportar sinais de entrada de até 0,5 V, para um sinal discernível da ordem do microvolt, dando uma faixa dinâmica de cerca de 50 mil, ou 94 dB. As válvulas, embora normalmente mais ruidosas, suportam sinais ainda mais intensos em sua entrada. Já os transistores bipolares distorcem fortemente, quando a tensão de entrada ultrapassa algumas dezenas de milivolts, embora aceitem sinais de entrada inferiores ao microvolt. Dessa maneira e sem realimentação, a faixa dinâmica fica um tanto comprometida e não ultrapassa 10 mil vezes, ou 80 dB. Com realimentação negativa, é possível aumentar-se pelo menos 10 ou 20 dB a faixa dinâmica, com algum prejuízo, contudo, para o mínimo sinal discernível.

Redução do Ganho

Uma boa regra de projeto é manter o ganho dentro do menor valor possível, pelo menos antes de o sinal receber uma filtragem enérgica que elimine as interferências fora do canal desejado. Portanto, os primeiros estágios, se não forem precedidos por um excelente filtro, devem possuir um ganho total tão pequeno quanto possível, de acordo com a capacidade de potência dos estágios posteriores. Assim, pode-se utilizar um estágio relativamente pouco potente no primeiro amplificador. O segundo amplificador, porém, irá trabalhar com um sinal mais intenso, devido à amplificação do primeiro estágio, e deverá ser de potência relativamente maior.

Aumento da Potência do Amplificador

Amplificadores de potência são recomendados para os casos em que se utilizem diversos estágios em cascata em aplicações de faixa-larga. Isso porque, não podendo ser utilizados filtros nesses amplificadores, a única solução, para suportar os sinais cada vez mais intensos provenientes dos primeiros estágios, consiste no aumento da potência de saída dos estágios posteriores. A utilização de realimentação negativa também é fundamental para a melhoria da faixa dinâmica.

Parâmetros Y

Os parâmetros admitância, ou parâmetros *Y*, são os mais utilizados no projeto de amplificadores de RF de baixa potência. Eles representam de forma exata o desempenho do dispositivo amplificador. São superiores ao circuito equivalente π-híbrido, principalmente em freqüências superiores $f_T/5$, permitindo, ainda, o controle da estabilidade do amplificador de forma segura. A Figura 5 mostra o modelo π-híbrido para transistores bipolares e a Figura 6 para FETs. O quadripólo *Y* é mostrado nas Figuras 7 e 8.

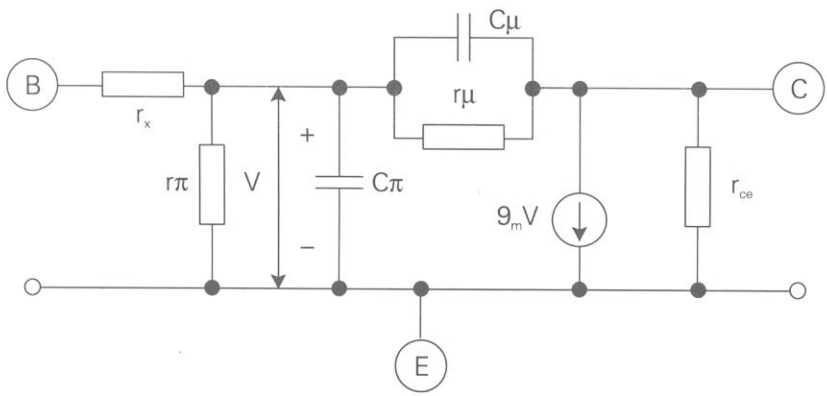
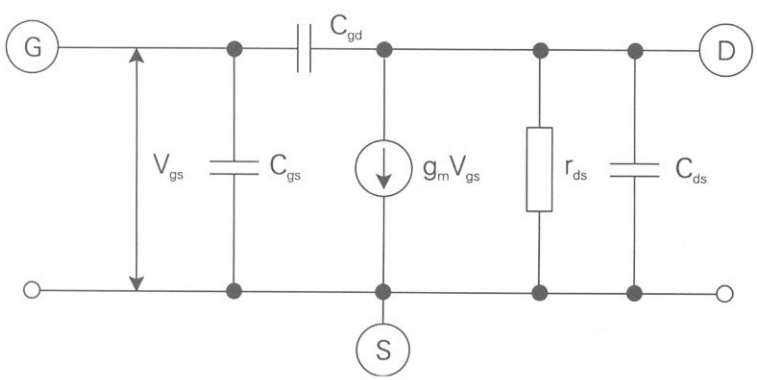


Figura 5 Circuito equivalente π-híbrido para transistores bipolares. Equação no final do capítulo.



$$C_{iss} = C_{gss} = C_{gs} + C_{gd}$$
$$C_{oss} = C_{gd} + C_{ds} \cong C_{gd}$$
$$C_{rss} = C_{gd}$$

Figura 6 Circuito equivalente π-híbrido para FETs.

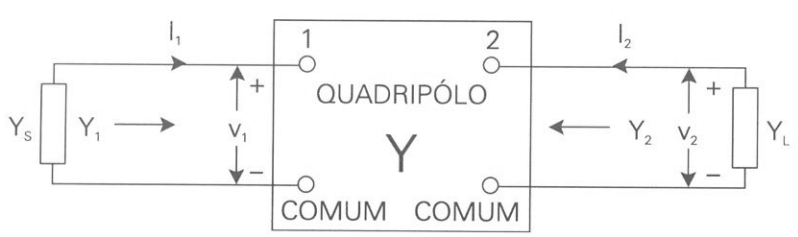


Figura 7 Quadripólo "Y".

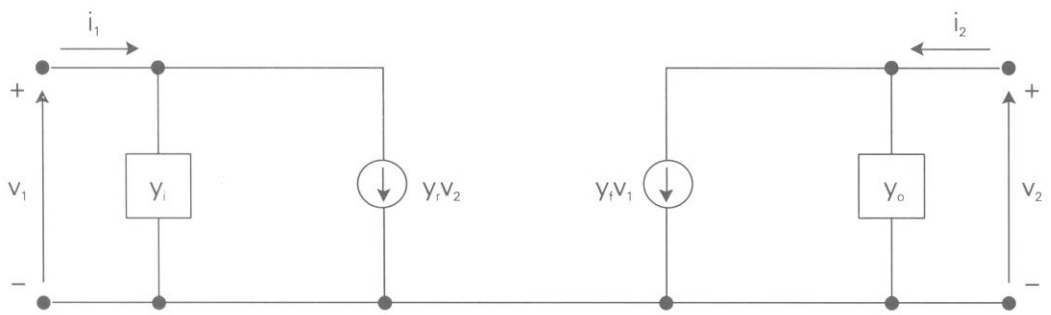


Figura 8 Quadripólo *Y*.

Os parâmetros *Y* são também conhecidos como parâmetros de curto-circuito, porque, na sua medição, sempre um dos terminais deve estar em curto-circuito para a massa (apenas para corrente alternada). A definição dos parâmetros *Y* é dada a seguir:

a) "*Admitância de entrada*", y_i. É medida com a saída em curto. A letra "i" escrita após o "y" significa "input", ou entrada. Às vezes, a admitância de entrada é simbolizado por y_{11}. Após a letra "i", poderão vir as letras "e", "b" ou "c", indicando, respectivamente, emissor, base ou coletor-comum. Para FETs essas letras são substituídas por "s", "g" ou "d", indicando, respectivamente, fonte, porta ou dreno-comum. Essas observações, aliás, são válidas para os demais parâmetros. A seguir, a definição matemática de y_i ou y_{11}:

$$y_i = y_{11} = \frac{i_1}{v_1}\Bigg|_{v_2 = 0} \qquad \text{Equação 11}$$

b) *Admitância de transferência reversa,* y_r. É medida com a entrada em curto-circuito. A letra "r" significa "reverse", ou reverso. A admitância de transferência reversa pode ser representada por y_{22}. Sua definição matemática é a seguinte:

$$y_r = y_{12} = \frac{i_1}{v_2}\Bigg|_{v_1 = 0} \qquad \text{Equação 12}$$

c) *Admitância de transferência direta,* y_f. É medida com a saída em curto-circuito. A letra "f" significa "forward", ou direto. A admitância de trans-

ferência direta pode ser representada por y_{21}. Sua definição matemática é dada por:

$$y_f = y_{21} = \frac{i_2}{v_1}\Bigg|_{v_2 = 0} \qquad \text{Equação 13}$$

d) *Admitância de saída, y_o.* É medida com a entrada em curto-circuito. A letra "o" significa "output", ou saída. A admitância de saída pode ser representada por y_{22} e sua definição matemática é:

$$y_o = y_{22} = \frac{i_2}{v_2}\Bigg|_{v_1 = 0} \qquad \text{Equação 14}$$

Cálculo do Desempenho de um Amplificador

A partir dos parâmetros *Y*, é possível calcular-se o funcionamento de um amplificador, utilizando-se as seguintes equações, obtidas da análise da Figura 7.

$$i_1 = v_1 \cdot y_i + v_2\, y_r = -v_1\, y_s \qquad \text{Eauação 15}$$

$$i_2 = v_1\, y_f + v_2\, y_o = -v_2\, Y_L \qquad \text{Equação 16}$$

onde: Y_S : é a admitância do gerador

Y_L : é a admitância da carga

Da Equação 16, obtém-se o ganho de tensão:

$$A_v = \frac{v_2}{v_1} = \frac{-y_f}{y_o + Y_L} \qquad \text{Equação 17}$$

A partir da razão entre a Equação 16 e a Equação 15 (dividindo-se o numerador e denominador por v_1) e utilizando-se a Equação 17, obtém-se o ganho de corrente:

$$A_I = \frac{i_2}{i_1} = \frac{y_f\, Y_L}{y_i\,(y_o + Y_L) - y_f\, y_r} \qquad \text{Equação 18}$$

A admitância de entrada do amplificador, Y_1, é encontrada dividindo-se a Equação 15 por V_1. Na expressão resultante, é feita a substituição da Equação 17, obtendo-se:

$$Y_1 = \frac{i_1}{v_1} = y_i - \frac{y_f\, y_r}{y_o + Y_L} \qquad \text{Equação 19}$$

A admitância de saída, Y_2, pode ser encontrada através de procedimento semelhante. A partir da Equação 15, obtém o ganho de tensão reverso:

$$\beta = \frac{v_1}{v_2} = \frac{-\, y_r}{y_i + Y_S} \qquad \text{Equação 20}$$

Dividindo-se a Equação 16 por V_2 e substituindo a Equação 20 na expressão resultante, obtém-se:

$$Y_2 = \frac{i_2}{v_2} = y_o - \frac{y_f\, y_r}{y_i + Y_S} \qquad \text{Equação 21}$$

Estabilidade de um Amplificador

Um amplificador sintonizado na entrada e na saída poderá transformar-se num oscilador do tipo Hartley, caso o módulo do produto βA_V seja superior à unidade e o ângulo de fase seja igual 0°, ou um arco múltiplo. Isso ocorre porque em freqüências ligeiramente inferiores à da ressonância, os filtros LC paralelo atuarão como indutância em paralelo com a entrada e a saída do amplificador, enquanto a capacitância de realimentação, C_μ (na Figura 5) ou C_{gd} (na Figura 6), funcionará como elo de realimentação. A possibilidade de oscilação poderá ser eliminada pela redução de A_V ou de β, ou ambos. A_V pode ser reduzido diminuindo "y_f" ou reduzindo a corrente do transistor ou FET. O valor de "Y_L" pode ser aumentado pela redução do valor da resistência de carga, R_L.

O valor de β pode ser reduzido de duas maneiras:

a) Redução de y_r, o que envolve alguma forma de neutralização da capacitância de realimentação.

b) Aumento de Y_S, obtido pela redução de R_S, a resistência interna do gerador.

Formas de Neutralização

Existem basicamente três formas de neutralização da capacitância de realimentação, C_μ ou C_{gd}:

a) *Neutralização indutiva*: Consiste em inserir-se um indutor entre a entrada e a saída do amplificador, com susceptância indutiva, $-jB_{LN}$, igual, em módulo, ao valor de y_r. O capacitor em série com o indutor funciona apenas como bloqueio para corrente contínua. Esse tipo de neutralização funciona melhor em freqüência superior a 30 MHz e caracteriza-se por atuar numa faixa relativamente estreita de freqüência (Figura 9).

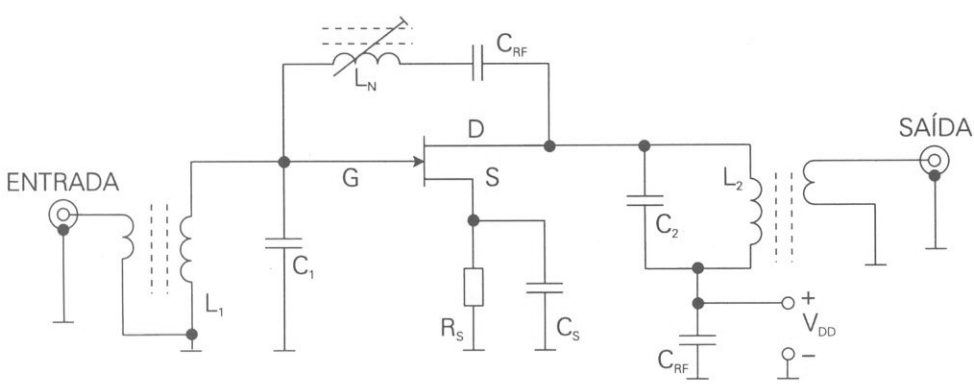


Figura 9 Amplificador de RF com neutralização indutiva.

O valor de L_N é dado por:

$$L_N = \frac{1}{\omega \cdot b_r} \qquad \text{Equação 22}$$

onde: ω : $2 \cdot \pi \cdot f$, sendo "f" a freqüência de operação
b_r : o módulo da parte imaginária de y_r

Se o valor de C_μ, ou C_{gd}, for conhecido, L_N pode ser encontrado diretamente por:

$$L_N = \frac{1}{\omega^2 C_\mu} \qquad \text{Equação 23}$$

ou

$$L_N = \frac{1}{\omega^2 C_{gd}}$$ Equação 24

Exercício 6: A capacitância de realimentação, C_{rs} ou C_{gd}, de um FET BF245 é de 1,1pF. Calcular o valor de L_N para f = 160 MHz.

Utilizando-se a Equação 24, tem-se:

$$L_N = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 160 \cdot 10^6)^2 \cdot 1{,}1 \cdot 10^{-12}} = 900\,\text{nH}$$

Normalmente é utilizado um indutor ajustável para L_N, de valor maior que o calculado.

b) Neutralização a transformador: Consiste em utilizar um transformador de RF para inverter a fase do sinal e, em seguida, através de um capacitor C_N de valor adequado, realimentar o sinal da saída para entrada do circuito, cancelando-se com isso o efeito da realimentação interna do dispositivo. O valor de C_N pode ser obtido com o auxílio das seguintes equações:

$$C_N = N \cdot C_\mu$$ Equação 25

ou

$$C_N = N \cdot C_{gd}$$ Equação 26

sendo N a relação entre a tensão do primário e a tensão do secundário do transformador (Figura 10). Esse tipo de neutralização é adequada para ampla faixa de freqüência, dependendo apenas, para isso, da resposta de freqüência do transformador. Deve-se observar que a fase da tensão no secundário é invertida em relação à fase do primário.

Exercício 7: Calcular a neutralização para o circuito da Figura 10, sabendo-se que C_{gd} é igual a 1,1 pF e N é igual a 4,5.

Utilizando-se a Equação 26, tem-se:

$C_N = 4{,}5 \cdot 1{,}1 = 4{,}95$ pF

Normalmente deve-se utilizar para C_N um capacitor ajustável de valor 50% maior que o calculado.

c) Neutralização em ponte: Consiste em realimentar sobre o extremo "frio" do circuito ressonante de entrada, a mesma quantidade de sinal que o dispositivo amplificador retorna sobre o extremo "quente" do circuito ressonante, conforme pode ser observado nas Figuras 11 e 12.

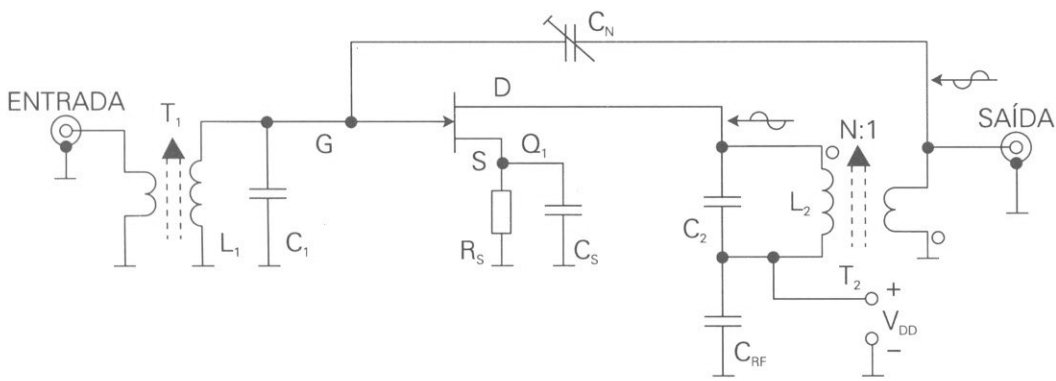


Figura 10 Amplificador de RF com neutralização a transformador.

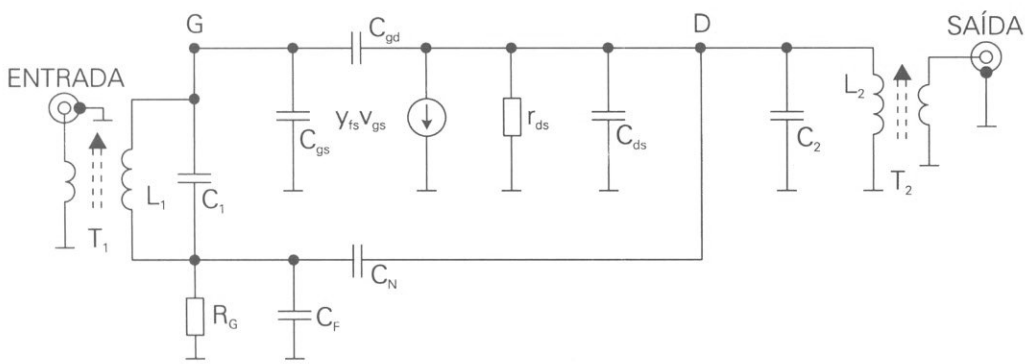


Figura 11 Circuito equivalente do amplificador com neutralização em ponte.

O valor de C_F deve ser maior do que o valor de C_{gs}. O valor de R_G deve estar na faixa de 100 kΩ, sendo muito maior que a reatância de C_F na freqüência de funcionamento. O valor de C_N é dado por:

$$C_N = C_F \cdot \frac{C_\mu}{C_\pi}$$ para equivalente híbrido, Equação 27

$$C_N = C_F \cdot \frac{C_{gd}}{C_{gs}}$$ para FETs, e Equação 28

$$C_N = C_F \cdot \frac{C_{cb}}{C_{be}}$$ para transistores bipolares. Equação 29

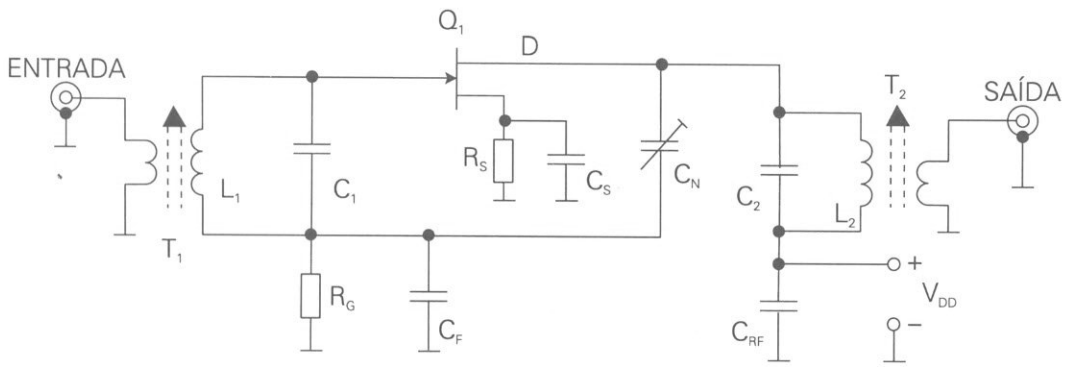


Figura 12 Amplificador de RF com neutralização em ponte.

Exercício 8: Determinar os valores de C_F e C_N para o circuito da Figura 12, sendo dados: $C_1 = 12$ pF; $C_{gd} = 1{,}1$ pF e $C_{gs} = 2{,}9$ pF.

Solução: O valor de C_F deve ser maior do que C_{gs}. Escolhe-se, portanto, um valor comercial conveniente para C_F que resulte num valor C_N também adequado. Um capacitor de 22 pF é adequado para C_F. Utilizando-se a Equação 28, calcular C_N:

$$C_N = 22 \cdot \frac{1{,}1}{2{,}9} = 8{,}34 \text{ pF}$$

Utiliza-se um capacitor ajustável de 15 pF como capacitor de neutralização.

Ajuste da Neutralização

A técnica mais adequada para ajustar a neutralização de um amplificador consiste em injetar um sinal na saída enquanto se mede a entrada. Ajustam-se os filtros para o máximo de sinal e a neutralização para o mínimo. Quando bem neutralizado, o sinal presente na entrada chega, praticamente, a zero. A Figura 13 mostra a técnica utilizada.

Projeto de Amplificadores Neutralizados

Num amplificador neutralizado não existe retorno do sinal de saída para a entrada. Isso significa que o amplificador não mostrará tendência a oscilar, tornando-se perfeitamente estável. O projeto do circuito poderá ser realizado tendo em vista apenas o ganho de

potência, a freqüência de operação e a largura de faixa desejada. O valor da admitância do gerador poderá ser escolhido em função do ganho máximo ou menor fator de ruído, já que ambos dependem da admitância do gerador.

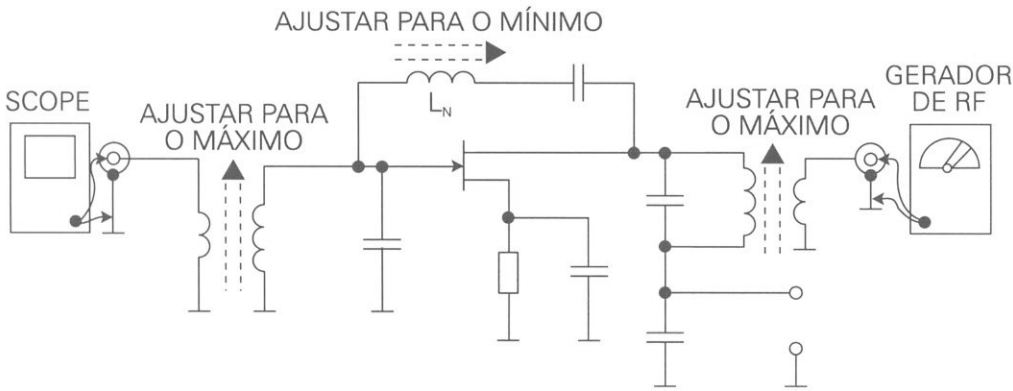


Figura 13 Procedimento de ajuste da neutralização.

Parâmetros Y do Dispositivo Neutralizado

Se o dispositivo operar num circuito onde se utilize alguma forma de neutralização, o valor de y_r deverá ser considerado nulo. Os demais parâmetros serão afetados de acordo com a Tabela 2, em função do circuito utilizado. Na prática, pode-se desprezar a variação dos demais parâmetros, ou seja, "y_i", "y_f" e "y_o", principalmente quando y_r for pequeno. Os valores de "y" com subscrito "t" representam os parâmetros "y" corrigidos que deverão ser utilizados para os cálculos do desempenho do amplificador.

Tabela 2 Correção dos parâmetros "Y" em função do circuito de neutralização.

TIPO DE NEUTRALIZAÇÃO	y_{it}	y_{rt}	y_{ft}	y_{ot}
INDUTIVA	$y_i + y_r$	0	$y_f - y_r$	$y_o + y_r$
TRANSFORMADOR	$y_i + y_n$	0	$y_f + y_n a$	$y_o + y_n a^2$
PONTE	y_i	0	y_f	y_o

Ganho de Potência

Existem várias definições para o ganho de potência de amplificadores. A mais útil é a que define como ganho de potência a relação entre a potência desenvolvida sobre a carga e a potência máxima disponível do gerador. Esse é o chamado "ganho de potência transdutivo", G_T, dado por:

$$G_T = 4 \frac{\left| y_f \right|^2}{\left| (y_i + Y_S)(y_o + Y_L) - y_f \cdot y_r \right|^2} \cdot G_S \, G_L \qquad \text{Equação 30}$$

onde: G_S: é a condutância do gerador, S

G_L: é a condutância da carga, S

Outra forma de definição do ganho de potência é a relação entre a potência na carga e a potência dissipada na entrada do amplificador. Esse é o chamado "ganho de potência operacional", G_P, dado por:

$$G_P = A_v^2 \frac{G_L}{G_1} \qquad \text{Equação 31}$$

onde: G_1 : é a condutância de entrada, S

A diferença entre os ganhos somente aparece quando existe descasamento entre o gerador e a entrada do amplificador. Nesse caso, a razão entre G_T e G_P indica a eficiência na transferência de potência entre o gerador e a entrada do amplificador. A eficiência pode ser calculada com o auxílio das Equações 2, 3 e 5, do Capítulo "Casadores de Impedância" aqui repetidas e adaptadas:

$$m = \frac{G_L}{G_S} \qquad \text{Equação 32}$$

$$n = \frac{P_L}{P_{as}} = \frac{4m}{(m+1)^2} \qquad \text{Equação 33}$$

onde: m : fator de descasamento

n : eficiência

P_L : potência dissipada na carga, W

P_{as} : potência disponível do gerador, W, dada por:

$$P_{as} : 0{,}25 \, G_S E^2 \qquad \text{Equação 34}$$

Projeto dos Filtros

O projeto dos filtros passa-faixa de entrada e saída deve seguir o seguinte procedimento:

a) Cálculo da largura de faixa de cada filtro:

A largura de faixa de cada filtro irá depender da largura do amplificador e do número de filtros utilizados, sendo calculada pela seguinte equação:

$$BW_F = \frac{BW}{\sqrt{2^{(1/n)} - 1}} \qquad \text{Equação 35}$$

onde: BW_F : largura de faixa do filtro

BW : largura de faixa do amplificador

n : número de filtros passa-faixa

b) Cálculo da capacitância total de sintonia:

O valor da capacitância total do filtro passa-faixa é função da largura de faixa e da condutância total em paralelo com o mesmo, sendo dada por:

$$C = \frac{G_S + G_1}{2\ \pi\ BW_F} \qquad \text{Equação 36}$$

ou

$$C = \frac{G_L + G_2}{2\ \pi\ BW_F} \qquad \text{Equação 37}$$

A Equação 36 é utilizada para o cálculo do filtro de entrada e a Equação 37 para o filtro de saída.

c) Cálculo do capacitor de sintonia:

O capacitor de sintonia a ser utilizado em paralelo com o filtro tem, normalmente, um valor diferente do calculado no item "b". Isso ocorre sempre que a susceptância de entrada ou de saída do amplificador for maior do que zero. Seu valor é calculado por:

$$C_1 = \frac{G_S + G_1}{2\ \pi\ BW_F} - \frac{|B_1|}{2\pi f_o} \qquad \text{Equação 38}$$

ou

$$C_2 = \frac{G_L + G_2}{2\,\pi\,BW_F} - \frac{|\,B_2|}{2\,\pi\,f_o} \qquad \text{Equação 39}$$

Observa-se nas Equações 38 e 39 que a primeira parcela fornece o valor da capacitância total, conforme calculada no item "b". A segunda parcela fornece a capacitância de entrada (ou de saída, na Equação 39) do dispositivo amplificador. Uma susceptância negativa para jB_1 ou jB_2 indicará a presença de indutância, o que poderá ocorrer em freqüências acima de 100 MHz, dependendo das indutâncias dos terminais do dispositivo amplificador. Nesse caso, o valor de C_1 ou C_2 será dado diretamente pelas Equações 36 e 37.

d) Cálculo do indutor L_1:

O indutor de sintonia L_1 é calculado com as seguintes equações:

Para jB_1 positivo:

$$L_1 = \frac{1}{G_S + G_1} \cdot \frac{BW_F}{2\,\pi\,f_o{}^2} \qquad \text{Equação 40}$$

Para jB_1 negativo:

$$L_1 = \frac{BW_F}{2\,\pi\,f_o\left[\,f_o\,(G_S + G_1) - BW_F\,\middle|\,B_1\middle|\,\right]} \qquad \text{Equação 41}$$

e) Cálculo do indutor L_2:

Para jB_2 positivo:

$$L_2 = \frac{1}{G_L + G_2} \cdot \frac{BW_F}{2\,\pi\,f_o{}^2} \qquad \text{Equação 42}$$

Para jB_2 negativo:

$$L_2 = \frac{BW_F}{2\,\pi\,f_o\left[\,f_o(G_L + G_2) - BW_F\,\middle|\,B_2\middle|\,\right]} \qquad \text{Equação 43}$$

Exercício 9: Projetar um amplificador sintonizado com neutralização em ponte (Figura 12). A freqüência central é de 10,7 MHz, devendo produzir uma atenuação de – 40 dB na freqüência de 9,79 MHz. As impedâncias de entrada e de saída são iguais a 50 Ω, sendo o casamento de impedâncias proporcionado por transformadores que possuem um fator de qualidade em aberto igual a 140. O FET utilizado é um BF 245, tendo as seguintes

características: $C_{ds} = 2{,}9$ pF; $C_{gd} = 1{,}1$ pF; $C_{ds} = 0{,}4$ pF; $g_m = 5$ mS e $r_{ds} = 40$ kΩ para $V_{DS} = 15$ V e $V_{GS} = 0$. Os parâmetros *Y* correspondentes são: $y_{is} = 3 + j270$ μs; $y_{rs} = -j74$ μS; $y_{fs} = 5 - j0{,}074$ mS ou $5 \lfloor -0{,}85°$ mS e $y_{os} = 25 + j101$ μS.

1) *Cálculos dos transformadores:* Para maior facilidade do projeto, serão usados transformadores semelhantes para T_1 e T_2. Esses transformadores casarão as impedâncias do gerador de 50 Ω com a entrada do amplificador e a saída do amplificador com a carga de 50 Ω.

a) *Cálculo das resistências de entrada e de saída do amplificador:* Para amplificadores neutralizados, as resistências de entrada e saída são iguais ao inverso das condutâncias de entrada e saída respectivamente, como se pode concluir pela análise das Equações 19 e 21. Portanto, tem-se:

$$\text{Resistência de entrada; } R_{in} = \frac{1}{3 \cdot 10^{-6}} = 333\ \text{k}\Omega$$

$$\text{Resistência de saída; } R_{out} = \frac{1}{25 \cdot 10^{-6}} = 40\ \text{k}\Omega$$

b) *Cálculo dos capacitores de sintonia, C_1 e C_2:*

Utilizando-se o procedimento mostrado no Exercício 3, para $R_P = 20$ kΩ (correspondendo ao paralelo de R_{out} com R_I do transformador, ambas iguais), $f_o = 10{,}7$ MHz e $f = 9{,}79$ MHz. A atenuação de cada filtro será igual a – 20 dB, correspondendo à metade de – 40 dB, que é a atenuação total.

Utilizando-se a Equação 5, tem-se:

$$A = 10^{(-20/20)} = 0{,}1$$

Utilizando-se a Equação 4, tem-se:

$$X = 0{,}1 \cdot 20 \cdot 10^3 \left| \frac{9{,}79}{10{,}7} - \frac{10{,}7}{9{,}79} \right| = 356\ \Omega$$

O valor de C é dado por:

$$C = \frac{1}{\omega X_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10{,}7 \cdot 10^6 \cdot 356} = 41{,}8\ \text{pF}$$

O valor calculado para C não leva em conta a capacitância de saída ou de entrada do amplificador, o que será feito mais tarde.

c) Cálculo dos transformadores: T_2

Para isso, será adotado o procedimento empregado no Exercício 9, Capítulo 13.

Para calcular o valor de BW, será utilizada a Equação 47 do Capítulo 13.

$$BW = 2f_o \cdot \frac{X_P}{R_P} = 2 \cdot 10{,}7 \cdot 10^6 \cdot \frac{356}{40 \cdot 10^3} = 190\,\text{kHz}$$

Calculando-se o primário usando-se a Equação 50 do Capítulo 13, tem-se:

$$X_{11} = 0{,}5\, R_p \frac{BW}{f_0} = 0{,}5 \cdot 40 \cdot 10^3 \cdot 190 \cdot 10^3/(10{,}7 \cdot 10^6) = 356\ \Omega$$

O fator de qualidade em aberto, Q_o, permite calcular a resistência equivalente em série com primário, R_{11}, através da Equação 55, Capítulo 13.

$$R_{11} = \frac{X_{11}}{Q_o} = \frac{356}{140} = 2{,}54\ \Omega$$

O secundário é calculado utilizando-se a Equação 40, Capítulo 13.

$$X_{22} \leq 0{,}2 \cdot R_L \leq 0{,}2 \cdot 50 \leq 10\ \Omega$$

$$R_{22} = X_{22}/Q_o = 10/140 = 0{,}071\ \Omega$$

A reatância mútua do transformador é dada pela Equação 52, Capítulo 13.

$$X_{21} \cong \frac{1}{2 \cdot 10{,}7 \cdot 10^6} \sqrt{50\left[40 \cdot 10^3 \,.\, (190 \cdot 10^3)^2 - 4\,(10{,}7 \cdot 10^6)^2 \cdot 2{,}54\right]}$$

$$X_{21} \cong 5{,}54\ \Omega$$

Os valores de reatância calculados permitem o cálculo das três indutâncias: a do primário, a do secundário e a mútua, sendo $\omega = 2 \cdot \pi \cdot 10{,}7 \cdot 10^6 = 67{,}2$ Mrad/s.

Indutância do primário: $L_P = X_{11}/\omega = 356/(67{,}2 \cdot 10^6) = 5{,}3\ \mu H$

Indutância do secundário: $L_S = X_{22}/\omega = 10/(67{,}2 \cdot 10^6) = 149$ nH

Indutância mútua: $L_M = X_{21}/\omega = 5{,}54/(67{,}2 \cdot 10^6) = 82{,}9$ nH

O coeficiente de acoplamento entre os enrolamentos primário e secundário é dado pela Equação 56, Capítulo 13.

$$k = \frac{5{,}54}{\sqrt{356 \cdot 10}} = 0{,}093$$

A eficiência do transformador, n, é dada pela Equação 54, Capítulo 13, sendo R_I calculado pela Equação 38, Capítulo 13.

$$R_I \cong 5{,}54^2 \cdot \frac{50}{50^2 + 10^2} + 2{,}54 = 3{,}13\,\Omega$$

$$n = \frac{3{,}13 - 2{,}54}{3{,}13} \cdot \frac{50}{50 + 0{,}071} = 0{,}188$$

A Figura 14 mostra o desenho do transformador T_2, calculado com o auxílio da Equação 54 do Capítulo 13.

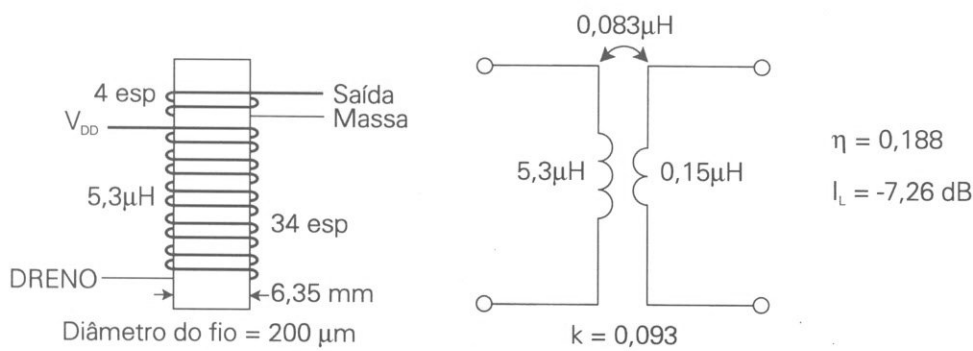


Figura 14 Desenho do transformador T_2 utilizado no amplificador de RF do Exercício 9.

O capacitor C_2 pode ser calculado substraindo-se do valor de C, igual a 41,8 pF, a capacitância resultante da associação em paralelo de "C_{gd}" em série com "C_{gs}", com "C_N" em série com "C_F".

d) Cálculo do circuito de neutralização:

Utilizando-se a Equação 28, calcula-se o valor de C_N, que deverá ser menor do que a capacitância de sintonia do transformador de RF, que é de 41,8 pF. Usando-se para C_N um valor comercial de 5,6 pF o valor de C_F resulta em:

$$C_F = \frac{C_N \cdot C_{gs}}{C_{gd}} = \frac{5{,}6 \cdot 2{,}9}{1{,}1} = 14{,}8\,\text{pF}$$

Deve-se observar que a tensão de secundário de T_1 não aparece totalmente sobre a porta do FET. Uma parte dessa tensão fica sobre o capacitor C_F. A fração da tensão de porta em relação à tensão do secundário é dada por:

$$A_N = \frac{e_p}{e_{sec}} = \frac{C_F}{C_F + C_{gs}} \qquad \text{Equação 44}$$

O valor de A_N calculado pela equação 44 é:

$$A_N = \frac{14{,}8}{14{,}8 + 2{,}9} = 0{,}836$$

O valor de R_G deve ser elevado em relação à reatância de X_{CF}. Porém, como a parte real de "y_{is}" é diferente de zero, o valor de R_G pode ser obtido da seguinte maneira:

$$R_G = \frac{C_{gs}}{g_{is} \cdot C_F} \qquad \text{Equação 45}$$

$$R_G = \frac{2{,}9 \cdot 10^{-12}}{3 \cdot 10^{-6} \cdot 14{,}8 \cdot 10^{-12}} = 65{,}3\ \text{k}\Omega$$

Para obter-se a neutralização do amplificador prático é necessário que C_N ou C_F sejam ajustáveis. Nesse caso, optou-se por fazer o ajuste sobre o capacitor C_F, deixando-se C_N com valor fixo. Por isso, C_F deve ser um capacitor ajustável de valor maior que o calculado, como por exemplo, 25 pF.

e) Cálculo do capacitor C_2:

Como já foi mencionado quando do cálculo do transformador T_2, o capacitor C_2 é calculado em função da capacitância de sintonia do primário de T_2, igual a 41,8 pF, e da capacitância em paralelo com a saída do amplificador. O valor de C_2 é calculado por:

$$C_2 = C - \frac{C_N \cdot C_F}{C_N + C_F} - \frac{C_{gd} \cdot C_{gs}}{C_{gd} + C_{gs}} - C_{ds}$$

$$C_2 = 41{,}8 - \frac{5{,}6 \cdot 14{,}8}{5{,}6 + 14{,}8} - \frac{1{,}1 \cdot 2{,}9}{1{,}1 + 2{,}9} - 0{,}4 = 36{,}5\ \text{pF}$$

f) Cálculo do transformador T_1:

A partir das Equações 36, 37 e 56 do Capítulo 13, chega-se às seguintes equações, apropriadas para transformadores sintonizados no secundário:

$$X_{21} = \sqrt{\frac{\left[(R_L + R_{22})^2 + (X_L + X_{22})^2\right] \cdot (R_I - R_{11})}{R_L + R_{22}}} \qquad \text{Equação 46}$$

$$k = \sqrt{1 + \frac{X_L\,(X_L + X_{22}) + (R_L + R_{22})^2}{X_{22}\,(X_L + X_{22})}}$$ Equação 47

$$X_{11} = \frac{X_{21}^2}{k^2\,X_{22}}$$ Equação 48

Para que os valores obtidos sejam possíveis de serem realizados na prática, é necessário observar a seguinte limitação:

$$X_{22} \geq -\frac{X_L^2 + (R_{22} + R_L)^2}{X_L}$$ Equação 49

1º) Calcula-se a impedância de carga, R_L e X_L:

Nesse exercício, a carga é formada pela admitância de entrada do amplificador, Y_1, em série com a admitância da rede formada pelo capacitor C_F em paralelo com R_G. Deve-se acrescentar a esse circuito o capacitor C_1 e a rede formada por C_{gd} e C_N (Figura 15).

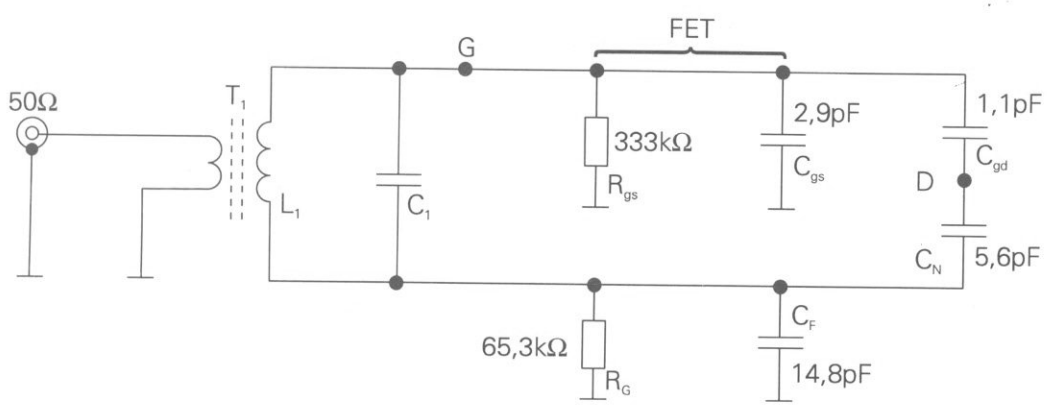


Figura 15 Circuito equivalente da carga do transformador T_1.

O valor total da capacitância em paralelo com o transformador é calculado por:

$$C = C_1 + \frac{C_F \cdot C_{gs}}{C_F + C_{gs}} + \frac{C_N \cdot C_{gd}}{C_N + C_{gd}}$$ Equação 50

O valor de C, já calculado, é de 41,8 pF. Aplicando-se na Equação 50:

$$C_1 = 41{,}8 - \frac{14{,}8 \cdot 2{,}9}{14{,}8 + 2{,}9} - \frac{5{,}6 \cdot 1{,}1}{5{,}6 + 1{,}1} = 38{,}46\,\text{pF}$$

A resistência total em paralelo com o secundário é dada por:

$$R = \frac{1}{g_{is}} + R_G \qquad \text{Equação 51}$$

Substituindo-se na Equação 51, os valores conhecidos, tem-se:

$R = 398{,}3\ \text{k}\Omega$

Finalmente, a carga sobre o secundário de T_1 consiste numa capacitância de 41,8 pF em paralelo com uma resistência de 398,3 kΩ. Na freqüência de 10,7 MHz, a admitância da carga será igual a:

$$Y_L = \frac{1}{R} + j\,\frac{1}{\omega\, C} \qquad \text{Equação 52}$$

$$Y_L = \frac{1}{398{,}3 \cdot 10^3} + j\,\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10{,}7 \cdot 10^6 \cdot 41{,}8 \cdot 10^{-12}}$$

$$Y_L = 2{,}51 \cdot 10^{-6} + j2{,}81 \cdot 10^{-3}\ \text{S}$$

O valor de Z_L, a impedância de carga, é o inverso de Y_L:

$$Z_L = 1/Y_L = \frac{1}{2{,}51 \cdot 10^{-6} + j2{,}81 \cdot 10^{-3}} = 0{,}318 - j356\,\Omega$$

ou seja:

$R_L = 0{,}318\ \Omega$ e $X_L = -j356\ \Omega$

2º) Calculam-se os valores de k, X_{21} e X_{11}:

O valor mínimo de X_{22}, dado pela Equação 49, é ligeiramente superior ao valor de X_L e depende de R_{22} e R_L. O valor de R_{22} é uma função de X_{22}. Como primeira aproximação para o valor de R_{22}, faz-se X_{22} igual ao módulo de X_L, e utiliza-se a seguinte equação:

$$R_{22} = \frac{|X_L|}{Q_o} \qquad \text{Equação 53}$$

$$R_{22} = \frac{|-356|}{140} = 2{,}54\,\Omega$$

Substituindo-se o valor estimado de R_{22} na Equação 49, tem-se:

$$X_{22} \geq -\frac{-356^2 + (2{,}54 + 0{,}318)^2}{-356} \geq 356{,}023\,\Omega$$

Percebe-se que o valor mínimo de X_{22} é pouco superior ao módulo de X_L. Normalmente deve-se utilizar um valor maior que o mínimo, a menos que o acoplamento seja unitário, o que raramente acontece em se tratando de transformadores de RF. Um valor de X_{22}, calculado pela Equação 54, geralmente resulta num desempenho satisfatório, no que se refere à possibilidade de realização prática do transformador.

$$X_{22} = -1{,}005\,\frac{X_L^2 + (R_{22} + R_L)^2}{X_L} \qquad \text{Equação 54}$$

$$X_{22} = -1{,}005\,\frac{-356^2 + (2{,}54 + 0{,}318)^2}{-356} = 357{,}78\,\Omega$$

Fazendo-se uma correção para o valor de R_{22}, encontra-se o valor de k:

$$R_{22} = \frac{X_{22}}{Q_o} = \frac{357{,}78}{140} = 2{,}56\,\Omega$$

O valor de k, calculado pela Equação 47, resulta em:

$$k = \sqrt{1 + \frac{-356\,(-356 + 357{,}78) + (0{,}318 + 2{,}56)^2}{357{,}78\,(-356 + 357{,}78)}} = 0{,}134$$

Em seguida, calcula-se X_{21} através da Equação 46. O valor de R_{11} deve ser inicialmente arbitrado, já que é necessário para o cálculo de X_{21}.

$$R_{11} \cong \frac{(1 - k)^2 \cdot R_I}{Q_o} \qquad \text{Equação 55}$$

$$R_{11} \cong \frac{(1 - 0{,}134)^2 \cdot 50}{140} = 0{,}268$$

De posse desse valor para R_{11}, calcula-se X_{21} com a Equação 46:

$$X_{21} = \sqrt{\frac{\left[(0{,}318 + 2{,}56)^2 + (-356 + 357{,}78)^2\right] \cdot (50 - 0{,}268)}{0{,}318 + 2{,}56}} = 14{,}07\,\Omega$$

Finalmente, calcula-se X_{11} com o auxílio da Equação 48:

$$X_{11} = \frac{14{,}07^2}{0{,}134^2 \cdot 357{,}78} = 30{,}82\,\Omega$$

A partir do valor de X_{11}, calcula-se o novo valor de R_{11}:

$$R_{11} = \frac{X_{11}}{Q_o} = \frac{30{,}82}{140} = 0{,}22\,\Omega$$

O valor de 0,22 Ω é próximo da estimativa anterior de 0,27 Ω. O novo valor de X_{21} pode ser calculado em função de seu valor anterior X_{21}, por:

$$X_{21} = X_{21}' \sqrt{\frac{R_I - R_{11}'}{R_I - R_{11}}} \qquad \text{Equação 56}$$

$$X_{21} = 14{,}07 \sqrt{\frac{50 - 0{,}22}{50 - 0{,}268}} = 14{,}08\,\Omega$$

Como o novo valor de X_{21} mantém-se inalterado em seus primeiros três algarismos significativos, não é necessário recalcular X_{11}.

Agora, resta calcular os valores de indutância de T_1:

Indutância do primário: $L_{p1} = \frac{X_{11}}{\omega} = \frac{30{,}82}{67{,}2 \cdot 10^6} = 458\,\text{nH}$

Indutância do secundário: $L_1 = \frac{X_{22}}{\omega} = \frac{357{,}78}{67{,}2 \cdot 10^6} = 5{,}32\,\mu\text{H}$

Indutância mútua: $L_M = \frac{X_{21}}{\omega} = \frac{14{,}07}{67{,}2 \cdot 10^6} = 209\,\text{nH}$

A Figura 16 mostra o desenho de T_1.

Na Figura 17 apresenta-se o circuito calculado no Exercício 9. A seguir, o resumo dos valores obtidos até aqui:

Capacitância total de sintonia: 41,8 pF

Largura de faixa do filtro de saída: 190 kHz

Características do transformador de saída: T_2

$X_{11} = 356\,\Omega$; $R_{11} = 2{,}54\,\Omega$; $L_1 = 5{,}3\,\mu\text{H}$

$X_{21} = 5{,}54\ \Omega$; $L_M = 82{,}4$ nH

$X_{22} = 10\ \Omega$; $R_{22} = 0{,}071\ \Omega$; $L_2 = 149$ nH

$k = 0{,}093$

$n = 0{,}188$

Características do transformador de entrada, T_1:

$X_{11} = 30{,}8\ \Omega$; $R_{11} = 0{,}22\ \Omega$; $L_1 = 458$ nH

$X_{21} = 14{,}1\ \Omega$; $L_M = 210$ nH

$X_{22} = 357{,}8\ \Omega$; $R_{22} = 2{,}56\ \Omega$; $L_2 = 5{,}32\ \mu$H

$k = 0{,}134$; $n = 0{,}110$

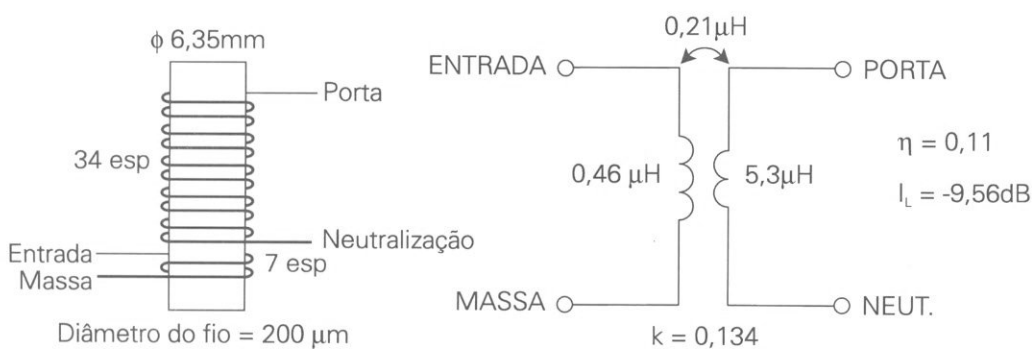


Figura 16 Desenho do transformador T_1 utilizado no amplificador do Exercício 9.

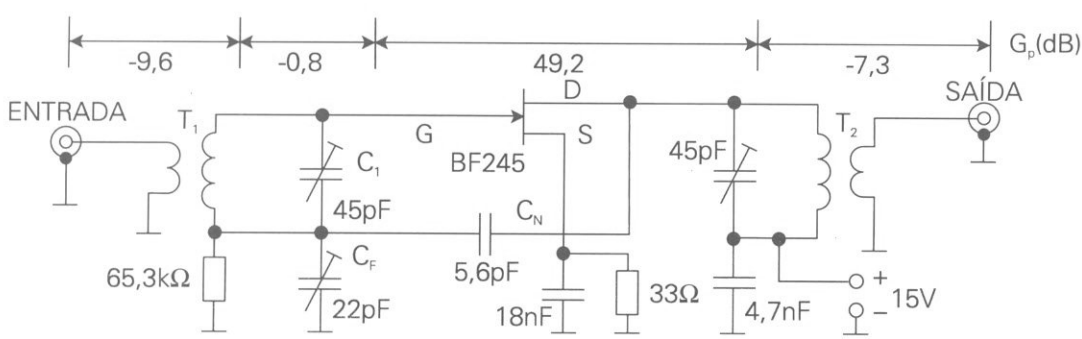


Figura 17 Amplificador de 10,7 MHz com os valores calculados e perfil de ganho.

g) Cálculo do ganho de tensão, A_v:

Utilizando-se a Equação 17 e fazendo-se $jB_L = -jb_{os}$, para se obter o casamento conjugado do dreno do FET com a carga, tem-se:

$$A_v = \frac{-5 \cdot 10^{-3}}{25 \cdot 10^{-6} + 25 \cdot 10^{-6}} = -100$$

h) Cálculo do ganho de tensão de T_1: Utilizando-se a Equação 20, Capítulo 13:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{j14{,}1 \cdot (0{,}318 - j356)}{(0{,}22 + j30{,}8)\,(0{,}318 - j356 + 2{,}56 + j357{,}8) - (j14{,}1)^2} = 29{,}75 \,\underline{\lfloor -31{,}64^\circ}$$

i) Cálculo do ganho de tensão de T_2: Utilizando-se a Equação 20, Capítulo 13:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{j5{,}54 \cdot (50)}{(2{,}54 + j356)\,(50 \cdot 0{,}071 + j10) - (j5{,}54)^2} = 15{,}24 \cdot 10^{-3} \,\underline{\lfloor -10{,}8^\circ}$$

j) Cálculo do ganho de tensão total: O ganho total é dado pelo produto dos ganhos parciais:

$$\left| A \right| = \prod_{1}^{n} \left| A_n \right| \qquad \text{Equação 57}$$

$$\theta = \sum_{1}^{n} \theta_n \qquad \text{Equação 58}$$

$$|A| = A(T_1) \cdot A_N \cdot A_V \cdot A(T_2) = 29{,}75 \cdot 0{,}836 \cdot 100 \cdot 0{,}01524 = 37{,}9$$

$$\theta = \theta(T_1) + \theta_N + \theta_V + \theta(T_2) = -31{,}64 + 0 + 180 - 10{,}8 = 138^\circ$$

$$A = 37{,}9 \,\underline{\lfloor 138^\circ}$$

k) Cálculo do ganho de potência: Como o amplificador está casado na entrada e na saída, o ganho de potência é igual ao quadrado do ganho de tensão.

$$G_P = 37{,}9 = 1437$$

Em dB, o ganho de potência é igual a:

$$G_P = 10 \log 1437 = 31{,}6 \text{ dB}$$

Efeito da Eficiência do Transformador de Entrada no Fator de Ruído do Amplificador

O transformador de entrada T_1 tem uma eficiência muito pequena: somente 11% da potência entregue ao primário é transferida à carga, composta pelo FET e o circuito de neutralização. O fator de ruído do amplificador, expresso em dB, é igual à soma da atenuação do transformador mais o fator de ruído do FET, também em dB. No caso do transformador calculado, a perda do transformador de entrada é de – 7,3 dB. O fator de ruído do amplificador será 7,3 dB maior do que a do FET. Se o FET tiver um fator de ruído de 2 dB, o amplificador apresentará um fator de ruído de 9,3 dB, o que é muito elevado para o caso do mesmo ser utilizado no estágio de entrada de um receptor.

A solução para esse problema consiste, evidentemente, no aumento da eficiência do casador de impedâncias que precede o amplificador. Isso pode ser conseguido desde que se aumente o fator de qualidade em aberto, Q_o, ou se reduza a seletividade do filtro. A primeira alternativa, embora óbvia, nem sempre é viável porque envolve o uso de transformadores especiais. A segunda alternativa, que consiste em reduzir a seletividade de entrada ao mínimo, tem sua justificativa no fato de que, procedendo-se assim, o valor do capacitor em paralelo com o secundário é diminuído, fazendo com que a resistência aparente da carga (R_L) aumente de forma mais acentuada do que o aumento da resistência do secundário, R_{22}. Isso faz com que a eficiência do secundário cresça (ver Equação 54, Capítulo 13). Há um limite, contudo, para o aumento da eficiência que pode ser conseguido dessa maneira. Esse limite é função da capacitância fixa existente em paralelo com o secundário e da indutância máxima obtida, sem redução de Q_o.

O aumento da eficiência dos casadores de impedâncias, em função do que foi mencionado anteriormente, está condicionado aos seguintes fatores:

a) baixas relações de transformação de impedâncias;

b) impedância de terminação menor do que algumas dezenas de quiloohms;

c) componentes de elevado fator de qualidade;

d) utilização de casadores de impedâncias do tipo LC.

A Estabilização de Amplificadores Sintonizados pela Técnica do Descasamento de Impedâncias

No capítulo que trata de osciladores, mostra-se que um amplificador entrará em oscilação desde que o módulo do "produto βA" seja igual ou maior do que a unidade, para um

ângulo de fase igual a zero. A partir das Equações 17 e 20, é possível estabelecer um critério para se saber se um determinado transistor ou FET é potencialmente instável. Esse critério é conhecido como "Critério de Linvill" e é simbolizado pela letra "C". Se "C" for igual ou maior do que a unidade, o dispositivo amplificador é potencialmente instável; caso contrário, se "C" for menor do que a unidade, o dispositivo amplificador é incondicionalmente estável. A Equação 59 mostra como calcular o valor de C.

$$C = \frac{|y_f \cdot y_r|}{2\, g_i\, g_o - |y_f\, y_r| \cos(\theta_f + \theta_r)} \qquad \text{Equação 59}$$

$C \geq 1$; dispositivo potencialmente instável;

$C < 1$; dispositivo incondicionalmente estável.

Exercício 10: Determinar o valor de C para o transistor BF 494 operando na freqüência de 10,7 MHz. Para $I_C = 1$ mA e $V_{CE} = 5$ V, seus parâmetros Y são os seguintes: $y_{ie} = 0{,}48 + j1{,}38$; $y_{oe} = 0{,}009 + j0{,}1$; $y_{fe} = 37 \angle -7°$ e $y_{re} = 0{,}05 \angle -90°$. Todos os valores são em mS.

Utilizando-se a Equação 50, tem-se:

$$C = \frac{37 \cdot 0{,}05}{2 \cdot 0{,}48 \cdot 0{,}009 - 37 \cdot 0{,}05 \cos[-7 + (-90)]} = 7{,}914$$

Como o valor de "C" é maior do que a unidade, pode-se dizer que o transistor BF494 é potencialmente instável, dependendo para sua estabilidade que o circuito ofereça as impedâncias de terminação necessárias.

Obtendo a Estabilidade do Circuito

A partir das Equações 17 e 20 é possível determinar um critério para se estabelecer se um determinado circuito é incondicionalmente estável ou potencialmente instável. Esse critério é conhecido como "critério de Stern", que foi quem o estabeleceu. É simbolizado pela letra "K". Se "K" for igual ou menor do que a unidade, o dispositivo amplificador é potencialmente instável. Caso contrário, se "K" for maior do que a unidade, o circuito será incondicionalmente estável. A Equação 60 mostra como calcular o valor de "K".

$$K = \frac{2\,(g_i + G_S)\,(g_o + G_L)}{|y_f \cdot y_r| \cdot \left[1 + \cos(\theta_f + \theta_r)\right]} \qquad \text{Equação 60}$$

$K \leq 1$; circuito potencialmente instável;

$K > 1$; circuito incondicionalmente estável.

A experiência tem demonstrado que, num amplificador, o valor de "K" deve estar compreendido entre 3 e 10. Valores de "K" inferiores a 3 podem resultar em dificuldades de ajuste, enquanto que valores de "K" superiores a 10 resultam em grande redução do ganho de potência.

A redução do ganho de potência devido ao descasamento de impedâncias pode ser minimizada se tanto os terminais de entrada quanto os de saída do dispositivo amplificador estiverem descasados pelo mesmo fator "m" (Ver Equação 2, Capítulo 13). Os valores de G_S e G_L que satisfazem esse requisito são calculados através das seguintes equações:

$$G_S = \sqrt{\frac{K \cdot \left|y_f \cdot y_r\right| \cdot \left[1 + \cos(\theta_f + \theta_r)\right]}{2}} \cdot \sqrt{\frac{g_i}{g_o}} - g_i \qquad \text{Equação 61}$$

$$G_L = \sqrt{\frac{K \cdot \left|y_f \cdot y_r\right| \cdot \left[1 + \cos(\theta_f + \theta_r)\right]}{2}} \cdot \sqrt{\frac{g_o}{g_i}} - g_o \qquad \text{Equação 62}$$

$$m = \frac{G_L}{g_o} = \frac{G_S}{g_i} \qquad \text{Equação 63}$$

Procedimento de Projeto

O projeto de um amplificador sintonizado utilizando a técnica do descasamento de impedâncias envolve o seguinte procedimento:

a) Determinam-se os valores de G_S e G_L

b) Calcula-se Y_1' , fazendo-se $B_L = -b_o$

c) Calcula-se Y_2' , fazendo-se $B_S = -B_1'$

d) Recalcula-se Y_1'' , fazendo-se, agora, $B_L = -B_2'$

e) Recalcula-se Y_2'' , fazendo-se $B_S = -B_1''$

f) Recalcula-se Y_1, fazendo-se $B_L = -B_2$

g) Recalcula-se Y_2, fazendo-se $B_S = -B_1$

h) Comparam-se os valores de Y_1 calculados em "d" e "f" e os valores de Y_2 calculados em "e" e "g". Se os resultados coincidirem nos primeiros dois (ou três, se for desejada maior precisão) algarismos significativos, significará que os últimos valores encontrados para Y_1 e Y_2 já estarão suficientemente próximos de seus valores verdadeiros para justificar a interrupção dos cálculos. Caso contrário, se houver diferenças significativas entre os valores de Y_1 e Y_2, deve-se repetir a partir do item "d" e "e". Os novos valores obtidos de Y_1 e Y_2 deverão ser comparados com os últimos, para se averiguar quanto à estabilidade de seus valores. Normalmente, é suficiente o cálculo das três primeiras aproximações de Y_1 e Y_2.

i) Calcula-se o ganho transdutivo.

Exercício 11: Projetar um amplificador sintonizado, sem neutralização, para os dados do Exercício 9, sendo dados: K = 6.

a) Determinam-se os valores de G_S e G_L, utilizando-se as Equações 61 e 62:

$$G_S = \sqrt{\frac{6\,[\,5 \cdot 0{,}074\,] \cdot [1 + \cos(-0{,}847 + (-90)]}{2}} \cdot \sqrt{\frac{0{,}003}{0{,}025}} - 0{,}003 = 0{,}359\ \text{mS}$$

$$G_L = \sqrt{\frac{6\,[\,5 \cdot 0{,}074\,] \cdot [\,1 + \cos(-0{,}847 + (-90)]}{2}} \cdot \sqrt{\frac{0{,}025}{0{,}003}} - 0{,}025 = 2{,}994\ \text{mS}$$

b) Calcula-se Y_1, fazendo-se $B_L = -0{,}101$ mS.

Utilizando-se a Equação 19, tem-se:

$$Y_1 = 0{,}003 + j0{,}27 - \frac{(5 - j0{,}074) \cdot (-j0{,}074)}{0{,}025 + j0{,}101 + 2{,}994 - j0{,}101} = 0{,}005 + j0{,}393\ \text{mS}$$

c) Calcula-se Y_2, fazendo-se $B_S = -0{,}393$ mS.

Utilizando-se a Equação 21, tem-se:

$$Y_2 = 0{,}025 + j0{,}101 - \frac{(5 - j0{,}074) \cdot (-j0{,}074)}{0{,}003 + j0{,}27 + 0{,}359 - j0{,}393} = -0{,}272 + j1{,}023\ \text{mS}$$

d) Recalcula-se Y_1, fazendo-se, agora, $B_L = -1{,}023$ mS.

$$Y_1 = 0{,}003 + j0{,}27 - \frac{(5 - j0{,}074) \cdot (-j0{,}074)}{0{,}025 + j0{,}101 + 2{,}994 - j1{,}023} = -0{,}03 + j0{,}383\ \text{mS}$$

e) Recalcula-se Y_2, fazendo-se agora, $B_S = -0{,}383$ mS.

$$Y_2 = 0{,}025 + j0{,}101 - \frac{(5 - j0{,}074) \cdot (-j0{,}074)}{0{,}003 + j0{,}27 + 0{,}359 - j0{,}383} = -0{,}251 + j1{,}037\,\text{mS}$$

f) Recalcula-se Y_1, fazendo-se $B_L = -1{,}037$ mS.

$$Y_1 = 0{,}003 + j0{,}27 - \frac{(5 - j0{,}074)\ (-j0{,}074)}{0{,}025 + j0{,}101 + 2{,}994 - j1{,}037} = -0{,}03 + j0{,}382\,\text{mS}$$

g) Recalcula-se Y_2, fazendo-se $B_S = -0{,}382$ mS.

$$Y_2 = 0{,}025 + j0{,}101 - \frac{(5 - j0{,}074)\ (-j0{,}074)}{0{,}003 + j0{,}27 + 0{,}359 - j0{,}382} = -0{,}25 + j1{,}038\,\text{mS}$$

h) Comparam-se os valores de Y_1 calculados em *d* e *f*. Observa-se que somente o 3º algarismo significativo de jB1 difere de uma unidade. Comparam-se os valores de Y_2 calculados em *e* e *g*. Observa-se que os valores também estão suficientemente próximos para justificar a interrupção dos cálculos de Y_1 e Y_2.

Os valores de Y_1 e Y_2 adotados serão os últimos calculados, assim como os valores de Y_S e Y_L.

i) Calcula-se o ganho transdutivo, G_T.

Utilizando-se a Equação 30, tem-se:

$$G_T = \frac{4 \cdot 5^2 \cdot 0{,}359 \cdot 2{,}994}{|\,(0{,}003 + j0{,}27 + 0{,}359 - j0{,}382)\,(0{,}025 + j0{,}101 + 2{,}944 - j1{,}038) - (5\,\underline{|-0{,}847} \cdot\ 0{,}074\,\underline{|-90})\,|^2}$$

$$G_T = 99{,}4$$

Existe outra maneira de se calcular o ganho do amplificador que envolve o cálculo da eficiência na transferência de potência entre o gerador e a entrada do amplificador, n_1 e o ganho de potência, G_P, calculado pela Equação 31 em função A_V, dado pela Equação 17.

A eficiência de entrada é dada por:

$$n_1 = \frac{4m_1}{(1 + m_1)^2} \qquad \text{Equação 63}$$

$$m_1 = \frac{G_S}{G_1} \qquad \text{Equação 64}$$

O ganho transdutivo é dado por:

$$G_T = n_1 \cdot G_P \qquad \text{Equação 65}$$

Substituindo-se a Equação 17 na Equação 31 e o resultado na Equação 65, tem-se:

$$G_T = n_1 \cdot \left[\frac{-y_f}{y_o + Y_L}\right]^2 \cdot \frac{G_L}{G_1} \qquad \text{Equação 66}$$

Substituindo-se os valores do Exercício 10 nas Equações 64, 63 e 66, tem-se:

$$m_1 = \frac{0{,}359}{-0{,}03} = -11{,}97$$

$$n_1 = \frac{4\,(-11{,}97)}{(1 + (-11{,}97))^2} = -0{,}398$$

$$A_V = \frac{-(5 - j0{,}074)}{0{,}025 + j0{,}101 + 2{,}994 - j1{,}038} = -1{,}518 - j0{,}447 = 1{,}582 \; \underline{\lfloor -163{,}6^\circ}$$

$$G_T = -0{,}398 \cdot \left[1{,}582 \; \underline{\lfloor -163{,}6^\circ}\right]^2 \cdot \frac{2{,}994}{-0{,}03} = 99{,}4 \; \underline{\lfloor 32{,}8^\circ}$$

O ganho calculado, de 99,4, não leva em conta as perdas dos filtros de entrada e de saída. Essas perdas devem ser levadas em conta para o cálculo do ganho total do amplificador.

Exercício 12: Calcular os filtros de entrada para o amplificador do Exercício 11, sendo dados: $Y_1 = -0{,}03 + j0{,}382$ mS; $Y_2 = -0{,}25 + j1{,}038$ mS; $G_S = 0{,}359$ mS; $G_L = 2{,}994$ mS; $f_o = 10{,}7$ MHz. A atenuação a 9,79 MHz deverá ser igual a – 40 dB, ou seja, – 20 dB por filtro, o que corresponde a A = 0,1.

a) Cálculo de BW_F: Para o cálculo dos filtros, é necessário determinar a largura de faixa de cada filtro, BW_F. Para tal, é necessário relacionar a largura de faixa do filtro com a atenuação exigida, de 0,1. Isso pode ser conseguido, desde que se faça:

$$BW_F = \frac{f_o}{Q_L}; \qquad \text{Equação 67}$$

e

$$Q_L = \frac{R_t}{X} \qquad \text{Equação 68}$$

Substituindo-se na Equação 4, tem-se:

$$BW_F = A \frac{\left| f^2 - f_o{}^2 \right|}{f} \qquad \text{Equação 69}$$

Aplicando-se os valores do Exercício 9, tem-se:

$$BW_F = 0{,}1 \frac{\left| 9{,}79^2 - 10{,}7^2 \right|}{9{,}79} \cdot 10^6 = 190{,}46\,\text{kHz}$$

b) Cálculo do capacitor de entrada:

Utilizando-se a Equação 38, tem-se:

$$C_1 = \frac{G_S + G_1}{2\,\pi\,BW_F} - \frac{\left| B_1 \right|}{2\,\pi\,f_o}$$

$$C_1 = \frac{(0{,}359 - 0{,}03) \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \pi \cdot 190{,}46 \cdot 10^3} - \frac{0{,}382 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 10{,}7 \cdot 10^6} = 269{,}2\,\text{pF}$$

c) Cálculo do indutor de entrada:

Utilizando-se a Equação 40, tem-se:

$$L_1 = \frac{1}{G_S + G_1} \cdot \frac{BW_F}{2\,\pi\,f_o{}^2} = \frac{1}{(0{,}359 - 0{,}03) \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{190{,}46 \cdot 10^3}{2\pi \cdot (10{,}7 \cdot 10^6)^2}$$

$L_1 = 804{,}7\,\text{nH}$

d) Cálculo do capacitor de saída:

Utilizando-se a Equação 39, tem-se:

$$C_2 = \frac{G_L + G_2}{2\,\pi\,BW_F} - \frac{\left| B_2 \right|}{2\,\pi\,f_o}$$

$$C_2 = \frac{(2{,}994 - 0{,}25) \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 190{,}46 \cdot 10^3} - \frac{1{,}038 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot \pi \cdot 10{,}7 \cdot 10^6} = 2{,}278\,\text{nF}$$

e) Cálculo do indutor de saída:

Utilizando-se a Equação 42, tem-se:

$$L_2 = \frac{1}{G_L + G_2} \cdot \frac{BW_F}{2\,\pi\,f_o{}^2}$$

$$L_2 = \frac{1}{(2{,}994 - 0{,}25) \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{190{,}46 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot (10{,}7 \cdot 10^6)^2} = 96{,}49\ \text{nH}$$

Considerações Práticas

É sempre interessante, quando se utilizam filtros formados por circuitos LC paralelo, que os indutores utilizados tenham o mesmo valor. Normalmente utiliza-se o indutor de maior valor para construir ambos os filtros. Para se reduzir o efeito de carga da terminação de baixa impedância sobre o filtro, usa-se uma derivação sobre o indutor. A dificuldade reside em se encontrar o ponto correto para a derivação, quando o indutor não é enrolado sobre um material com permeabilidade elevada, como o ferrite. A solução para o problema consiste na experimentação do ponto de conexão do terminal de baixa impedância sobre o indutor, até se conseguir a largura de faixa adequada. A Figura 18 mostra como a impedância varia em indutores onde o coeficiente de acoplamento entre as espiras é unitário.

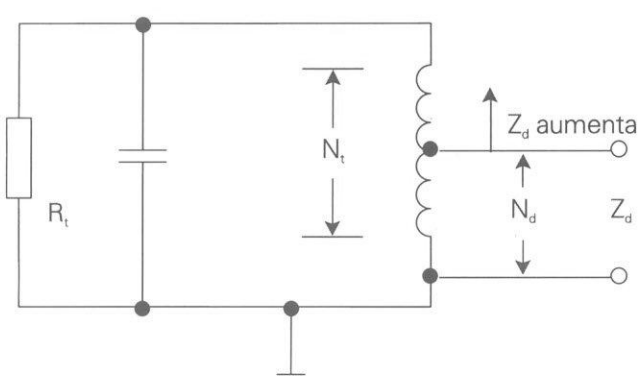


Figura 18 Efeito da derivação sobre a impedância.

A impedância na ressonância é dada por:

$$R_d = R_t \frac{N_d{}^2}{N_t{}^2}$$ Equação 70

onde: R_d : resistência no ponto de derivação

R_t : resistência total em paralelo com o filtro, incluindo as perdas

N_d : número de espiras entre a derivação e o extremo frio do filtro

N_t : número total de espiras

Exercício 13: Calcular a relação N_d/N_t para o indutor L_1 sendo utilizado no lugar de L_2.

Solução: O indutor L_1 foi projetado para trabalhar com uma resistência total igual a:

$$R_t = \frac{1}{G_S + G_1} = \frac{1}{(0{,}359 - 0{,}03) \cdot 10^{-3}} = 3{,}04\ k\Omega$$

Para trabalhar no lugar de L_2, onde R_d é dado por:

$$R_d = \frac{1}{G_L + G_2} = \frac{1}{(2{,}994 - 0{,}25) \cdot 10^{-3}} = 364{,}4\ \Omega$$

é necessária uma relação N_d/N_t igual a:

$$364{,}4 = 3040 \frac{N_d^{\,2}}{N_t^{\,2}}$$

$$N_d/N_t = \sqrt{\frac{364{,}4}{3040}} = 0{,}346$$

Isso significa que, se L_1 tiver, por exemplo, 10 espiras, a derivação deverá ser efetuada na metade da 3ª espira a partir da massa.

A Figura 19 mostra o amplificador de RF completo, inclusive com casador de impedâncias para gerador e carga de 50 Ω. Observa-se a utilização de capacitores de 39 pF, que atuam como casadores de impedâncias de 50 Ω. Seus valores foram calculados como no Exercício 15 do Capítulo "Casadores de Impedâncias", para uma resistência paralela de 2,79 kΩ.

Questionário

1) Que características dos receptores estão relacionadas com os amplificadores sintonizados?

2) Quais são as principais características dos amplificadores sintonizados?

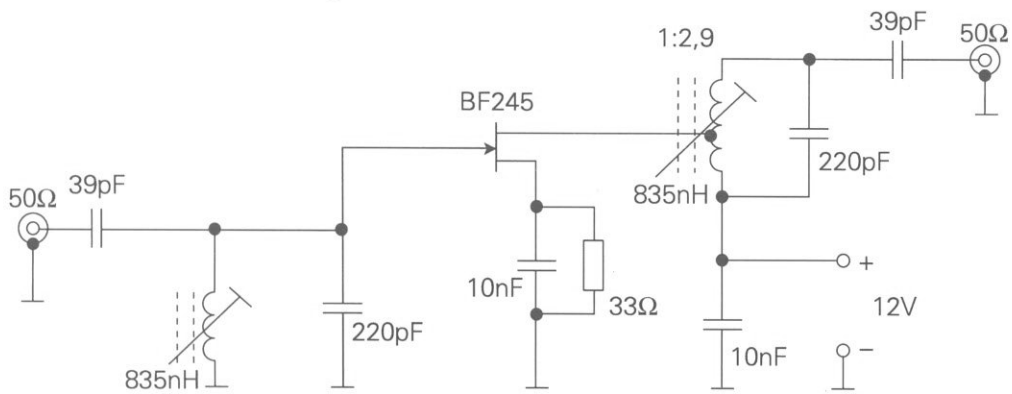


Figura 19 Amplificador de RF sintonizados para f_0 = 10,7 MHz relativo aos Exercícios 11, 12 e 13.

3) Desenhe o diagrama em blocos de um amplificador sintonizado, relacionando suas características aos elementos que o compõem.

4) Quais os tipos de filtros normalmente utilizados nos amplificadores sintonizados?

5) Num amplificador sintonizado, quais os tipos de curvas de resposta em freqüência que podem ser obtidos pela utilização de vários filtros?

6) Qual a utilidade da sintonia escalonada, em amplificadores sintonizados?

7) Num amplificador sintonizado, como pode ser obtida a curva de resposta total?

8) Por que, num amplificador com sintonia escalonada, existe uma perda de ganho em relação a um amplificador com sintonia coincidente?

9) Quais os fatores que determinam a sensibilidade de um amplificador?

10) O que é o fator de ruído num amplificador?

11) Qual é o fator de ruído de um amplificador ideal?

12) Qual o fator de ruído aceitável para finalidades práticas?

13) Num amplificador de vários estágios, qual deles exerce maior influência sobre o fator de ruído total?

14) Quais os requisitos que devem ser atendidos no projeto de amplificadores de baixo ruído?

15) O que é a faixa dinâmica de um amplificador?

16) Quais os fatores que determinam a faixa dinâmica de um amplificador?

17) Qual a influência do ganho sobre a faixa dinâmica de um amplificador?

18) Quais são os procedimentos que permitem o aumento da faixa dinâmica de um amplificador?

19) Quais os fatores que devem ser levados em conta na escolha de um dispositivo amplificador?

20) Descreva o comportamento dos diversos dispositivos, quando utilizados como amplificadores sintonizados.

21) Por que motivo o ganho dos primeiros estágios de um amplificador deve ser mantido tão pequeno quanto seja possível?

22) Por que motivo utilizam-se amplificadores de potência nos amplificadores de faixa larga, e qual a sua localização correta?

23) Quais as vantagens da utilização dos parâmetros Y no projeto de amplificadores sintonizados?

24) Por que os parâmetros Y são, às vezes, chamados de parâmetros de curto-circuito?

25) Qual o significado das letras utilizadas no subscrito dos parâmetros Y?

26) Qual o significado das letras i, r, f e o, quando utilizadas como subscrito?

27) Por que um amplificador sintonizado na entrada e na saída pode transformar-se num oscilador?

28) Quais os procedimentos que permitem a estabilização dos amplificadores sintonizados?

29) O que é a neutralização?

30) Quais são as formas de neutralização existentes e suas características?

31) Qual é a técnica mais adequada para o ajuste da neutralização?

32) Quais os fatores que devem ser considerados no projeto de amplificadores neutralizados?

33) O que é o ganho de potência transdutivo de um amplificador?

34) Por que o ganho de potência transdutivo de um amplificador é freqüentemente menor do que o ganho de potência?

35) Num filtro passa-faixa, quais os componentes que determinam a largura de faixa e freqüência central, respectivamente, quando os demais fatores são mantidos constantes?

36) Qual é o efeito da eficiência do transformador de entrada no fator de ruído do amplificador sintonizado?

37) Quais as medidas que podem ser adotadas para a redução da perda do transformador de entrada de um amplificador sintonizado?

38) Quais os fatores que determinam o aumento da eficiência dos casadores de impedâncias de entrada?

39) Qual o critério que permite decidir sobre a estabilidade de um dispositivo amplificador e qual o critério de decisão utilizado?

40) Qual o critério que permite decidir sobre a estabilidade de um circuito amplificador e qual o critério de decisão adotado?

41) Qual a faixa de valores aceitáveis para o valor de K, num amplificador sintonizado?

42) Durante o procedimento de cálculo de Y_1 e Y_2, qual o critério adotado para decidir quando os valores corretos foram obtidos?

43) Quantas vezes, normalmente, deverão ser calculados Y_1 e Y_2, pelo procedimento interativo, até que sejam encontrados valores precisos até o terceiro algarismo significativo?

44) Quais os dois processos que podem ser utilizados para o cálculo do ganho de potência total de um amplificador sintonizado?

45) Qual o procedimento prático para se encontrar o ponto adequado de derivação de um filtro LC paralelo?

Problemas Propostos

1) Calcular a largura de faixa de um amplificador com quatro filtros de largura de faixa de 10 kHz, cada um.

2) Calcular a largura de faixa de um único filtro, para um amplificador com três filtros e largura de faixa total de 300 kHz.

3) Projetar um filtro RLC paralelo para a freqüência de 455 kHz, que produza uma atenuação de – 15 dB a 465 kHz. A impedância na ressonância é de 35 kΩ.

4) Calcular os filtros de um amplificador de sintonia escalonada com as seguintes características:

   a) freqüência central: $f_c = 3{,}69$ MHz

   b) largura de faixa: $BW_t = 600$ kHz

   c) resistência em paralelo: $R_P = 2{,}2$ kΩ

   d) número de ressonadores: $n = 3$

5) Num amplificador de três estágios, foram encontrados os seguintes valores:

   1º estágio: $A_1 = 30$; $N_{f1} = 3$

   2º estágio: $A_2 = 20$; $N_{f2} = 5$

   3º estágio: $A_3 = 15$; $N_{f3} = 7$

   Calcular:

   a) O fator de ruído do amplificador completo.

   b) Para uma relação sinal-ruído, na entrada, igual a 20, dê a relação sinal-ruído na saída.

6) Calcular o valor do capacitor de neutralização para um circuito com neutralização a transformador, para N igual a 7 e C_{cb} igual a 2 pF.

7) Calcular o valor de L_n num circuito de neutralização indutiva para C_{cb} igual a 1,5 pF e f = 40 MHz.

8) Determine os valores de C_F e C_N para o circuito da Figura 12, sendo dados: $C_1 = 47$ pF; $C_{gd} = 2{,}5$ pF e $C_{gs} = 5$ pF.

9) Projetar um amplificador de RF, utilizando-se dois filtros, para a freqüência de 50 MHz e largura de faixa de 6 MHz, sendo dados: $K = 5$; $R_S = 200\ \Omega$; $y_{ie} = 0{,}52 + j7{,}2$ mS; $y_{re} = 0{,}313\ \underline{|-85{,}9°}$ mS; $y_{fe} = 37{,}9\ \underline{|-4{,}1°}$ mS ; $y_{oe} = 0{,}018 + j0{,}51$ mS.

   Calcular: G_L; Y_1; Y_2; G_T; C_1; L_1; C_2; L_2; A_v

15

Filtros

Filtros são circuitos especialmente projetados para fornecerem sinais de saída com uma amplitude dependente da freqüência do sinal aplicado na entrada. Embora essa definição possa ser aplicada a vários circuitos, incluindo-se os amplificadores, ela salienta a principal característica de um filtro: sua sensibilidade à freqüência do sinal. Essa característica é chamada de seletividade.

A Figura 1 mostra diversos gráficos, chamados de curvas de resposta em freqüência, onde se pode perceber o modo de variação do sinal de saída em função da freqüência, para alguns tipos de filtros básicos. A interpretação correta destes gráficos é fundamental para o entendimento de alguns aspectos da radiocomunicação, principalmente os relacionados com a ocupação do espectro de radiofreqüência, as medidas de proteção contra a poluição espectral e a seletividade dos receptores.

A *Curva de Resposta em Freqüência* é uma representação gráfica da amplitude do sinal na saída de um filtro, em função da freqüência do sinal aplicado em sua entrada. Uma curva de resposta em freqüência admite, em princípio, duas escalas verticais, ambas em dB. Uma escala é absoluta e representa o ganho (ou atenuação) do filtro em função da freqüência do sinal aplicado. A outra escala é relativa e reflete a variação do sinal de saída em relação ao valor que o mesmo apresenta na freqüência central.

Cada trecho de uma curva de resposta em freqüência possui um nome específico que permite identificá-lo. Vários destes nomes são tomados de empréstimo da Geografia. Isso acontece porque uma curva de resposta em freqüência assemelha-se, muitas vezes, ao perfil de uma montanha. A parte superior da curva de resposta, por exemplo, é chamada de pico ou topo. O pico pode ser plano, ondulado ou curvo, como o perfil de um sino. A parte inclinada da curva chama-se flanco, e a parte inferior, vale. O

vale, assim como o pico, pode assumir os seguintes formatos: plano, ondulado ou curvo (ver Figura 1).

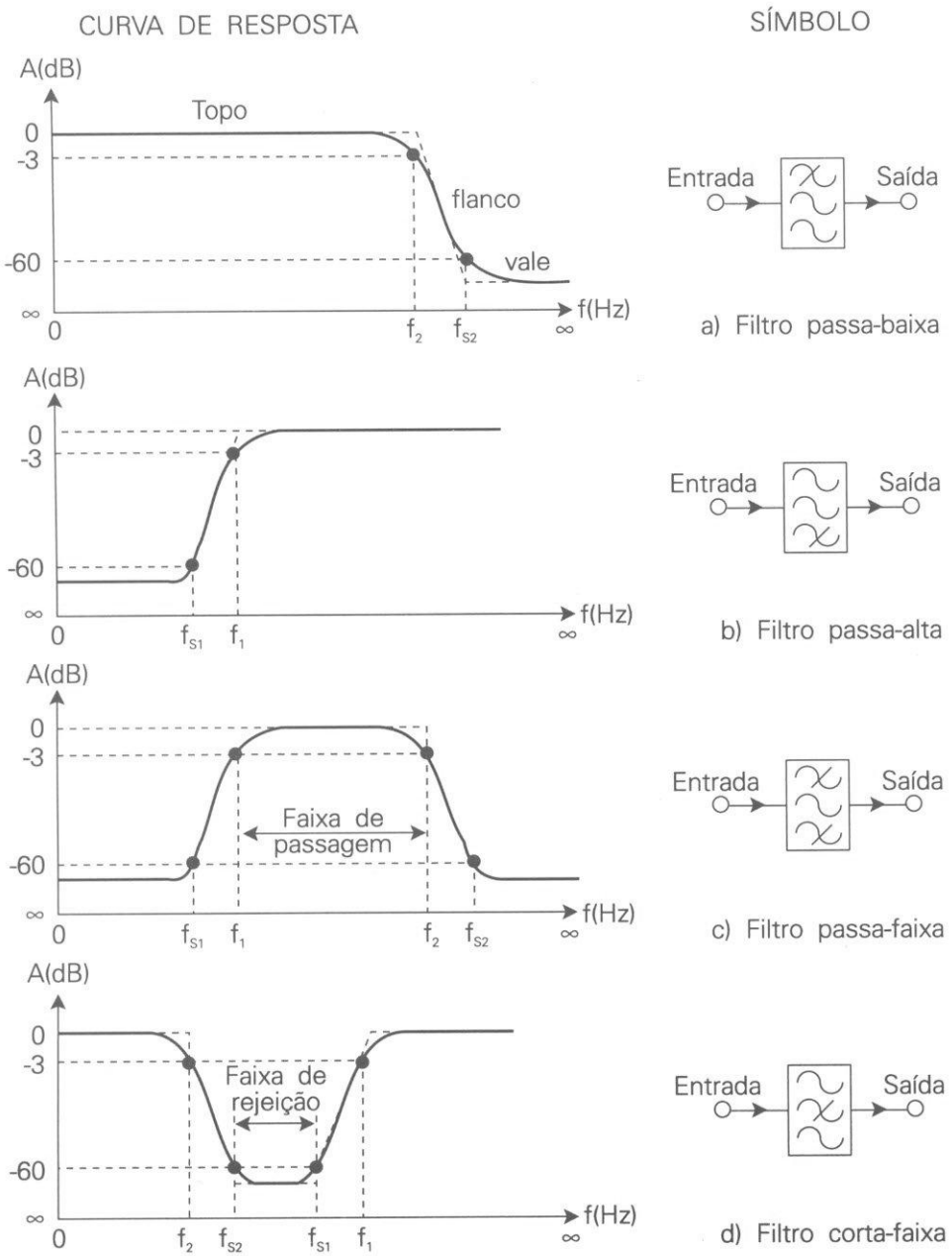


Figura 1 Curvas de resposta em freqüência.

Os trechos de uma curva de resposta em freqüência são delimitados por diversos pontos escolhidos em função de alguma característica relevante que eles representam. O ponto correspondente à freqüência de corte, por exemplo, fica no limite entre o topo e o flanco da curva, e tem como característica estar 3 dB abaixo do ponto definido pela freqüência central.

Classificação

Neste estudo, os filtros utilizados em RF são classificados de acordo com a curva de resposta em freqüência e a tecnologia empregada em sua fabricação.

Resposta em Freqüência

De acordo com a resposta em freqüência, os filtros podem ser do tipo passa-baixa, passa-alta, passa-faixa e corta-faixa (Figura 1). Outras curvas de resposta, de maior complexidade, podem ser analisadas em função destas curvas básicas.

Filtro passa-baixa: Os filtros passa-baixa permitem que sinais de freqüência inferior a um determinado limite, conhecido como freqüência de corte, passem por eles com pouca ou nenhuma atenuação, enquanto os sinais de freqüência superior à freqüência de corte são progressivamente atenuados (Figura 1a).

Uma importante aplicação para os filtros passa-baixa é na eliminação dos harmônicos gerados pelo amplificador de potência dos transmissores, impedindo que eles atinjam a antena e causem interferências em outros canais.

Filtro passa-alta: Os filtros passa-alta comportam-se de maneira oposta à dos filtros passa-baixa, permitindo a passagem dos sinais de freqüência superior à de corte. Os sinais de menor freqüência são atenuados (Figura 1b).

Os filtros passa-alta são úteis nos circuitos de entrada dos receptores de FM e televisão, atenuando os sinais de freqüência inferior à de corte, como os sinais de ondas curtas, e impedindo que eles atinjam os estágios misturador e amplificador de FI, onde poderiam provocar interferências.

Outra aplicação para os filtros passa-alta é nos estágios multiplicadores de freqüência, onde atenuam o sinal fundamental, contribuindo, dessa maneira, para a geração de uma freqüência harmônica espectralmente pura.

Filtro passa-faixa: Os filtros passa-faixa (Figura 1c) exibem duas freqüências de corte, uma inferior, f_1, e outra superior, f_2. Comparando-se as curvas "a", "b" e "c", da Figura 1, percebe-se que a curva de resposta em freqüência do filtro passa-faixa pode ser obtida pelo produto das curvas dos filtros passa-baixa e passa-alta.

A seletividade dos filtros passa-faixa é utilizada nos receptores de rádio para selecionar um determinado sinal dentre os sinais captados pela antena, justamente aquele cuja freqüência coincida com a freqüência central do filtro utilizado. Os sinais cujas freqüências estiverem fora da faixa de passagem do filtro serão atenuados.

Filtro corta-faixa: Os filtros corta-faixa, assim como os passa-faixa, exibem duas freqüências de corte, uma inferior e outra superior (Figura 1d). Porém, ao contrário dos filtros passa-faixa, os filtros corta-faixa produzem atenuação máxima para os sinais cujas freqüências estejam dentro da faixa de rejeição, que está localizada entre as duas freqüências de corte, ou mais precisamente, entre as freqüências de rejeição inferior, f_{s1}, e superior, f_{s2}.

Os filtros corta-faixa são utilizados para suprimir certos sinais, como, por exemplo, o segundo harmônico produzido pelo amplificador de potência de um transmissor de rádio, auxiliando, dessa maneira, a ação do filtro passa-baixa.

Outra aplicação para este tipo de filtro é na supressão das interferências causadas por sinais intensos em receptores de rádio e televisão (modulação cruzada). Um filtro corta-faixa pode atenuar estes sinais de grande intensidade, até deixá-los com o mesmo nível dos demais.

Tecnologia de Fabricação

Os filtros utilizados em radiofreqüência podem ser classificados, segundo a tecnologia de fabricação, em duas categorias:

- filtros elétricos;
- filtros ultrassônicos.

Filtros elétricos: Nos filtros elétricos, a filtragem é feita por dispositivos de constantes concentradas ou distribuídas.

Os filtros elétricos que utilizam dispositivos de constantes concentradas, como resistores, indutores e capacitores, formam os chamados filtros RLC ou, simplesmente, LC.

Os filtros elétricos de constantes distribuídas são construídos com linhas de transmissão ou guias de onda e possuem, geralmente, maior seletividade que os filtros LC.

Filtros ultrassônicos: Nos filtros ultrassônicos, os sinais elétricos são transformados em ondas sonoras que se propagam num meio sólido, onde são filtradas. Após a filtragem, as ondas sonoras são novamente transformadas em sinais elétricos.

Os filtros ultrassônicos podem ser piezoelétricos ou mecânicos. São, normalmente, mais seletivos que os filtros RLC.

Características dos Filtros

Os filtros, de um modo geral, possuem as seguintes características, independente da tecnologia empregada em sua fabricação:

- freqüência central ..... f_o (Hz)
- freqüência de corte ..... f_c (Hz)
- freqüência de rejeição ..... f_s (Hz)
- faixa de passagem ..... $BW_{(-3\ dB)}$ (Hz)
- faixa de proteção ..... $BW_{(-60\ dB)}$ (Hz)
- faixa de rejeição ..... BS (Hz)
- faixa de transição ..... BT (Hz)
- fator de ondulação ..... r (dB)
- fator de forma ..... SF
- perda de inserção ..... I_L (dB)
- impedância de terminação ..... Z_I, Z_o, (Ω)
- níveis máximos de sinal ..... $E_{máx}$ (V), $I_{máx}$ (A), $P_{máx}$ (W)
- atenuação final ..... $A_{máx}$ (dB)

Algumas das características relacionadas estão identificadas na Figura 2.

Importante: *Os valores em dB utilizados a seguir são pertencentes a uma escala relativa cuja origem, 0 dB, coincide com o valor da atenuação proporcionada pelo filtro na freqüência central.*

Freqüência central: A freqüência central de um filtro passa-faixa, f_o, é a média geométrica das freqüências de corte.

$$f_o = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$$ Equação 1

Observação: *Quando a razão entre as freqüências de corte é próxima à unidade, pode-se utilizar a média aritmética das duas freqüências como uma aproximação da freqüência central.*

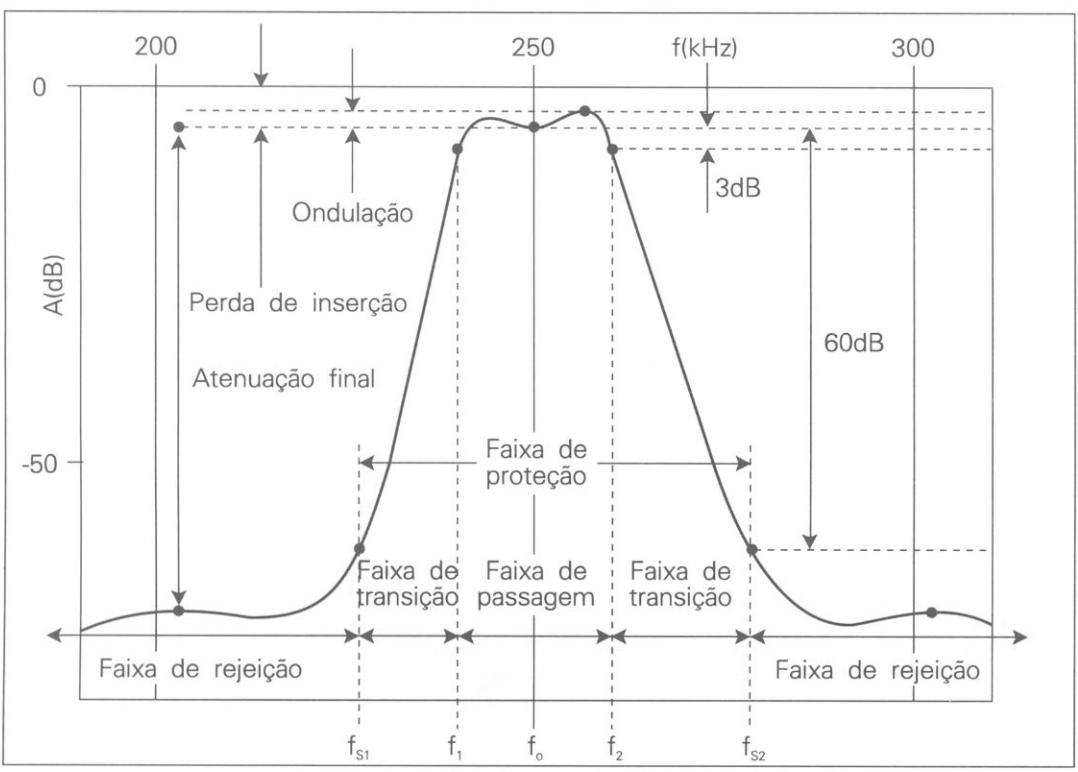


Figura 2 Curva de resposta em freqüência de um filtro passa-faixa, onde estão destacadas algumas de suas características.

Freqüência de corte: É a freqüência na qual a amplitude do sinal na saída do filtro cai para 0,707 (ou 70,7%) de seu valor máximo. Este valor de amplitude implica numa redução da potência do sinal para 0,5 (ou 50%) da potência máxima, correspondendo, em

ambos os casos, a uma variação de potência de – 3 dB, sendo este o limite de variação considerado aceitável.

$$f_c = f \Big|_{A = 0{,}707 \cdot A_{máx}}$$ Equação 2

Observações:
1) O limite de variação de potência de – 3 dB é apropriado para sinais contendo informações audíveis. Para outros tipos de informações é possível estabelecer um limite diferente.

2) Os filtros passa-baixa e passa-alta, possuem cada qual, uma única freqüência de corte, enquanto os passa-faixa e corta-faixa, duas, uma inferior, f_1, e outra superior, f_2.

Freqüência de rejeição: Ou de supressão, f_s, do inglês "supressed", é a freqüência na qual a amplitude do sinal na saída de um filtro cai para um milésimo (ou 0,1%) de seu valor máximo. Essa relação de amplitudes implica numa redução da potência do sinal para um milionésimo (ou 0,0001%) da potência máxima, o que corresponde a uma atenuação de 60 dB na potência do sinal.

Observações:
1) Normalmente, uma atenuação de 60 dB em relação ao nível de referência é considerada suficiente para suprimir a maior parte das interferências, sendo, por este motivo, adotada como o valor limite para o início da faixa de rejeição de um filtro. Contudo, como uma atenuação de 60 dB nem sempre é conseguida ou necessária, é possível a utilização de outros valores para se definir a freqüência de rejeição.

2) Para a freqüência de rejeição também é válida a observação anterior (nº 2), feita sobre a freqüência de corte dos diversos tipos de filtros.

Faixa de passagem: A faixa de passagem, BW, do inglês "Bandwidth", é a diferença entre as freqüências de corte superior, f_2, e inferior, f_1, de um filtro passa-faixa. No caso do filtro passa-baixa, a faixa de passagem coincide com o valor da freqüência de corte superior, f_2.

A faixa de passagem é também conhecida como largura de faixa ou banda-passante.

$$BW_{(-3\ dB)} = f_2 - f_1$$ Equação 3

Observações:
1) A faixa de passagem entre os pontos de – 3 dB indica a faixa de freqüência em que os sinais aplicados atingirão a saída do filtro com um mínimo de atenuação. É a faixa de freqüência reservada para os sinais que se deseja transmitir pelo filtro.

2) O filtro passa-alta possui uma faixa de passagem infinita. O filtro corta-faixa possui duas faixas de passagens, uma inferior, BW_1, e outra superior, BW_2 .

Faixa de proteção: É a largura de faixa entre os pontos de – 60 dB. Indica a faixa de freqüência na qual não se devem aplicar sinais indesejáveis, por causa da possibilidade de interferências com o sinal desejado.

$$BW_{(-60\ dB)} = f_{s2} - f_{s1} \qquad \text{Equação 4}$$

Faixa de rejeição: A faixa de rejeição de um filtro, BS, do inglês "Band Supressed", corresponde à faixa de freqüências onde a atenuação é elevada. Normalmente, especifica-se uma atenuação de 60 dB em relação ao nível de referência, como o limite entre a faixa de rejeição e a faixa de transição de um filtro.

Observações:
1) Sinais, cujas freqüências estejam dentro da faixa de rejeição, não causam interferências, porque são praticamente eliminados da saída do filtro.

2) Em teoria, pelo menos, os filtros passa-baixa possuem uma faixa de rejeição infinita. Nos filtros passa-faixa, apenas a faixa de rejeição superior, BS_2, é infinita. Finalmente, nos filtros passa-alta e corta-faixa, a faixa de rejeição é finita (Figura 1).

Faixa de transição: BT é a faixa de freqüências compreendida entre a freqüência de corte, f_c, e a freqüência de rejeição, f_s.

Observações:
1) Mantidos constantes os demais fatores, quanto mais estreita a faixa de transição de um filtro, tanto maior a sua seletividade. A utilização de filtros que possuam uma faixa de transição mais estreita torna possível um menor espaçamento de freqüências entre dois canais adjacentes, aumentando o número de canais de radiofreqüência disponíveis em determinado trecho do espectro. Esse recurso é utilizado nos transceptores de SSB.

2) Os filtros passa-baixa e passa-alta possuem apenas uma faixa de transição, enquanto os filtros passa-faixa e corta-faixa possuem duas.

Fator de ondulação: O fator de ondulação, r, do inglês "ripple", é definido como a relação entre o valor do ganho correspondente à freqüência central e o valor do ganho no pico da curva de resposta (Figura 2).

$$r = \frac{A_{máx}}{A_{pico}} \qquad \text{Equação 5}$$

$$r(dB) = 20 \log \frac{A_{máx}}{A_{pico}} \qquad \text{Equação 6}$$

$$r(dB) = A_{máx}(dB) - A_{pico}(dB) \qquad \text{Equação 7}$$

O fator de ondulação indica a distorção introduzida pelo filtro no espectro de um sinal que esteja dentro de sua banda-passante. O filtro ideal possui um fator de ondulação unitário, ou seja, igual a 0 dB. Na prática, considera-se tolerável uma ondulação de até – 3 dB, embora seja recomendável que não ultrapasse o valor de – 1 dB.

Fator de forma: O fator de forma, SF, do inglês "Shape Factor", num filtro passa-faixa, é a relação entre a faixa de proteção e a faixa de passagem, sendo adimensional.

$$SF = \frac{BW_{(-60\,dB)}}{BW_{(-3\,dB)}} = \frac{f_{s2} - f_{s1}}{f_2 - f_1} \qquad \text{Equação 8}$$

O fator de forma reflete a inclinação do flanco da curva de resposta em freqüência e a largura relativa da faixa de transição. Quanto menor o fator de forma, tanto maior a seletividade de um filtro. Para o filtro ideal, o fator de forma é unitário, indicando que a faixa de passagem é igual à faixa de proteção, e que a curva de resposta em freqüência possui flancos verticais, não tendo, portanto, faixas de transição.

Perda de inserção: A perda de inserção, I_L, do inglês "Insertion Loss", é a perda de potência na carga causada pela inserção de um filtro entre ela e um gerador senoidal, ambos de impedância adequada para o filtro em questão, sendo a freqüência do gerador igual à que produz a menor atenuação.

$$I_L = \frac{P_{L\,(com\ filtro)}}{P_{L\,(sem\ filtro)}} \Big| \; f = f_{pico} \qquad \text{Equação 9}$$

$$I_L\,(dB) = 20 \log \frac{P_{L(com\ filtro)}}{P_{L(sem\ filtro)}} \Big| \; f = f_{pico} \qquad \text{Equação 10}$$

$$I_L\,(dB) = A_{pico}\,(dB) \qquad \text{Equação 11}$$

Observações:
1) Não se deve confundir a perda de inserção com a atenuação que um filtro provoca em sinais de freqüência diferente da freqüência de pico. A perda de inserção, ao contrário da atenuação provocada pela seletividade do filtro, é causada pela existência de elementos dissipativos incidentalmente incorporados aos elementos filtrantes (que são reativos). Esses elementos podem ser, por exemplo, a resistência ôhmica dos condutores utilizados na construção das bobinas, a absorção dielétrica nos capacitores ou o atrito interno dos cristais ou metais utilizados nos filtros ultrassônicos. Esses elementos dissipativos transformam parte da energia aplicada em calor, enquanto os elementos reativos devolvem-na ao gerador.

2) A perda de inserção é um dos fatores responsáveis pela degradação da relação sinal/ruído do estágio de entrada dos receptores. Nos aparelhos de maior sensibilidade, ela deve ser mantida, em módulo, abaixo de – 1 dB, ou 10%. Nos transmissores, a perda de inserção do filtro de harmônicos, por exemplo, causa a redução da potência irradiada. A variação de potência aceitável, neste caso, é de – 0,1 dB, ou – 2,3%.

Atenuação final: A atenuação final de um filtro é o menor valor de atenuação que ele é capaz de fornecer dentro da faixa de rejeição (o ponto de rejeição não está incluído). Este valor, num filtro que apresente ondulações em sua faixa de rejeição, corresponde ao pico de maior amplitude pertencente ao vale da curva (Figura 2).

A atenuação final de um filtro, juntamente com o fator de forma, é um indicador de sua seletividade. Mantidos constantes os demais fatores, a seletividade de um filtro é função direta da atenuação final que ele proporciona.

Impedâncias de terminação: As impedâncias de entrada e de saída de um filtro são definidas como em qualquer quadripolo, dispensando, portanto, explicações sobre o seu significado. Deve-se observar, contudo, que a curva de resposta em freqüência de um filtro pode ser influenciada pelas impedâncias do gerador e da carga. Portanto, para que a curva de resposta não sofra alterações, é necessário que os filtros sejam carregados com as terminações corretas, isto é, que as impedâncias do gerador e da carga sejam aquelas especificadas para o filtro.

Valores máximos: Os valores máximos de tensão, corrente e potência que um filtro pode manipular com segurança dependem dos componentes empregados em sua construção. Esta é uma característica importante para os filtros utilizados em amplificadores de potência de RF.

Exercício 1: Determinar as características do filtro cuja curva de resposta em freqüência é mostrada na Figura 2.

Solução:

Inspecionando-se a curva de resposta em freqüência da Figura 2, obtêm-se os seguintes valores:

$A_{pico} = -3$ dB

$A_{máx} = -5$ dB

$A_{min} = -70$ dB (203 e 303 kHz)

$f_{s1} = 225$ kHz

$f_1 = 240$ kHz

$f_o = 250$ kHz

$f_2 = 260$ kHz

$f_{s2} = 280$ kHz

A partir dos valores tabelados calculam-se as características do filtro, utilizando-se, para isso, as equações correspondentes:

a) Calcular a faixa de passagem do filtro:

$$BW_{(-3\text{ dB})} = f_2 - f_1$$

$$BW_{(-3\text{ dB})} = 260 - 240$$

$$BW_{(-3\text{ dB})} = 20\text{ kHz}$$

b) Calcular largura da faixa de proteção do filtro:

$$BW_{(-60\text{ dB})} = f_{s2} - f_{s1}$$

$$BW_{(-60\text{ dB})} = 280 - 225$$

$$BW_{(-60\text{ dB})} = 55\text{ kHz}$$

c) Calcular o fator de ondulação do filtro:

$$r\text{ (dB)} = A_{máx}\text{ (dB)} - A_{pico}\text{ (dB)}$$

$$r\text{ (dB)} = -5 - (-3)$$

$$r\text{ (dB)} = -2\text{ dB}$$

d) Calcular o fator de forma do filtro:

$$SF = \frac{BW(-60dB)}{BW(-3dB)}$$

$$SF = \frac{55}{20} = 2{,}75$$

e) Calcular a perda de inserção do filtro:

$$I_L\,(dB) = A_{pico}\,(dB)$$

$$I_L(dB) = -3\ dB$$

Filtros Elétricos

Filtros de Constantes Concentradas ou Filtros RLC

Os filtros elétricos RLC são muito utilizados nos equipamentos de rádio por serem de construção simples, de baixo custo e apresentarem um bom desempenho.

Os filtros mais utilizados nos equipamentos de rádio são o RLC paralelo e o filtro em PI. O primeiro é do tipo passa-faixa e o segundo é do tipo passa-baixa.

Características: As principais características dos filtros LC são as seguintes:

- boa seletividade;
- baixa perda de inserção;
- possibilidade de operação em alto nível de potência.

Todas essas características são determinadas pela qualidade dos indutores e capacitores utilizados. Esses componentes devem ser apropriados para a operação em alta freqüência e possuírem um fator de qualidade, Q_o, elevado. Além disso, os valores máximos de tensão, corrente e potência devem ser compatíveis com a amplitude do sinal aplicado.

Seletividade: A seletividade de um filtro LC depende, até certo ponto, do fator de qualidade dos componentes utilizados em sua construção.

O fator de qualidade dos indutores empregados em radiofreqüência varia entre 40 e 400, e o dos capacitores, entre 500 e 7000.

Utilizando-se componentes com essas características, é possível a obtenção de uma seletividade da ordem de – 40 dB, com uma perda de inserção de aproximadamente – 6 dB, para um filtro composto por dois ressonadores acoplados, sendo esses valores dependentes da faixa de freqüência considerada. Uma maior seletividade pode ser conseguida com a utilização de três ou mais ressonadores em cascata.

Perda de inserção: Essa característica está relacionada com a seletividade do filtro e com o fator de qualidade dos componentes utilizados.

Para um fator de qualidade carregado, Q_L, em torno de 60, e um fator de qualidade em aberto, Q_o, em torno de 200, a perda de inserção de um filtro será de – 3 dB, aproximadamente. Uma perda de inserção menor implica na redução da seletividade, o que pode ser compensado pela inclusão de um outro filtro em cascata.

Aliás, a utilização de mais de um filtro para a obtenção da seletividade desejada é um recurso empregado para a redução da perda de inserção. De fato, um filtro composto por dois ressonadores acoplados, e projetado para fornecer uma seletividade igual à proporcionada por um único ressonador, possui uma perda de inserção menor, mesmo quando construído com os mesmos componentes.

Observação: *O fator de qualidade carregado, Q_L, do inglês "Loaded", é definido como a relação entre a freqüência central e a faixa de passagem do filtro RLC, conectado ao gerador e a carga. O fator de qualidade em aberto, Q_o, do inglês "Open", é definido como a relação entre a freqüência central e a faixa de passagem do filtro RLC, quando desconectado do resto do circuito. O valor de Q_o depende exclusivamente do fator de qualidade dos indutores e capacitores utilizados. O valor de Q_L é sempre menor que Q_o.*

Aplicações: Os filtros RLC possuem diversas aplicações nos equipamentos de rádio, destacando-se as seguintes:

- filtros passa-faixa;
- filtros de harmônicos.

Os filtros passa-faixa RLC paralelo são muito utilizados nos transmissores e receptores de rádio e televisão. Podem operar de maneira satisfatória desde algumas dezenas de kHz até perto de 1 GHz, desde que construídos com os componentes apropriados.

Os transformadores de freqüência intermediária são um exemplo deste tipo de filtro. São fabricados para a freqüência central de 455 kHz, tendo 6 kHz de faixa de passagem. A impedância primária fica entre 10 kΩ e 35 kΩ e a secundária entre 200 Ω e 5 kΩ, sendo apropriados para a utilização em receptores ou transmissores de AM. Nos

transformadores de FI dos equipamentos que operam em FM, a freqüência central é de 10,7 MHz, com uma faixa de passagem de 300 kHz.

Além desses modelos padronizados, os filtros RLC paralelo podem, naturalmente, ser projetados e construídos para funcionarem em outras freqüências, com relativa facilidade, sendo esta uma de suas características mais importantes.

Os filtros de harmônicos são utilizados nos transmissores de rádio. São filtros do tipo passa-baixa, às vezes combinados com filtros corta-faixa. Por serem instalados entre o amplificador de potência e a antena, precisam ser construídos com indutores e capacitores capazes de suportar a potência de saída do transmissor.

Filtros de Constantes Distribuídas

São utilizados, geralmente, em freqüências superiores a 30 MHz. Isso ocorre devido às suas dimensões serem inversamente proporcionais à freqüência de operação.

As principais características deste tipo de filtro são:

- elevada seletividade;
- perda de inserção muito pequena;
- operação em altos níveis de potência.

O fator de qualidade em aberto destes filtros ultrapassa facilmente mil vezes, proporcionando, nos filtros compostos, uma seletividade de até – 90 dB, em freqüências na faixa de UHF e SHF, com uma perda de inserção inferior a 10%, ou –1 dB.

A construção destes filtros, cujo funcionamento está baseado nas propriedades das linhas de transmissão e das cavidades ressonantes para radiofreqüência, exige componentes mecânicos caros e pesados, feitos a partir de ligas metálicas baseadas no cobre, na prata e no alumínio, entre outros, ocupando um espaço relativamente grande. Os filtros do tipo linha de transmissão possuem um comprimento elétrico ligeiramente inferior a um quarto de onda, na freqüência de ressonância. Os tipos mais comuns são os seguintes:

- ressonador coaxial;
- ressonador helicoidal;
- ressonador "stripline";
- ressonador "microstrip line".

A principal aplicação dos filtros baseados em ressonadores coaxiais é na construção de diplexers, que são filtros altamente seletivos, utilizados, por exemplo, para acoplar dois transmissores numa única antena, tal como ocorre nas emissoras de televisão. Nestas, os transmissores de vídeo e áudio, que possuem um afastamento de freqüência de 4,5 MHz entre as portadoras, utilizam diplexers para transferir para uma mesma antena os sinais por eles gerados.

Os ressonadores coaxiais são utilizados, também, para eliminar parte da faixa lateral inferior do sinal gerado por um transmissor de vídeo, uma vez que a transmissão de TV é feita em faixa lateral residual.

Em estações repetidoras de rádio, os diplexers são utilizados para acoplar um transmissor e um receptor (operando em freqüências diferentes), numa mesma antena, permitindo o funcionamento simultâneo de ambos.

O ressonador helicoidal, assim denominado por ter o condutor interno na forma de uma mola helicoidal, é uma versão encurtada do ressonador coaxial. Por causa de suas menores dimensões, eles são muito utilizados como filtros de entrada nos receptores de VHF-FM e UHF.

Os ressonadores "stripline", ou seja, de lâminas metálicas, podem ser dobrados e, por isso, suas dimensões são menores que as dos ressonadores coaxiais. Possuem características e aplicações semelhantes às dos outros dois filtros já apresentados, sendo muito utilizados nos conversores de freqüência e nos seletores de canais dos televisores para a faixa de UHF.

Os ressonadores do tipo "microstrip line" são linhas de transmissão impressas construídas sobre um dielétrico apropriado para o funcionamento em freqüências elevadas. São utilizados nas faixas de UHF e SHF. O nível de potência máxima admissível para este tipo de filtro não costuma ser elevado, raramente ultrapassando algumas dezenas de watts e o fator de qualidade costuma ser menor que o dos outros ressonadores, devido às perdas causadas pelo dielétrico. Em compensação, suas dimensões, assim como o custo e o peso, são menores que as dos demais filtros.

As cavidades ressonantes são utilizadas exclusivamente na faixa de SHF. Suas demais características são semelhantes às dos outros filtros de constantes distribuídas.

Filtros Ultrassônicos

Os filtros ultrassônicos vêm sendo cada vez mais utilizados nos equipamentos de rádio, devido às suas excelentes características: alta seletividade e pequenas dimensões. Podem ser do tipo piezoelétrico (a cristal ou cerâmico), ou magnetoestritivo (mecânico).

Os filtros piezoelétricos utilizam cristais de quartzo ou cerâmica, cujas características físicas e elétricas são analisadas no capítulo que trata dos Osciladores. O fator de qualidade em aberto dos cristais de quartzo pode ultrapassar 100 mil vezes, proporcionando uma seletividade da ordem de – 70 dB, em freqüências abaixo de 50 MHz, com uma perda de inserção de – 4 dB. O nível máximo do sinal aplicável na entrada de um filtro piezoelétrico, contudo, não pode ultrapassar alguns miliwatts, sob pena de danificá-lo. O custo destes filtros costuma ser elevado, se comparado com o dos filtros RLC.

Os filtros piezoelétricos são fabricados para apenas uns poucos valores de freqüência central, 455 kHz, 1,65 MHz, 9 MHz e 44 MHz, entre outros, sendo utilizados, por este motivo, quase que exclusivamente nas etapas de freqüência intermediária dos receptores e transmissores de rádio e nos receptores de televisão.

Um outro tipo de filtro ultrassônico muito utilizado é construído a partir da cerâmica piezoelétrica. Ele substitui os transformadores de FI nos receptores de AM e FM, tendo as seguintes vantagens: possuem menores dimensões, o custo é baixo e dispensam ajustes após a sua montagem no circuito. O desempenho destes filtros, com relação à seletividade e à perda de inserção, é equivalente ao dos transformadores de FI miniatura, apesar das impedâncias de terminação apresentarem um valor muito menor, ao redor dos 300 Ω .

Os filtros mecânicos são fabricados para freqüências inferiores a 600 kHz. Quanto às demais características, elas são semelhantes às dos filtros piezoelétricos de alta seletividade, possuindo, no entanto, dimensões mais reduzidas. Por isso, são muito utilizados nos transceptores de SSB, para a supressão de uma das faixas laterais.

Filtros RLC – Projeto

Os filtros de RLC são relativamente fáceis de projetar e construir, se comparados com outros tipos de filtros utilizados em radiofreqüência. Isto deve-se ao fato de os filtros RLC utilizarem apenas resistores, indutores e capacitores na sua construção, não sendo necessária a utilização de elementos sofisticados, como acontece nos filtros mecânicos, cerâmicos e a cristal, sem falar nos filtros de cavidade.

Princípio de Funcionamento

Os filtros RLC podem ser estudados a partir de um filtro RC do tipo passa-baixa (Figura 3).

Cada um dos filtros da Figura 3 está conectado em paralelo com uma resistência pura de valor R_L. Ambos, filtro e carga, são excitados por um gerador de tensão que possui uma resistência interna, R_S. Assim, a resistência total, R_t, em paralelo com o filtro, corresponde ao valor da associação em paralelo de R_S, R_L e a resistência de perdas, R_P, do elemento filtrante, indutor ou capacitor, sendo dada pela seguinte equação:

$$R_t = R_S // R_P // R_L \qquad \text{Equação 12}$$

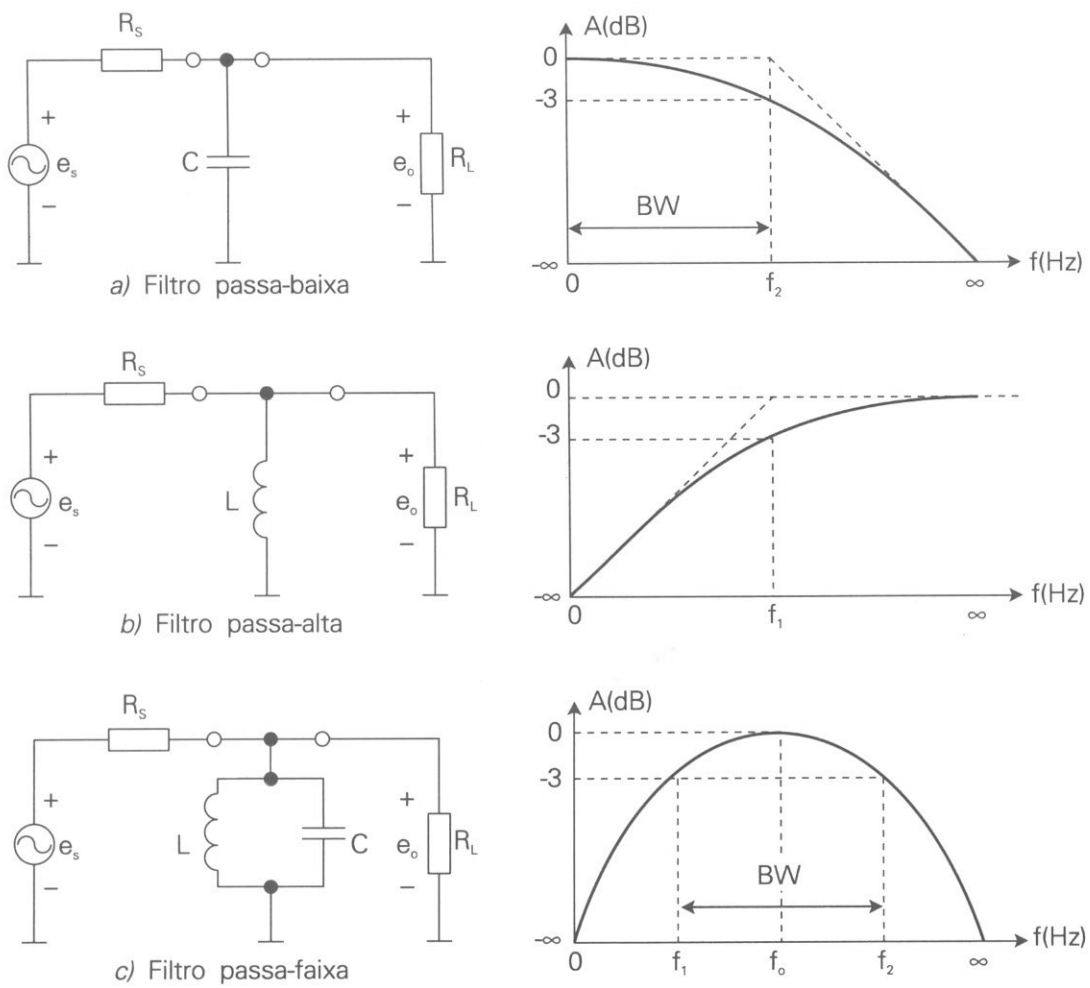


Figura 3 Filtros básicos dispostos em paralelo com o circuito.

O funcionamento dos filtros RC, RL ou RLC pode ser facilmente explicado, partindo-se do princípio de que um elemento conectado em paralelo com a carga desvia para a massa uma parte da corrente fornecida pelo gerador, que é limitada pela resistência interna, R_s, causando a diminuição da intensidade da corrente circulante pela carga e, em conseqüência, a redução da tensão de saída, sendo esta a causa da atenuação mostrada nas curvas de resposta em freqüência da Figura 3.

No filtro passa-baixa da Figura 3a, como a reatância dos capacitores diminui com o aumento da freqüência, haverá uma freqüência, para qualquer combinação de valores de R_t e C, onde a reatância capacitiva se igualará ao valor de R_t. Nesta freqüência, a corrente circulante pelo capacitor terá o mesmo valor da corrente circulante pela carga, fazendo com que a corrente fornecida pelo gerador, que é a soma vetorial de ambas as correntes, aumente de valor, provocando uma maior queda de tensão em sua resistência interna, o que resulta numa diminuição da amplitude do sinal de saída, e_o, para 70,7% do seu valor em baixa freqüência. A conseqüência disso tudo é uma redução da potência dissipada sobre a carga para 50% do valor em baixa freqüência, ou – 3dB. Portanto, a freqüência em que isso ocorre é a freqüência de corte de filtro.

A freqüência de corte de um filtro passa-baixa RC é dada pela seguinte equação:

$$f_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_t \cdot C}$$ Equação 13

Características do filtro passa-baixa RC, na freqüência de corte:

Atenuação: – 3 dB

Ângulo de fase: – 45°

No caso do filtro passa-alta da Figura 3b, valem quase as mesmas considerações feitas para o filtro passa-baixa, ou seja, a freqüência de corte continua sendo ditada pela freqüência onde o valor da reatância se iguala ao valor da resistência. A freqüência de corte do filtro passa-alta é dada pela seguinte equação:

$$f_1 = \frac{R_t}{2 \cdot \pi \cdot L}$$ Equação 14

Características do filtro passa-alta RL, na freqüência de corte:

Atenuação: – 3 dB

Ângulo de fase: + 45°

O Filtro Passa-faixa RLC Paralelo de Sintonia Simples

O filtro passa-faixa RLC pode ser analisado como a associação em paralelo de um filtro passa-alta RL com um filtro passa-baixa RC, ambos possuindo a mesma freqüência de corte. Ao contrário do que se poderia imaginar, a associação em paralelo do indutor com o capacitor não provoca nenhuma atenuação nos sinais que tenham freqüência igual à freqüência de corte dos filtros primitivos; ao contrário, nesta freqüência a atenuação passa a ser nula (desde que as reatâncias do indutor e do capacitor sejam iguais e ambos os componentes possuam um fator de qualidade infinito). A explicação para isso vem do fato de a corrente no indutor estar atrasada de 180° em relação à corrente no capacitor, anulando-se, portanto, quando adicionadas. Assim, toda corrente fornecida pelo gerador passará pela carga.

A freqüência em que a atenuação é nula é chamada de freqüência de ressonância, sendo dada pela seguinte equação:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}} \qquad \text{Equação 15}$$

Quando a freqüência dos sinais aplicados é diferente da freqüência de ressonância, as reatâncias dos componentes não serão mais iguais. Isso acontece porque a reatância do indutor e do capacitor comportam-se de modo diferente com a variação de freqüência. Enquanto a reatância indutiva é proporcional à freqüência, a reatância capacitiva é inversamente proporcional. Assim, para sinais de freqüência superior à de ressonância, a reatância do capacitor diminuirá, provocando um acréscimo de corrente que não é mais compensado pela corrente que passa pelo indutor, que sofre, inclusive, uma diminuição, devido ao aumento da reatância indutiva. A combinação desses dois fatores resulta na circulação de uma certa quantidade de corrente pelo filtro, em prejuízo da corrente circulante pela carga, provocando uma queda na potência por ela dissipada. Para freqüências inferiores à freqüência de ressonância, ocorre o mesmo fenômeno, só que, desta vez, é o indutor que permite a passagem da corrente mais intensa, resultando em novo desequilíbrio das correntes indutivas e capacitivas.

A banda passante do filtro passa-faixa é a diferença entre as freqüências de corte superior e inferior, sendo dada pela seguinte equação:

$$BW_{(-3\,dB)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_t \cdot C} \qquad \text{Equação 16}$$

A freqüência central do filtro passa-faixa RLC é igual à média geométrica das freqüências de corte, sendo dada pela Equação 1. Sendo conhecidas a freqüência central e a banda-passante de um filtro passa-faixa, é possível calcular a freqüência de corte inferior, utilizando a seguinte equação:

$$f_1 = \frac{\sqrt{BW^2 + 4f_o{}^2} - BW}{2}$$ Equação 17

Perda de inserção: Os filtros RLC reais introduzem alguma absorção de potência devido às perdas associadas ao indutor e capacitor. Para que a perda de potência causada pela inserção do filtro seja mantida dentro de valores aceitáveis, o fator de qualidade de seus componentes deve ser elevado em relação ao fator de qualidade do filtro passa-faixa.

A perda de inserção do filtro RLC paralelo é dada pela seguinte equação:

$$I_L(dB) = 20\log\left(1 - \frac{Q_L}{Q_O}\right)$$ Equação 18

Características do filtro passa-faixa RLC paralelo:

Atenuação na freqüência central: 0 dB.

Ângulo de fase: + 45° na freqüência f_1.

– 45° na freqüência f_2.

Projeto de um Filtro RLC Paralelo de Sintonia Simples

No projeto de um filtro qualquer, normalmente são especificadas a freqüência central, as freqüências de corte ou a largura de faixa do filtro, as impedâncias do gerador e da carga e os fatores de qualidade do indutor e do capacitor. A partir desses dados, é necessário calcular os valores do indutor e do capacitor que satisfaçam as especificações de projeto. Em seguida, caso necessário, deve-se padronizar os componentes e analisar o desempenho do circuito projetado.

Projeto 1

Projetar um filtro RLC paralelo, sendo dados:

- freqüência central: 232 kHz
- largura de faixa: 6 kHz
- $R_S = R_L = 560\ k\Omega$
- $Q_{ind} = 50$
- $Q_{cap} = 1500$

a) Inicialmente, calcula-se Q_o:

$$Q_o = \frac{Q_{ind} \times Q_{cap}}{Q_{ind} + Q_{cap}} \qquad \text{Equação 19}$$

$$Q_o = \frac{50 \times 1500}{50 + 1500}$$

$$Q_o = 48{,}4$$

b) Calcula-se o fator de qualidade, Q_L:

$$Q_L = f_o/BW \qquad \text{Equação 20}$$

$$Q_L = (230 \times 10^3)/(6 \times 10^3)$$

$$Q_L = 38{,}7$$

c) Calcula-se o valor da resistência equivalente conectada ao filtro:

$$R = \frac{R_S \times R_L}{R_S + R_L} \qquad \text{Equação 21}$$

$$R = \frac{560 \times 560}{560 + 560} \cdot 10^3$$

$$R = 280\ k\Omega$$

d) Calcula-se o valor do capacitor de filtro:

$$C = \frac{Q_o}{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot R \left(\frac{Q_o}{Q_L} - 1 \right)} \qquad \text{Equação 22}$$

$$C = \frac{48{,}4}{2 \cdot \pi \cdot 230 \cdot 10^3 \cdot 280 \cdot 10^3 \cdot \left(\frac{48{,}4}{38{,}7} - 1 \right)}$$

$$C = 477\ pF$$

Utilizando-se um capacitor de Styroflex de valor comercial mais próximo:

$$C = 470\ pF$$

e) Calcula-se o valor do indutor:

$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_o{}^2 \cdot C}$$ Equação 23

$$L = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot (230 \cdot 10^3)^2 \cdot 470 \cdot 10^{-12}} = 1{,}02 \text{ mH}$$

Utiliza-se um microchoque de ferrite de valor comercial de:

$L = 1$ mH

Análise do Projeto

Quando um projeto é realizado com componentes padronizados, costumam-se utilizar componentes de valores próximos aos calculados, resultando num desempenho diferente do pretendido no início do projeto. Por isso, sempre que possível, convém analisar o circuito projetado, determinando-se o desempenho obtido. Caso este não seja adequado, deve-se reprojetar o circuito procurando corrigir as diferenças encontradas durante a análise.

a) Calcula-se a freqüência central do filtro passa-faixa com o auxílio da Equação 15:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{LC}}$$

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{10^{-3} \cdot 470 \cdot 10^{-12}}}$$

$f_o = 232$ kHz

b) Calcula-se a resistência de perdas do filtro (equivalente paralelo):

$R_P = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L \cdot Q_o$ Equação 24

$R_P = 2 \cdot \pi \cdot 232 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} \cdot 48{,}4$

$R_P = 70{,}6$ kΩ

c) Calcula-se a resistência total em paralelo com o filtro, com o auxílio da Equação 12:

$R_t = R_s \,//\, R_P \,//\, R_L$

$R_t = 560 \,//\, 70{,}6 \,//\, 560$

$R_t = 56{,}4\ k\Omega$

d) Calcula-se a faixa de passagem do filtro, com o auxílio da Equação 13:

$$BW\ (-3\ dB) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_t \cdot C}$$

$$BW\ (-3\ dB) = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 56{,}4 \cdot 10^3 \cdot 470 \cdot 10^{-12}}$$

$$BW\ (-3dB) = 6{,}01\ kHz$$

Filtro com Sintonia Dupla

Quando a seletividade obtida com um único ressonador não é suficiente para as finalidades práticas, existem basicamente duas soluções para o aumento da seletividade, sendo que uma delas, a que utiliza circuitos ressonantes RLC paralelo intercalados entre estágios amplificadores, é analisada no Capítulo "Amplificadores Sintonizados". A outra solução, aqui estudada, utiliza ressonadores duplos, ou seja, circuitos RLC paralelo acoplados por capacitores.

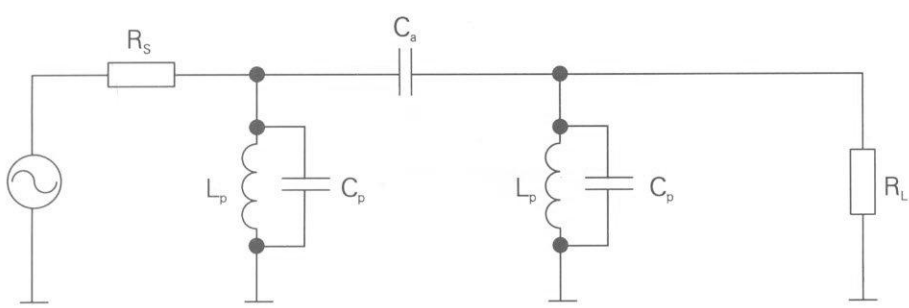


Figura 4 Filtro com sintonia dupla.

A Figura 4 mostra um filtro formado por dois circuitos RLC paralelos acoplados por um capacitor C_a. O circuito é projetado de forma que, na freqüência central, ambos os ressonadores apresentem uma reatância indutiva de módulo igual a R, o mesmo acontecendo com a reatância capacitiva do capacitor de acoplamento C_a. (Ver o circuito equivalente mostrado na Figura 5.)

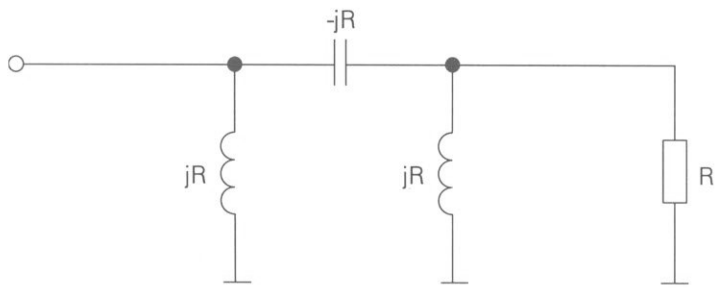


Figura 5 Circuito equivalente do circuito da Figura 4 para a freqüência central.

A combinação de valores mostrada na Figura 5 faz com que a impedância de entrada da rede seja igual a R. Portanto, na freqüência central, a tensão de saída será igual à tensão de entrada, porém adiantada de 90°. Para freqüências diferentes da central, a tensão de saída irá diminuir, num ritmo superior ao que seria proporcionado por um único ressonador (Figura 7).

A condição na qual a reatância de C_a é igual a R, corresponde a um acoplamento crítico, k_c, entre os circuitos RLC paralelo. Esta condição de acoplamento garante uma curva de resposta em freqüência com o topo ligeiramente plano. Para valores de C_a maiores do que o calculado para o acoplamento crítico, os filtros ficarão superacoplados e, para valores menores, subacoplados.

Para valores de C_a até 50% superiores ao calculado para a condição de acoplamento crítico, aparecem as seguintes alterações na curva de resposta em freqüência:

- um gradativo alargamento da faixa de passagem;
- uma diminuição da freqüência central;
- a formação de um topo plano na curva de resposta.

O superacoplamento pode ser útil quando se deseja um filtro de maior largura de faixa. Para valores de C_a que excedam em mais de 50% o valor calculado para a condição de acoplamento crítico, começa a aparecer uma ondulação no topo da curva de resposta, que se pronuncia com o aumento do valor de C_a, provocando uma depressão central.

Na Figura 6 estão desenhadas as curvas de resposta em freqüência de um filtro com sintonia dupla para diversos valores de C_a. A curva assinalada para C_a igual a 12 pF, ou k/k_c igual a 1, corresponde ao acoplamento crítico. Para um capacitor de acoplamento de 8,2 pF, o acoplamento será subcrítico, resultando numa seletividade ainda maior. Há, porém, um aumento da perda de inserção do filtro.

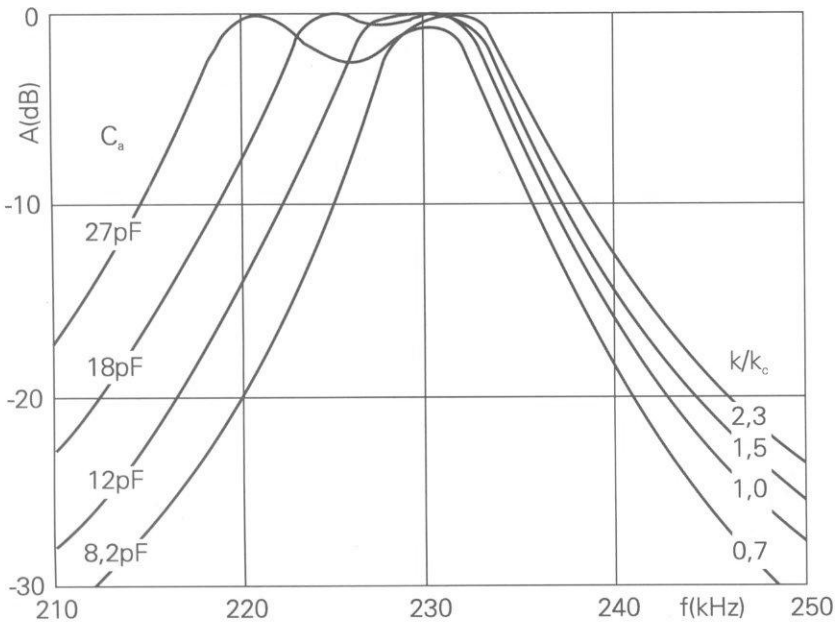


Figura 6 Curvas de respostas para o filtro de sintonia dupla em função dos valores de C_S. (Ver Projeto 2.)

Na Figura 7 são mostradas as curvas de respostas para dois filtros feitos com os mesmos componentes, sendo um de sintonia simples e o outro de sintonia dupla. Percebe-se, pela maior inclinação dos flancos da curva de resposta do filtro de sintonia dupla, que o mesmo apresenta uma maior seletividade.

Do gráfico, foram obtidos os valores mostrados abaixo:

	sintonia simples	sintonia dupla
– Faixa de passagem (– 3 dB):	5,2 kHz	8,4 kHz
– Faixa de rejeição (– 20 dB):	56,8 kHz	27,2 kHz

A faixa de proteção do filtro de sintonia dupla é muito menor do que a do outro filtro, demonstrando a sua superioridade.

Deve-se observar que os filtros foram construídos com indutores de fator de qualidade relativamente baixo, daí o fraco desempenho obtido.

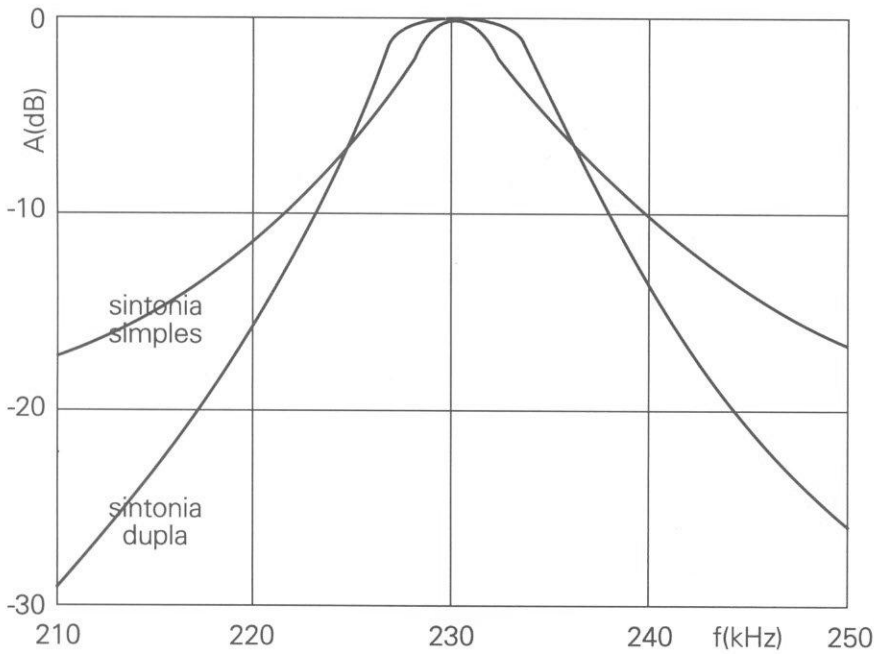


Figura 7 Curvas de respostas dos filtros de sintonia simples e dupla. (Ver os Projetos 1 e 2.)

Aplicações: os filtros de sintonia dupla são muito utilizados no acoplamento entre dois estágios amplificadores, e na filtragem do sinal captado pela antena, devido à seletividade que eles oferecem. Em alguns projetos, a característica de resposta plana é mais importante que a obtenção de uma faixa de passagem estreita. Isso ocorre, principalmente, nos circuitos que precisam trabalhar sobre uma larga faixa de freqüências, tendo uma curva de resposta a mais plana possível, junto com uma forte atenuação para as freqüências laterais. Este desempenho pode ser conseguido pelo cascateamento de alguns pares de ressonadores duplos, separados por amplificadores que possuam uma realimentação interna muito pequena.

No projeto executado a seguir, o Projeto 2, é perseguido este objetivo. A curva de resposta da Figura 7 (para sintonia dupla) é obtida para a condição de ondulação igual a zero e indica uma seletividade de – 26 dB a 250 kHz, ou seja, 20 kHz acima da freqüência central. Com dois destes filtros em cascata, é possível obter-se a seletividade necessária para um receptor de AM de radiodifusão, porém, com uma faixa de passagem bastante plana, que dificilmente é encontrada em receptores comuns. Isto garante uma melhor qualidade de reprodução sonora.

Projeto 2

Projetar um filtro passa-faixa com dois ressonadores acoplados capacitivamente, sendo dados:

– freqüência central = 230 kHz

– $BW_{P-P} = 7{,}5$ kHz

– r = – 1 dB

– $R_S = R_L = 270\ k\Omega$

– $Q_o = 50$

a) Calcula-se o valor adimensional de r:

$$r = 10^{\left(\frac{r(dB)}{20}\right)} \qquad \text{Equação 25}$$

$$r = 10^{\left(-\frac{1}{20}\right)}$$

$$r = 0{,}891$$

b) Calcula-se o produto kQ_L:

$$kQ_L = \frac{1 + \sqrt{1 - r^2}}{r} \qquad \text{Equação 26}$$

$$kQ_L = \frac{1 + \sqrt{1 - 0{,}891^2}}{0{,}891}$$

$$kQ_L = 1{,}63$$

c) Calcula-se o fator de qualidade carregado, Q_L:

$$Q_L = f_0 \frac{\sqrt{(kQ_L)^2 - 1}}{BW_{p-p}} \qquad \text{Equação 27}$$

$$Q_L = 230 \cdot 10^3 \frac{\sqrt{1{,}63^2 - 1}}{7{,}5 \cdot 10^3}$$

$$Q_L = 39{,}5$$

d) Calcula-se o valor do capacitor de filtro, C:

$$C = \frac{Q_O}{2 \cdot \pi \cdot f_o R \left(\frac{Q_O}{Q_L} - 1\right)}$$ Equação 28

$$C = \frac{50}{2 \cdot \pi \cdot 230 \cdot 10^3 \cdot 270 \cdot 10^3 \left(\frac{50}{39,5} - 1\right)}$$

$C = 482$ pF

Utilizando-se um capacitor de Styroflex de:

$C = 470$ pF

e) Calcula-se o coeficiente de acoplamento a partir do produto $kQ_L = 1,63$, calculado em *b*:

$kQ_L = 1,63$

$k = 1,63/39,5$

$k = 0,0413$

f) Calcula-se o valor de C_a:

$C_a = kC$ Equação 29

$C_a = 0,0413 \cdot 470 \cdot 10^{-12}$

$C_a = 19,4$ pF

Utilizando-se um capacitor cerâmico NPO de:

$C_a = 18$ pF

g) Calcula-se o valor de L:

$$L = \frac{1}{(2 \pi f_o)^2 (C + C_a)}$$ Equação 30

$$L = \frac{1}{(2 \pi 230 \cdot 10^3)^2 (470 + 18) 10^{-12}}$$

$L = 981$ μH

Utilizando-se o valor comercial mais próximo:

$L = 1\ mH$

Análise

Devido à utilização de valores padronizados para os componentes, é conveniente analisar o desempenho do projeto anterior:

a) Calcula-se a freqüência central:

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot (C + C_a)}} \qquad \text{Equação 31}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{10^{-3} \cdot (470 + 18) \cdot 10^{-12}}}$$

$f_o = 228\ kHz$

b) Calcula-se o coeficiente de acoplamento:

$k = C_a/C$ Equação 32

$k = 18/470$

$k = 0{,}0383$

c) Calcula-se a resistência de perdas:

$R_P = 2\ \pi\ f_o\ L\ Q_o$

$R_P = 2\ \pi\ 228 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} \cdot 50$

$R_P = 71{,}6\ k\Omega$

d) Calcula-se a resistência total em paralelo:

$R_t = R_S // R_P$ Equação 33

$R_t = [560\ //\ 71{,}6] \cdot 10^3$

$R_t = 56{,}6\ k\Omega$

e) Calcula-se o fator de qualidade carregado:

$$Q_L = \frac{R_t}{2\ \pi\ f_o\ L} \qquad \text{Equação 34}$$

$$Q_L = \frac{56{,}6 \cdot 10^3}{2 \cdot \pi \cdot 228 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3}}$$

$$Q_L = 39{,}5$$

f) Calcula-se a largura de faixa pico a pico:

$$BW_{P-P} = f_o \frac{\sqrt{(kQ_L)^2 - 1}}{Q_L} \qquad \text{Equação 35}$$

$$BW_{P-P} = 228 \cdot 10^3 \frac{\sqrt{(0{,}0383 \cdot 39{,}5)^2 - 1}}{39{,}5}$$

$$BW_{P-P} = 6{,}55 \text{ kHz}$$

g) Calcula-se o valor do acoplamento crítico:

$$k_c = 1/Q_L \qquad \text{Equação 36}$$

$$k_c = 1/39{,}5$$

$$k_c = 0{,}0253$$

h) Calcula-se o fator de ondulação:

$$r = 20 \log \frac{2 \frac{k}{k_c}}{1 + \left(\frac{k}{k_c}\right)^2} \qquad \text{Equação 37}$$

$$r = 20 \log \frac{2 \frac{0{,}0383}{0{,}0253}}{1 + \left(\frac{0{,}0383}{0{,}0253}\right)^2}$$

$$r = -0{,}73 \text{ dB}$$

Conclusão: A análise revela uma boa aproximação do desempenho teórico com as especificações iniciais, exceto pela largura de faixa pico a pico, que ficou cerca de 1 kHz menor. A principal causa para a redução da largura do topo da curva de resposta em freqüência foi a utilização de um capacitor de acoplamento, C_a, de valor menor que o necessário. Basta, portanto, utilizar-se um capacitor de acoplamento de maior capacitância, no caso, 19,4 pF, para que a largura de faixa assuma o valor especificado. Para a correção da freqüência central, que resultou 2 kHz abaixo da pretendida, é necessário

utilizar indutores ajustáveis de ferrite, em substituição aos microchoques. Caso o fator de qualidade dos indutores ajustáveis seja diferente dos utilizados, devem-se refazer os cálculos a partir do item *d* do projeto.

A Figura 8 mostra o diagrama esquemático do filtro projetado. Os componentes utilizados em sua construção foram selecionados com o auxílio de uma ponte RLC, utilizada para a medição dos valores. O fator de qualidade de cada microchoque foi ajustado para 50 pela inclusão de um resistor em série. O estágio à FET funciona como um casador de impedâncias entre a saída do filtro e uma carga de baixo valor. O resistor de 270 kΩ em série com a entrada do filtro é utilizado para permitir a conexão com um gerador de baixa impedância, durante a medição da curva de resposta em freqüência.

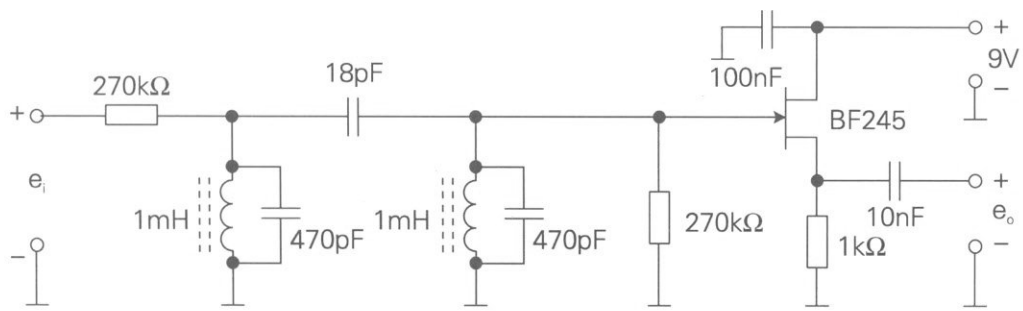


Figura 8 Diagrama esquemático do Projeto 2.

As impedâncias de terminação do filtro projetado são muito elevadas para a maioria das aplicações práticas. Para abaixar o valor destas impedâncias, podem-se utilizar elementos casadores de impedâncias, como, por exemplo, um capacitor de 27 pF no lugar do resistor de 270 kΩ e dois capacitores de 220 pF no lugar do capacitor de 470 pF, ambos no primeiro filtro. O filtro assim modificado pode ser acoplado a um gerador de 2,7 kΩ de resistência interna. A mesma modificação poderá ser feita na saída do filtro, para permitir a utilização de uma carga de baixa impedância, dispensando o uso do amplificador, que, neste caso, deve ser eliminado juntamente com o segundo resistor de 270 kΩ. O valor da carga passará a ser, também, de 2,7 kΩ, para um casador de impedâncias de 27 pF em série com a carga (ver o Exercício 15 do Capítulo "Casadores de Impedâncias" para o procedimento de cálculo. Considerar R_P igual a 270 kΩ e R igual a 2,7 kΩ).

Filtro com Sintonia Dupla RLC Série

Quando as impedâncias do gerador e da carga são muito baixas em relação às reatâncias dos elementos filtrantes, é vantajosa a utilização de circuitos ressonantes RLC série. O circuito da Figura 9 mostra um filtro de características semelhantes às do projeto anterior.

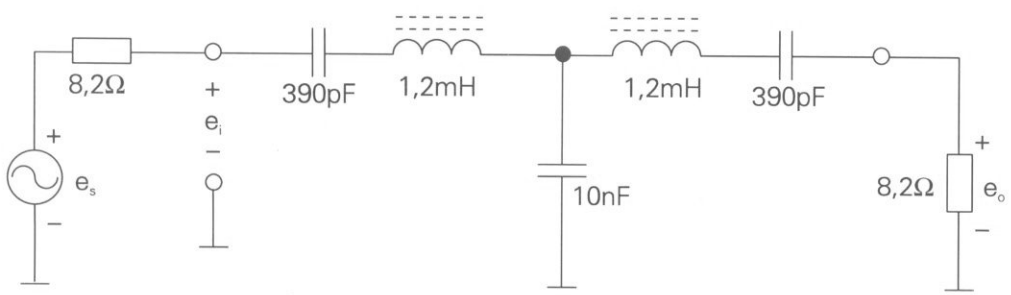


Figura 9 Filtro com sintonia dupla RLC série.

Uma aplicação para este tipo de filtro é num amplificador sintonizado (de freqüência intermediária, por exemplo), onde o primeiro estágio funcione em coletor-comum e o segundo estágio em base-comum, sendo o acoplamento entre eles feito através do filtro da Figura 9. Para o casamento de impedâncias, bastaria polarizar-se ambos os transistores com uma corrente de coletor de aproximadamente 3,2 mA, cada um.

Projeto 3

Projetar um filtro passa-faixa com dois ressonadores série acoplados capacitivamente, sendo dados:

$f_o = 235$ kHz

$BW_{P-P} = 7{,}5$ kHz

$r = -1$ dB

$R_S = R_L = 8{,}2\ \Omega$

$Q_o = 50$

a) Calcula-se o valor adimensional de r:

$$r = 10^{\frac{(dB)}{20}}$$

$$r = 10^{-\frac{1}{20}}$$

$$r = 0{,}891$$

b) Calcula-se o produto kQ_L:

$$kQ_L = \frac{1 + \sqrt{1 - r^2}}{r}$$

$$kQ_L = \frac{1 + \sqrt{1 - 0{,}891^2}}{0{,}891}$$

$$kQ_L = 1{,}63$$

c) Calcula-se o fator de qualidade carregado:

$$Q_L = f_o \frac{\sqrt{(kQ_L)^2 - 1}}{BW_{P-P}}$$

$$Q_L = 235 \cdot 10^3 \frac{\sqrt{1{,}63^2 - 1}}{7{,}5 \cdot 10^3}$$

$$Q_L = 40{,}3$$

d) Calcula-se o valor do capacitor de sintonia:

$$C = \frac{\frac{Q_o}{Q_L} - 1}{2\pi\ f_o\ R\ Q_o} = 393\ pF \qquad \text{Equação 38}$$

Utiliza-se um capacitor de Styroflex de:

$$C = 390\ pF$$

e) Calcula-se o coeficiente de acoplamento a partir de $kQ_L = 1{,}63$, calculado em *b*:

$$kQ_L = 1{,}63$$

$$k = 1{,}63/40{,}3$$

$$k = 0{,}0404$$

f) Calcula-se o valor de C_a:

$$C_a = C/k \qquad \text{Equação 39}$$

$$C_a = 390 \cdot 10^{-12}/0{,}0404$$

$$C_a = 9{,}68 \text{ nF}$$

Utiliza-se o capacitor de Styroflex ou ICO de :

$$C = 10 \text{ nF}$$

g) Calcula-se o valor de L:

$$L = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 \dfrac{C_a C}{C_a + C}} \qquad \text{Equação 40}$$

$$L = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 235 \cdot 10^3)^2 \dfrac{10 \cdot 0{,}39}{10 + 0{,}39} 10^{-9}} = 1{,}22 \text{ mH}$$

Utiliza-se um microchoque de ferrite de:

$$L = 1{,}2 \text{ mH}$$

Análise

Devido à padronização dos componentes utilizados, procede-se à análise do projeto anterior.

a) Calcula-se a freqüência central:

$$f_o = \frac{1}{2\pi f_o \sqrt{L \dfrac{C_a \cdot C}{C_a + C}}} \qquad \text{Equação 41}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi f_o \sqrt{1{,}2 \cdot 10^{-3} \dfrac{10 \cdot 0{,}39}{10 + 0{,}39} 10^{-9}}}$$

$$f_o = 237 \text{ kHz}$$

b) Calcula-se o coeficiente de acoplamento:

$$k = \frac{C}{C_a}$$ Equação 42

$$k = \frac{0{,}39}{10}$$

$$k = 0{,}039$$

c) Calcula-se a resistência de perdas em série:

$$r_s = \frac{2\pi f_o L}{Q_o}$$ Equação 43

$$r_s = \frac{2 \cdot \pi \cdot 237 \cdot 10^3 \cdot 1{,}2 \cdot 10^{-3}}{50}$$

$$r_s = 35{,}7\ \Omega$$

d) Calcula-se a resistência total em série:

$$R_t = R_L + r_s$$ Equação 44

$$R_t = 8{,}2 + 35{,}7$$

$$R_t = 43{,}9\ \Omega$$

e) Calcula-se o fator de qualidade carregado:

$$Q_L = \frac{2\pi f_o L}{R_t}$$ Equação 45

$$Q_L = \frac{2 \cdot \pi \cdot 237 \cdot 10^3 \cdot 1{,}2 \cdot 10^{-3}}{43{,}9}$$

$$Q_L = 40{,}7$$

f) Largura de faixa pico a pico:

$$BW_{P-P} = f_o \frac{\sqrt{(kQ_L)^2 - 1}}{Q_L}$$

$$BW_{P-P} = 23710^3 \frac{\sqrt{(0{,}039\ 40{,}7)^2 - 1}}{40{,}7}$$

$$BW_{P-P} = 7{,}2\ \text{kHz}$$

g) Calcula-se o valor do acoplamento crítico:

$$k_c = 1/Q_L$$

$$k_c = 1/40{,}7$$

$$k_c = 0{,}0246$$

h) Calcula-se o fator de ondulação:

$$r = 20 \log \frac{2\,\frac{k}{k_c}}{1 + \left(\frac{k}{k_c}\right)^2}$$

$$r = 20 \log \frac{2\,\frac{0{,}039}{0{,}0246}}{1 + \left(\frac{0{,}039}{0{,}0246}\right)^2}$$

$$r = -0{,}896 \text{ dB}$$

Conclusão: Comparando-se os resultados obtidos na análise, com as especificações iniciais, percebe-se que as discrepâncias são pequenas, podendo-se considerar o projeto concluído.

A Figura 10 mostra a curva de resposta em freqüência do filtro projetado.

Filtro Passa-baixa RLC

Os filtros passa-baixa são muito utilizados em transmissores de rádio com a finalidade de atenuar os harmônicos gerados pelo amplificador de potência de RF.

Filtro de um Quarto de Onda

A Figura 11 mostra o circuito de um filtro passa-baixa do tipo Butterworth de um quarto de onda.

O filtro da Figura 10 possui essa denominação porque sua impedância de entrada é definida pela mesma equação utilizada no cálculo da impedância dos terminais do gerador de uma linha de transmissão de um quarto de onda, quando carregada por uma carga qualquer, ou seja:

$$Z_1 = Z_o^2/Z_L$$ Equação 46

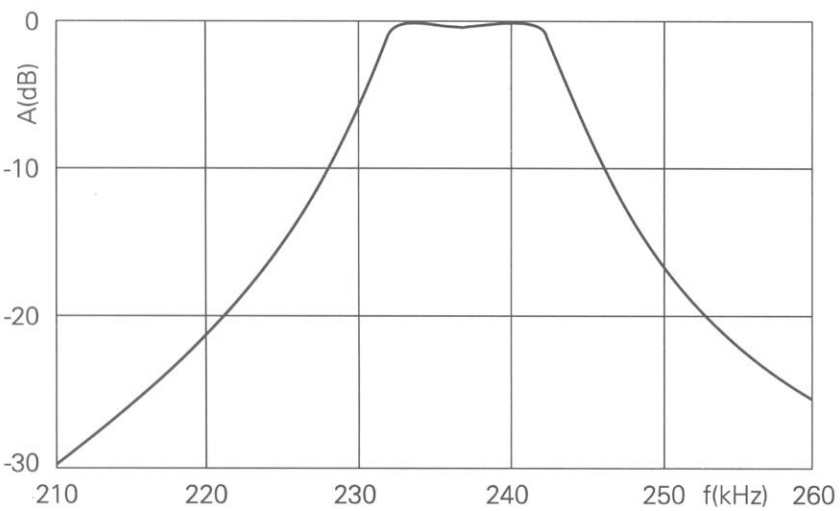


Figura 10 Curva de resposta em freqüência do filtro da Figura 9.

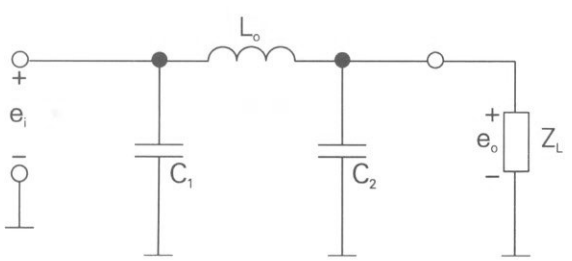


Figura 11 Filtro passa-baixa de um quarto de onda.

A análise da equação anterior revela que, para uma carga cuja impedância tenha um módulo igual a Z_o, a impedância de entrada do filtro possuirá, também, o mesmo módulo e, para uma impedância de carga de módulo inferior a Z_o, o módulo da impedância de entrada do filtro será superior a Z_o e vice-versa. Além disso, uma carga indutiva, capacitiva ou complexa, terá o sinal do ângulo de fase invertido. Isso significa, por exemplo, que uma reatância indutiva conectada aos terminais de saída será refletida para a entrada como uma reatância capacitiva. Por esse motivo, o filtro de um quarto de onda é também conhecido como circuito "inversor de impedâncias". Essa propriedade pode ser utilizada para o casamento de impedâncias.

Para que o circuito da Figura 11 atue como um filtro de um quarto de onda, é necessário que as reatâncias de seus componentes sejam iguais ao módulo de Z_L, na maior freqüência de operação, ou seja:

$$X_{C1} = X_{Lo} = X_{C2} = |Z_L| \qquad \text{Equação 47}$$

Os filtros de um quarto de onda apresentam as seguintes características:

- inclinação da curva de resposta em freqüência ... – 18 dB/8ª
- ondulação ..... 0 dB

Projeto 4

Projetar um filtro passa-baixa de um quarto de onda, sendo dadas as seguintes especificações:

$f_o = 120$ kHz

$Z_o = 500\ \Omega$

a) Calcula-se o indutor:

$$L_o = \frac{Z_o}{2 \cdot \pi \cdot f_o} \qquad \text{Equação 48}$$

$$L_o = \frac{500}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 10^3}$$

$$L_o = 663 \cdot 10^{-6}\ \text{H}$$

Utilizando-se um microchoque de ferrite de valor comercial:

$L_o = 680\ \mu\text{H}$

b) Calculam-se os capacitores:

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot Z_o} \qquad \text{Equação 49}$$

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 120 \cdot 10^3 \cdot 500}$$

$C_1 = C_2 = 2{,}65$ nF

Utilizando-se um capacitor Styroflex ou ICO de valor comercial, obtém-se:

$C_1 = C_2 = 2{,}7$ nF

Análise

Para garantir o atendimento das especificações originais, determina-se o desempenho do circuito.

a) Calcula-se Z_o:

$$Z_o = \sqrt{L_o/C_1} \qquad \text{Equação 50}$$

$$Z_o = \sqrt{680 \cdot 10^{-6}/(2{,}7 \cdot 10^{-9})}$$

$$Z_o = 502\ \Omega$$

b) Calcula-se f_o:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L_o\ C_1}} \qquad \text{Equação 51}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{680 \cdot 10^{-6} \cdot 2{,}7 \cdot 10^{-9}}}$$

$$f_o = 117\ \text{kHz}$$

Conclusão: Como os valores obtidos estão bastante próximos das especificações originais, considera-se o projeto concluído.

Filtro Passa-baixa de Meia-onda

A inclinação de –18 dB/8ª da curva de resposta em freqüência de um filtro de um quarto de onda é devida à existência dos três elementos reativos, C_1, L_o e C_2, que neste tipo de filtro podem proporcionar, cada um, uma atenuação de – 6 dB/8ª. Pode-se aumentar a inclinação da curva de resposta de um filtro passa-baixa pelo acréscimo de componentes filtrantes. Uma atenuação de – 30 dB/8ª pode ser conseguida pela utilização de dois filtros de um quarto de onda em cascata, formando o filtro de meia-onda mostrado na Figura 12.

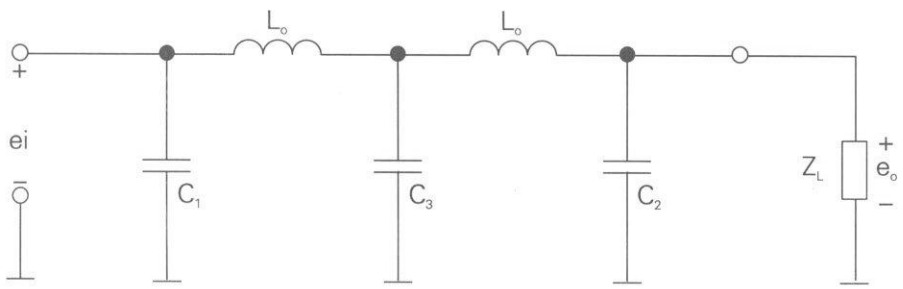


Figura 12 Filtro passa-baixa de meia-onda.

Um filtro de meia-onda é transparente para sinais de freqüência igual ou inferior à freqüência de operação. Isso significa que a impedância de entrada será exatamente igual à impedância de carga, ou seja:

Para f igual ou menor que f_0:

$$Z_I = Z_L \qquad \text{Equação 52}$$

Os indutores L_0 e os capacitores C_1 e C_2 são calculados pelas mesmas equações utilizadas no filtro de um quarto de onda (Equações 48 e 49). O capacitor C_3 possui o dobro do valor de C_1 ou C_2, podendo ser calculado através de:

$$C_3 = 2 \times C_2 \qquad \text{Equação 53}$$

Filtro de Meia-onda com Armadilha de Harmônico

O segundo harmônico de um amplificador de potência é, quase sempre, o mais difícil de ser eliminado. Isto ocorre por dois motivos: o segundo harmônico é o mais intenso e o mais próximo da banda-passante do filtro. Para aumentar a seletividade do filtro passa-baixa, pode-se utilizar um filtro corta-faixa atuando na freqüência do segundo harmônico (ou de outro harmônico qualquer).

A Figura 13 mostra o diagrama de um filtro de meia-onda onde o segundo indutor é substituído por uma armadilha de harmônico, formada pelo circuito RLC paralelo, L_P e C_P, ressonante na freqüência do harmônico a ser suprimido. Devido à sua disposição no circuito, serão impedidos de atingir a carga os sinais de freqüência igual à de ressonância da armadilha, uma vez que os circuitos RLC paralelo oferecerem alta impedância para esses sinais. Para freqüências inferiores, a associação em paralelo de L_P com C_P se comportará como um indutor.

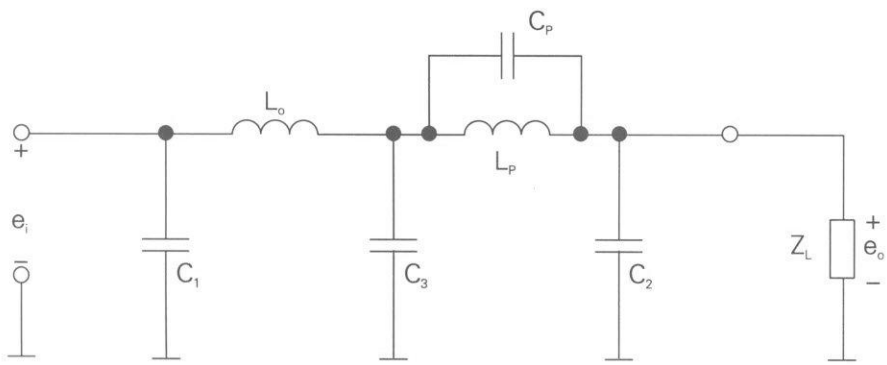


Figura 13 Filtro de meia-onda com armadilha de harmônico.

Projeto 5

Baseado no filtro da Figura 11, correspondente ao Projeto 4, projetar um filtro de meia-onda com armadilha para o segundo harmônico, com as seguintes especificações:

$f_o = 120$ kHz

$f_P = 240$ kHz

$Z_o = Z_L = 500\ \Omega$

Os valores de C_1, C_2 e L_o são os mesmos já calculados no projeto anterior, ou seja, 2,7 nF para os capacitores e 680 μH para o indutor.

a) Calcula-se C_3 com o auxílio da Equação 53:

$C_3 = 2 \times C_2$

$C_3 = 2 \times 2{,}7\ \text{nF} = 5{,}4\ \text{nF}$

Utilizando-se um capacitor de Styroflex ou ICO de valor comercial, tem-se:

$C_3 = 5{,}6\ \text{nF}$

b) Calcula-se o indutor L_P:

$$L_P = \frac{Z_L}{2\,\pi\,f_o}\left[1 - \left(\frac{f_o}{f_P}\right)^2\right] \qquad \text{Equação 54}$$

$$L_P = \frac{500}{2\,\pi \cdot 120 \cdot 10^3}\left[1 - \left(\frac{120}{240}\right)^2\right]$$

$L_P = 497\ \mu H$

Utilizando-se um microchoque de ferrite de valor comercial próximo:

$L_P = 470\ \mu H$

c) Calcula-se o valor de C_P:

$$C_P = \frac{1}{(2\,\pi\,f_P)^2\ L_P} \qquad \text{Equação 55}$$

$$C_P = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot 240 \cdot 10^3)^2 \cdot 470 \cdot 10^{-6}}$$

$C_P = 936\ pF$

Utilizando-se um capacitor de Styroflex ou ICO de valor comercial:

$C_P = 1\ nF$

A Figura 14 mostra as curvas de resposta em freqüência para os filtros das Figuras 11, 12 e 13.

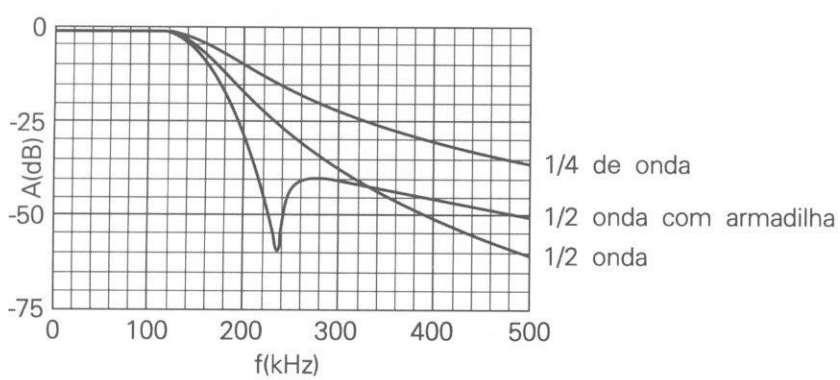


Figura 14 Curvas de resposta em freqüência para os filtros das Figuras 11, 12 e 13.

Observações Finais

Os filtros aqui projetados operam em freqüências inferiores a 1 MHz, o que permite construí-los e ensaiá-los com relativa facilidade, principalmente porque os indutores utilizados possuem valores padronizados. É evidente que o projeto de filtros para freqüências mais elevadas pode ser realizado exatamente da mesma maneira.

Os filtros passa-faixa RLC utilizam, na prática, elementos ajustáveis. Para que o fator de acoplamento e a faixa de passagem permaneçam constantes, devem-se utilizar indutores ajustáveis.

Quando a seletividade obtida com um único filtro não é suficiente, podem-se utilizar diversos filtros em cascata, desde que sejam respeitadas as impedâncias de terminação. A curva de resposta total, em dB, será igual à soma das respostas individuais.

Os filtros passa-baixa de um quarto de onda e meia-onda podem ser construídos com componentes tendo até 10% de tolerância, sem que isso provoque ondulações na banda-passante do filtro, sendo esta a sua principal vantagem em relação aos filtros Chebychev, que, embora mais seletivos, exigem maior precisão em sua fabricação.

A armadilha provoca uma atenuação elevada na freqüência para a qual ela foi projetada. O valor desta atenuação é função do fator de qualidade dos seus componentes, C_P e L_P. Para freqüências muito superiores a f_p, contudo, a atenuação da armadilha será dada pela seguinte equação:

$$A = 20 \log [(C_p + C_2)/C_p] \qquad \text{Equação 56}$$

Para os valores utilizados no Projeto 5, por exemplo, A é igual a –11,4 dB.

Questionário

1) O que são filtros?

2) Qual sua principal característica?

3) O que é uma curva de resposta em freqüência?

4) Quantas escalas uma curva de resposta em freqüência possui e o que elas representam?

5) Quais as denominações para os diversos trechos de uma curva de resposta em freqüência?

6) Quais são os pontos característicos de uma curva de resposta em freqüência?

7) Que formatos o vale e o topo de uma curva de resposta podem assumir?

8) Onde é localizada a freqüência de corte? Qual sua característica?

9) De que tipos podem ser os filtros de acordo com a resposta em freqüência?

10) Defina:

Filtro passa-baixa.

Filtro passa-alta.

Filtro passa-faixa.

Filtro corta-faixa.

11) Como são classificados os filtros utilizados em radiofreqüência?

12) Quais os elementos filtrantes nos filtros elétricos e ultrassônicos?

13) Cite as características dos filtros da pergunta anterior.

14) O que é freqüência central?

15) O que é freqüência de corte?

16) O que é freqüência de rejeição?

17) Como é determinada a faixa de passagem?

18) A que corresponde a faixa de rejeição?

19) Defina o fator de ondulação e explique o que ele indica.

20) O que é o fator de forma? O que ele reflete?

21) O que se entende por perda de inserção?

22) O que é atenuação final?

23) Defina impedância de terminação.

24) Qual a característica importante para os filtros utilizados em amplificadores de potência de RF?

25) Quais as principais aplicações para os filtros RLC?

26) Cite as principais características dos filtros LC.

27) Quais os fatores que influenciam na perda de inserção?

28) Defina o fator de qualidade carregado, Q_L.

29) Como é definido o fator de qualidade, Q_o?

30) Quais as aplicações dos filtros RLC paralelo?

31) Quais as principais aplicações dos filtros passa-baixa RLC?

32) Onde são utilizados os filtros de constante distribuídas? Cite suas características.

33) Quais os tipos mais comuns de filtros de constantes distribuídas?

34) Qual a principal aplicação dos filtros baseados em ressonadores coaxiais?

35) Em que estações repetidoras de rádio os diplexers são utilizados e para quê?

36) Quais as características e aplicações dos ressonadores helicoidais?

37) Onde são utilizados os "Stripline" e "Microstrip"?

38) O que são ressonadores do tipo "Microstrip"?

39) Cite as características de um filtro ultrassônico.

40) Onde estão sendo utilizados os filtros piezoelétricos?

41) Qual a finalidade dos filtros mecânicos?

42) O que é filtro RLC?

43) Explique o funcionamento dos filtros RC, RL e RLC.

44) Quais as características dos filtros passa-baixa e passa-alta na freqüência de corte?

45) Cite as características do filtro passa-faixa RLC paralelo.

46) Quais as alterações que aparecem na curva de resposta de um filtro de sintonia dupla em função dos valores de C_a?

47) Quando é utilizado o superacoplamento?

48) Onde são utilizados os filtros de sintonia dupla?

49) Desenhe o diagrama esquemático de um filtro de sintonia dupla.

50) Qual o tipo de filtro passa-faixa para baixos valores de impedâncias?

51) Onde são utilizados os filtros passa-baixa? Qual sua finalidade?

52) Quais as características dos filtros de quarto de onda e meia-onda?

53) Qual a função da armadilha de harmônico num filtro de meia-onda?

Problemas Propostos

1) Utilizando a curva de resposta em freqüência da Figura 6, para C_a igual a 27 pF, determinar $BW_{-3\ dB}$ e o fator de ondulação.

2) Projetar um filtro RLC paralelo de sintonia simples, sendo dados: f_o = 455 kHz; $BW_{(-3\ dB)}$ = 8 kHz; $R_S = R_L$ = 35 kΩ; Q_{ind} = 85; Q_{cap} = 1500. Calcular Q_o, Q_L, C e L.

3) Projetar um filtro RLC paralelo de sintonia dupla, sendo dados: f_o = 10,7 MHz, BW_{P-P} = 200 kHz, $R_S = R_L$ = 5 kΩ, Q_o = 215 e r = – 1 dB. Calcular: Q_L, C, k, C_a e L.

4) Projetar um filtro passa-baixa de meia-onda com armadilha para o segundo harmônico, sendo dados: f_o = 27 MHz, $Z_o = Z_L$ = 50 Ω. Calcular L_o, L_P, C_1, C_2, C_3 e C_P.

MAKRON
Books

PLL

A sigla PLL, de "Phase Locked Loop", significa elo (de realimentação) fechado por fase. Um PLL é composto por diversos blocos, sendo o diagrama mostrado na Figura 1 uma de suas versões mais utilizadas.

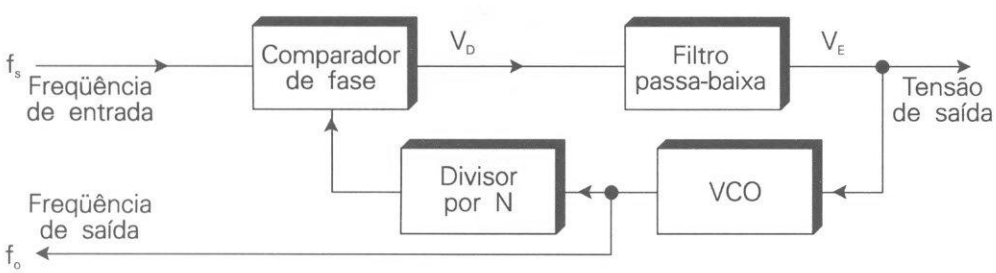


Figura 1 Diagrama em blocos de um PLL básico.

Nem todos os PLLs são construídos exatamente de acordo com o diagrama em blocos mostrado na Figura 1, sendo possível destacar-se as seguintes modificações:

a) A supressão do divisor por N. Neste caso, N será igual à unidade.

b) A inclusão de um estágio amplificador entre a saída do filtro passa-baixa e a entrada de controle do VCO. Esse amplificador é necessário quando a tensão produzida pelo comparador de fase não é suficiente para controlar diretamente a entrada do VCO.

c) A inclusão de um filtro passa-baixa no caminho da tensão de saída, com a finalidade de atenuar mais fortemente a componente de corrente alternada produzida pelo comparador de fase. Esse procedimento é adotado, principalmente, quando o PLL é utilizado como demodulador de freqüência.

Um PLL pode ser totalmente incluído num circuito integrado monolítico, como, por exemplo, o CD4046, CMOS, ou o NE565, bipolar.

A Finalidade do PLL

Um PLL possui duas finalidades básicas:

1) *Para sinais de entrada de freqüência variável:* fazer com que o VCO siga a freqüência do sinal aplicado, produzindo um sinal de saída, f_o, com a mesma freqüência do sinal de entrada, f_s, ou, no caso de N ser maior do que a unidade, a freqüência de saída será N vezes a freqüência do sinal de entrada.

2) *Para sinais de entrada de freqüência fixa:* manter constante a diferença de fase entre o sinal produzido pelo VCO e o sinal aplicado na entrada do PLL.

Aplicações do PLL

Os PLLs podem ser utilizados nas seguintes aplicações:

- Controle Automático de Freqüência (CAF).
- Controle Automático de Fase.
- Regeneração de portadora.
- Demoduladores para sinais FM ou FSK.
- Sintetizadores de freqüência.

Como controle automático de freqüência, o PLL pode ser utilizado para assegurar a sintonia correta dos receptores na freqüência do sinal recebido, evitando, dessa maneira, a deriva de freqüência do oscilador local, que é mais acentuada nos receptores que operam em freqüências elevadas, como os de FM e TV. Aliás, a utilização de PLLs

cómo CAF é que tornou possível a recepção dos sinais enviados pelos primeiros satélites artificiais, apesar desses possuírem baixa intensidade e serem afetados por um deslocamento de freqüência, que atingia alguns kHz, causado pelo efeito Doppler, em função da elevada velocidade orbital e da baixa altitude dos primeiros satélites. Este desvio de freqüência tornava impossível a utilização de filtros passa-faixa de alta seletividade, essenciais para a obtenção da relação sinal/ruído necessária, o que dificultava a recepção. Havia, pois, a necessidade da correção automática da sintonia do receptor, em função da freqüência instantânea do sinal recebido. A utilização de um sistema PLL envolvendo o oscilador local e o discriminador de fase, permitiu aos receptores, acompanhar, de forma automática, as variações de freqüência do sinal recebido, tornando possível a utilização dos filtros de alta seletividade e, conseqüentemente, a recepção. Outra aplicação para os circuitos de CAF é a sincronização do oscilador de varredura horizontal dos receptores de TV com o sinal emitido pela estação emissora. Como a freqüência de varredura horizontal é invariável, de aproximadamente 15,75 kHz, o CAF horizontal é utilizado, também, para assegurar a manutenção do sincronismo de fase do oscilador de varredura do televisor com o sinal recebido, fato essencial para a correta reconstituição da imagem na tela do cinescópio.

A regeneração da portadora é utilizada na recepção sincródina, que depende, para seu funcionamento, da geração de uma portadora local que esteja em fase com o sinal recebido. Este sistema é empregado, principalmente, para a demodulação de sinais AM-DSB/SC, como os utilizados na transmissão do sinal de crominância, na televisão colorida, ou no sinal estereofônico, nos receptores para FM-estéreo.

Na demodulação de sinais FM ou FSK, o PLL deve fornecer um sinal de saída que seja uma réplica do sinal modulante. O sinal demodulado é obtido pela filtragem do sinal fornecido pelo comparador de fase. Este filtro é necessário para a eliminação da componente de alta freqüência presente nos pulsos de tensão fornecidos pelo comparador de fase.

Como sintetizador de freqüência, o VCO do PLL é posto a funcionar numa freqüência múltipla da freqüência do sinal de entrada, f_s, que passa a atuar como uma referência para a freqüência gerada pelo VCO. Utilizando-se um divisor programável entre a saída do VCO e a entrada do comparador de fase, torna-se possível a geração de diversos valores de freqüência de saída (uma para cada valor de N do divisor programável). A estabilidade de freqüência do VCO será igual à do sinal de referência. Deve-se notar que a variação de N altera as características de amortecimento do PLL.

PLL – Características

Um PLL possui inúmeras características particulares, conforme mostrado na Figura 2.

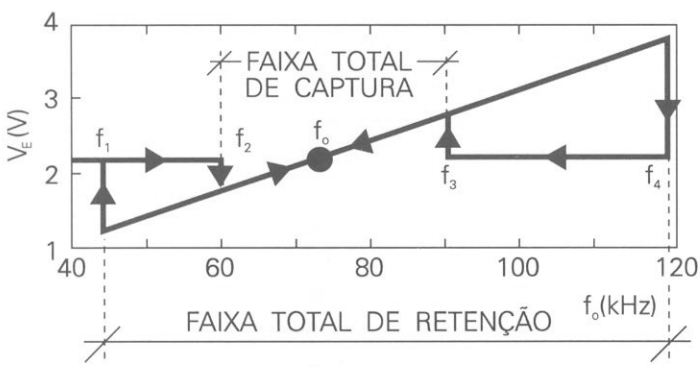


Figura 2 Características de um PLL.

As principais são as seguintes:

1) ***Freqüência de oscilação livre, f_o:*** é a freqüência gerada pelo VCO, na ausência de um sinal externo aplicado ao PLL. A freqüência de oscilação livre do VCO é determinada, geralmente, pelos valores dos componentes utilizados.

2) ***Faixa total de retenção, $2 \Delta f_L$:*** é a faixa de freqüências em torno da freqüência de oscilação livre, na qual o VCO pode manter-se em sincronismo com o sinal externo. Ela está relacionada com o ganho do elo, K_L, e depende, portanto, da capacidade de variação de freqüência do VCO e do valor da tensão aplicada em sua entrada de controle.

3) ***Faixa total de captura,*** $2 \Delta f_c$: é a faixa de freqüências em torno da freqüência de oscilação livre, na qual o VCO é capaz de adquirir o sincronismo, quando da aplicação de um sinal externo na entrada do PLL. A faixa de captura do PLL é sempre menor do que a faixa de retenção e está relacionada com a largura de faixa do filtro passa-baixa do elo de realimentação.

4) ***Largura de faixa, $BW_{-3\,dB}$:*** é a faixa de freqüências até o ponto de – 3 dB. Esta característica tem importância quando o PLL é utilizado como demo-

dulador de freqüência e é função, entre outras coisas, da largura de faixa do filtro de elo do PLL e do ganho do elo.

5) ***Fator do amortecimento,*** ζ ***(zeta):*** indica como um PLL responde às variações bruscas de freqüência do sinal de entrada. O fator de amortecimento está relacionado com a freqüência de corte do filtro passa-baixa do elo, ω_c e com o ganho do elo, K_L. O valor de ζ deve ficar entre 0,5 e 1,0, para um bom funcionamento do PLL.

A Figura 3 mostra como a tensão de controle (e a freqüência do VCO) variam após uma alteração súbita da freqüência do sinal de entrada, em função do fator de amortecimento, ζ, de um PLL. Pela análise das curvas, percebe-se que para ζ igual a 1,0, o VCO atinge o novo valor de freqüência de forma lenta. Para ζ igual a 0,7, o VCO atinge mais rapidamente o novo valor de freqüência. Este fator de amortecimento é o mais adequado para PLLs que devam funcionar como demoduladores de freqüência. Finalmente, para ζ igual a 0,5, o PLL responde mais rapidamente às variações súbitas da freqüência do sinal de entrada. Contudo, a tensão de controle do VCO oscila durante alguns instantes em torno do seu valor correto, antes de estabilizar-se. Para valores de ζ inferiores a 0,5, a oscilação em torno da freqüência correta torna-se mais pronunciada.

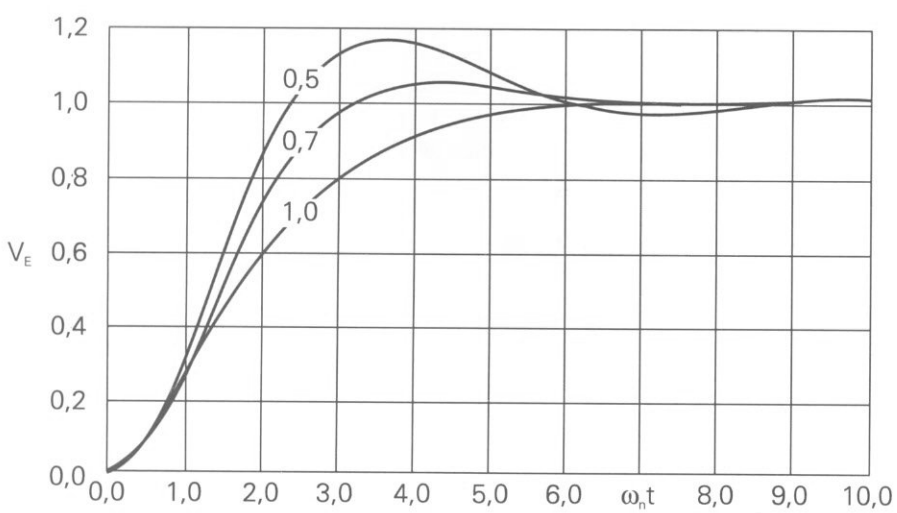


Figura 3 Resposta de um PLL para diversos valores de ζ.

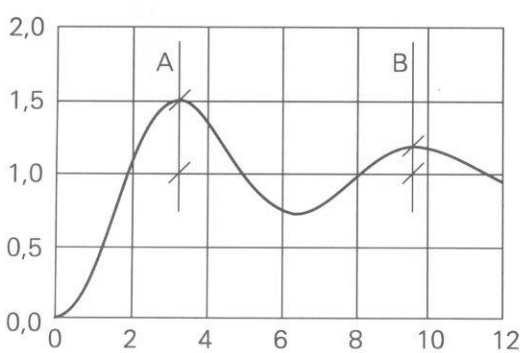
O fator de amortecimento pode ser aumentado pela redução do valor do capacitor utilizado no filtro passa-baixa ou pela redução do ganho do elo. Ambos os proce-

dimentos reduzem a defasagem na freqüência de transição do elo e aumentam, portanto, a margem de fase do PLL.

Nos PLLs que utilizam filtros de elo do tipo atraso-avanço, o fator de amortecimento é proporcional ao valor do resistor colocado em série com o capacitor de filtro. A substituição do resistor por um potenciômetro de maior valor permite o ajuste do amortecimento do PLL. Para o ajuste do amortecimento, deve-se aplicar na entrada do PLL um sinal modulado em freqüência por uma onda quadrada de freqüência igual a 1/5 da largura de faixa do PLL (faixa de retenção). A tensão de controle deve ser observada com o auxílio de um osciloscópio e a forma de onda ajustada para melhor reprodução da onda quadrada.

Nos PLLs que utilizem filtro ativo, deve-se cuidar para que a ultrapassagem seja pequena, de forma a não causar sobrecarga do amplificador operacional. A sobrecarga do amplificador provoca o aumento do tempo de acomodação do PLL. Isto ocorre porque durante a sobrecarga o ganho do elo cai para zero, impedindo o funcionamento normal do circuito.

O fator de amortecimento pode ser determinado a partir da observação da forma de onda da tensão de controle do VCO, devidamente filtrada, quando o PLL é excitado por um sinal FSK. Para o cálculo do fator de amortecimento é necessário conhecer-se a amplitude relativa dos dois primeiros picos positivos da tensão de controle logo após a mudança da freqüência do sinal aplicado, ou seja, os valores A e B mostrados abaixo. Em seguida, com o auxílio das equações apresentadas, calcula-se o fator de amortecimento do PLL.



$$y = (1/2) \ln (A/B) \qquad \text{Equação 1}$$

$$\zeta = y/\sqrt{(1 + y^2)} \qquad \text{Equação 2}$$

6) *Freqüência natural,* ω_n*:* é, como o nome indica, a freqüência que teria a oscilação caso o fator de amortecimento fosse reduzido a zero. A freqüência natural do elo é determinada, principalmente, pelo filtro passa-baixa e pelo ganho do elo.

7) *Freqüência natural amortecida,* ω_d*:* é a freqüência da oscilação amortecida para um fator de amortecimento entre 0 e 1, sendo dado pela seguinte equação:

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2} \qquad \text{Equação 3}$$

8) *Tempo de acomodação,* t_a*:* é o tempo requerido para que a resposta transitória do PLL permaneça entre 0,95 e 1,05 do valor permanente, após uma mudança súbita na freqüência do sinal de entrada. Na Figura 3, por exemplo, para um fator de amortecimento de 0,5, o tempo de acomodação é de aproximadamente 5,3 s, pois a resposta permanece entre 0,95 e 1,05 após este tempo. Para um fator de amortecimento de 0,707, o tempo de acomodação diminui para 3 s, pelo mesmo motivo. O tempo de acomodação é inversamente proporcional à largura de faixa do PLL e está relacionado, portanto, com o ganho do elo e com as características do filtro passa-baixa.

9) *Tempo de subida,* t_s*:* é o tempo que a tensão de controle do VCO leva para mudar de 10 para 90% de seu valor máximo, após uma mudança súbita da freqüência do sinal de entrada. Da mesma forma que o tempo de acomodação, o tempo de crescimento está relacionado com a largura de faixa do PLL. Pela análise das curvas da Figura 3, percebe-se que o tempo de subida é de 1,6, 2,1 e 3,4 s, para um fator de amortecimento de 0,5, 0,7 e 1,0, respectivamente. O tempo de subida é sempre menor que o tempo de acomodação.

Observação: *Os valores de tempo mostrados na Figura 3 são para* ω_n *igual a 1 rad/s. Para outros valores de* ω_n*, dividir o tempo indicado pelo gráfico pelo valor de* ω_n*.*

Os Blocos Integrantes de um PLL

Como já foi mencionado, um PLL é composto, basicamente, pelos seguintes elementos:

1) *Comparador de fase:* fornece na saída uma tensão que é proporcional à diferença de fase existente entre os sinais aplicados em suas entradas, ou seja, entre o sinal externo, f_S, e o sinal produzido pelo VCO, f_O.

2) *VCO, de "Voltage-Controlled Oscillator"*, é um oscilador controlado por tensão. A freqüência do sinal gerado pelo VCO é proporcional à tensão aplicada em sua entrada de controle.

3) *Divisor por N:* divide por N a freqüência do sinal produzido pelo VCO, permitindo que o PLL atue como multiplicador de freqüência.

4) *Filtro passa-baixa:* atenua os sinais de alta freqüência presentes na saída do comparador de fase, reduzindo, dessa maneira, a modulação em freqüência do sinal gerado pelo VCO. Determina, também, as principais características de um PLL.

A Figura 4 mostra as curvas características típicas de cada um dos blocos componentes do PLL.

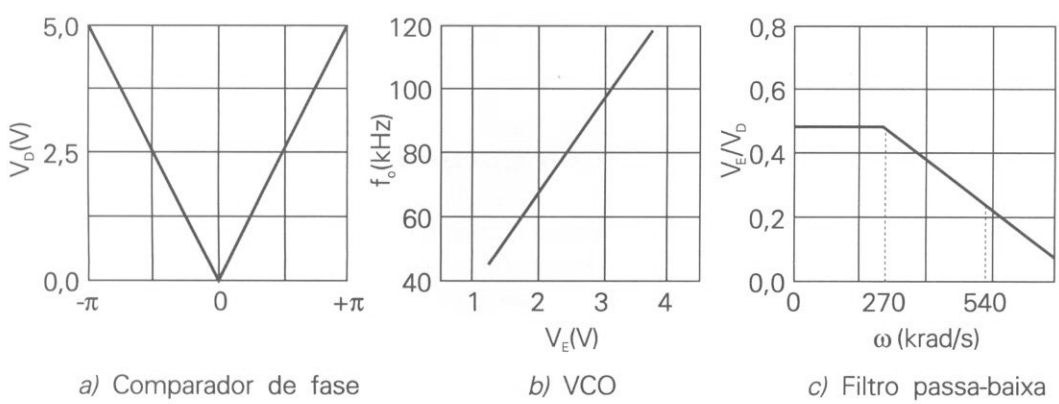


Figura 4 Curvas características típicas dos blocos que compõem um PLL básico.

As curvas características mostradas na Figura 2 não são teóricas. Elas correspondem ao circuito do PLL cujo projeto será apresentado no final deste estudo.

A curva da Figura 4a pertence a um comparador de fase do tipo OU-EXCLUSIVO, constituído pelo circuito integrado CD4030, alimentado por 5 V, utilizado no referido PLL.

A Figura 4b mostra a curva característica de um VCO do tipo multivibrador astável, constituído por um par de transistores BC548, alimentado, também, por 5 V.

Finalmente, a Figura 4c mostra a curva de resposta de freqüência de um filtro passa-baixa constituído por uma resistência de 3 kΩ e um capacitor de 1,2 nF.

A seguir serão estudados, de forma detalhada, cada um dos blocos integrantes de um PLL.

O Comparador de Fase

O comparador de fase é utilizado num PLL para detetar a diferença de fase existente entre o sinal de entrada e o sinal gerado pelo VCO. Existem, basicamente, dois tipos de comparadores de fase: os comparadores de fase e os comparadores de fase-freqüência. Os comparadores de fase fornecem uma tensão de saída que depende exclusivamente da relação de fase existente entre os sinais aplicados. Os comparadores de fase-freqüência, como o nome indica, fornecem uma tensão de saída que depende não somente da relação de fase entre os sinais aplicados, como, também, da relação entre as freqüências desses sinais.

Princípio de Funcionamento dos Comparadores de Fase

Os comparadores de fase são circuitos que executam o produto entre dois sinais aplicados em sua entrada. O melhor tipo de multiplicador é o mostrado na Figura 5. Trata-se de um multiplicador de 4 quadrantes, também, conhecido como modulador duplamente balanceado.

O multiplicador de 4 quadrantes funciona da seguinte maneira: os sinais de entrada, V_s, proveniente do uma fonte externa, e V_o, proveniente do VCO, possuem amplitude suficiente para levar os transistores ao corte e saturação. Quando o sinal V_o é positivo, o transistor Q_5 conduz e o transistor Q_6 é levado ao corte. Por isso, somente o amplificador diferencial formado por Q_1 e Q_2, que recebe corrente através de Q_5, tem condição de funcionamento. O amplificador diferencial formado por Q_3 e Q_4, que recebe corrente através de Q_6, fica, portanto, fora de operação. Para um sinal V_s, positivo, Q_2 irá conduzir e Q_1 irá cortar, fazendo com que a tensão de saída, V_D, torne-se positiva. Isso acontece porque a corrente de coletor do transistor Q_2, ao circular por R_{L2}, provoca queda de tensão. Como não circula corrente por R_{L1}, a tensão no coletor de Q_1 torna-se mais positiva que a tensão no coletor de Q_2.

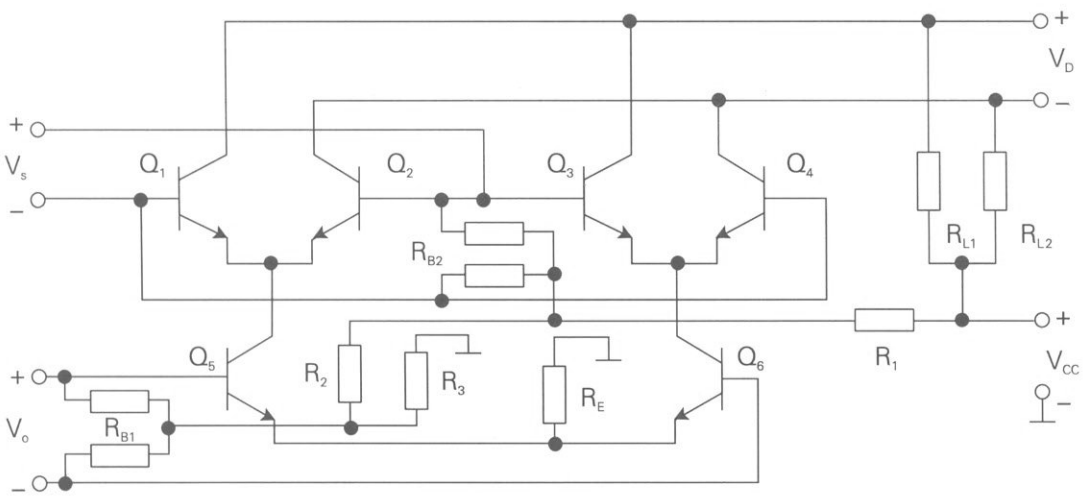


Figura 5 Multiplicador de 4 quadrantes.

A tabela a seguir mostra a polaridade das tensões de entrada e de saída do comparador de fase, para as quatro condições de entrada.

V_S	V_O	*TRANSISTORES CONDUZINDO*	V_D
negativa	negativa	Q4 e Q6	positiva
negativa	positiva	Q1 e Q5	negativa
positiva	negativa	Q3 e Q6	negativa
positiva	positiva	Q2 e Q5	positiva

O multiplicador de 4 quadrantes permite a construção de comparadores de fase que operam com sinais de entrada da ordem de dezenas de MHz. A maior parte dos PLLs construídos com circuitos integrados bipolares utilizam este tipo de comparador de fase, como, por exemplo, os PLLs 560 a 565. Os moduladores duplamente balanceados, como os MC1496G e o SN76514, podem ser utilizados como comparadores de fase em PLLs construídos de forma modular. Com componentes discretos, pode utilizar transistores bipolares de silício, como os BF494, por exemplo. Os valores dos resistores, para uma tensão de alimentação, V_{CC} de 9 V, uma corrente de coletor, para os transistores superiores, de 1 mA e 2 mA, para os transistores inferiores, são os seguintes: $R_1 = 4{,}7\ k\Omega$; R_2, $R_3 = 1{,}8\ k\Omega$; R_{B1}, $R_{B2} = 3{,}3\ k\Omega$; $R_E = 270\ \Omega$; R_{L1}, $R_{L2} = 1{,}5\ k\Omega$.

Os sinais de entrada podem ser acoplados através de capacitores. Para fontes de sinais assimétricas, uma das bases pode ser desacoplada para massa via capacitor. A amplitude dos sinais de entrada deve ser suficiente para levar os transistores ao corte e à saturação, ou seja, cerca 500 mV_{P-P}, aproximadamente. Sinais de entrada de menor amplitude também poderão ser utilizados. Porém, a tensão de saída do comparador de fase será função, também, da amplitude do sinal aplicado, e, para sinais de entrada senoidais, a tensão de saída não mais será uma função linear do ângulo de fase.

Uma porta do tipo OU-EXCLUSIVO pode ser utilizada como um comparador de fase com desempenho semelhante ao de um multiplicador de 4 quadrantes (Figura 6).

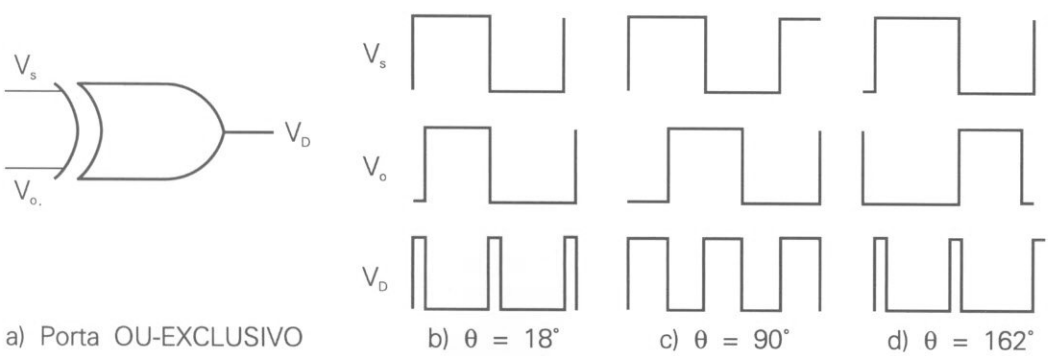


Figura 6 Porta OU-EXCLUSIVO e formas de ondas de entrada e de saída.

Este tipo de comparador de fase é construído, geralmente, a partir de um circuito integrado CMOS, como o CD4030, por exemplo. A tensão de saída de uma porta OU-EXCLUSIVO é aproximadamente igual a V_{DD}, sempre que uma de suas entradas estiver em nível alto. Quando ambas as entradas estiverem em nível baixo ou alto, a tensão de saída será aproximadamente zero.

Pela análise das formas de ondas de entrada e de saída de um comparador de fase construído com porta OU-EXCLUSIVO, é possível relacionar-se graficamente o sinal de saída com os sinais de entrada. A Figura 6b mostra que, para sinais de entrada defasados entre si por um pequeno ângulo, o sinal de saída possuirá um nível médio próximo a zero. Para sinais de entrada defasados de exatamente 90°, a forma de onda de saída possuirá um valor médio igual a metade da tensão de pico, Figura 6c. Finalmente, para sinais de entrada cuja defasagem aproxime-se de 180°, a forma de onda de saída do comparador de fase possuirá um valor médio próximo ao valor de pico, Figura 6d. Observa-se, também, que os pulsos de saída do comparador de fase possuem o dobro da freqüência do sinal de entrada, quando a freqüência de ambos forem iguais.

Embora esta análise tenha sido efetuada em relação a um comparador de fase do tipo OU-EXCLUSIVO, ela pode ser estendida ao multiplicador de 4 quadrantes. A principal diferença entre eles está relacionada com os níveis dos sinais de entrada e de saída.

Características dos Comparadores de Fase

Os comparadores de fase do tipo multiplicador de 4 quadrantes e do tipo OU-EXCLUSIVO necessitam de sinais de entrada perfeitamente simétricos. Sinais de entrada que possuam um ciclo de trabalho, D, diferente de 0,5, reduzem a excursão da tensão de saída do comparador de fase e diminuem a faixa de retenção do PLL.

Os comparadores de fase analisados até este ponto, possuem uma característica de transferência semelhante à mostrada na Figura 4a. Observa-se que a inclinação da curva tanto pode ser positiva quanto negativa. Outra peculiaridade dos comparadores de fase já analisados é a capacidade de detetarem a fase de sinais que estejam harmonicamente relacionados. Assim, a freqüência de um dos sinais pode ser igual à do harmônico do outro sinal. Esta característica permite a utilização do PLL como multiplicador de freqüência, podendo, o VCO, oscilar numa freqüência n vezes maior do que a do sinal externo, f_s. Um aspecto negativo relacionado com esta característica é a impossibilidade de obter-se uma faixa de captura igual ou superior a uma oitava. Não é possível com um PLL que utilize um comparador de fase do tipo OU-EXCLUSIVO – ou do tipo multiplicador de 4 quadrantes – demodular um sinal FSK cujas freqüências sejam iguais, por exemplo, a 2 kHz e 6 kHz. A freqüência de oscilação livre do VCO seria de 4 kHz, que é a média aritmética das freqüências extremas. Com o sinal de entrada de 2 kHz sincronizaria o VCO em 4 kHz, não haveria nenhuma alteração significativa da tensão de controle, tornado impossível detectar-se a freqüência de entrada menor.

Outro aspecto negativo relacionado com a utilização dos comparadores de fase do tipo multiplicador de 4 quadrantes e do tipo OU-EXCLUSIVO, é a falta de sensibilidade dos mesmos às diferenças de freqüências dos sinais aplicados, fazendo com que o processo de captura torne-se impossível para sinais de entrada que apresentem uma diferença de freqüência muitas vezes superior à freqüência de corte do filtro passa-baixa do elo. Isto ocorre porque os comparadores de fase deste tipo fornecem um sinal de saída de freqüência igual à diferença entre as freqüências dos sinais aplicados na entrada. Para que ocorra a captura, é necessário que o sinal de saída do comparador de fase, após passar pelo filtro passa-baixa do elo, atinja a entrada do VCO com amplitude suficiente para provocar alterações significativas em sua freqüência, sem o que não é possível a captura do sincronismo. Para contornar este problema, é necessário aplicar-se na entrada de controle do VCO uma tensão do tipo dente de serra, com o objetivo de provocar uma

varredura de freqüência, até que a diferença entre as freqüências caia dentro da faixa de captura do PLL. Assim que ocorrer a captura, a tensão dente de serra precisa ser removida. Outra solução para o problema da captura consiste na utilização de comparadores de fase que sejam sensíveis à freqüência.

Comparadores de Fase-freqüência

Os comparadores de fase-freqüência utilizam flip-flops e portas lógicas, num arranjo semelhante ao mostrado na Figura 7.

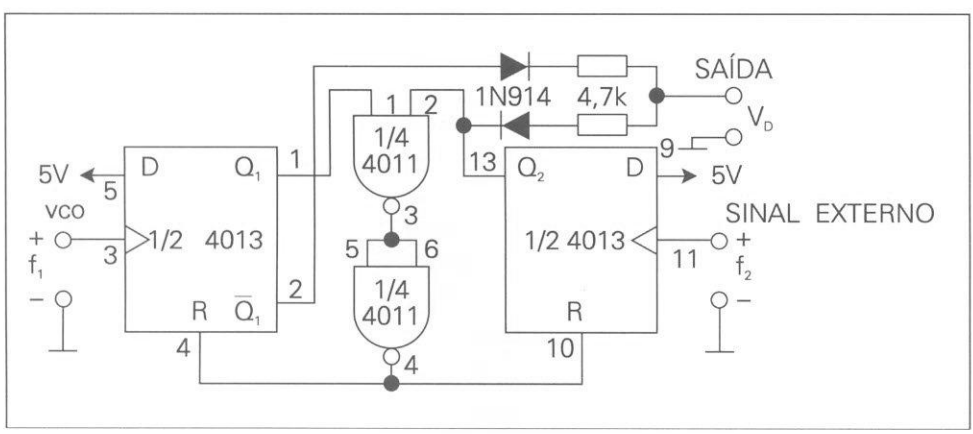


Figura 7 Comparador de fase-freqüência sensível à borda.

Este tipo de comparador de fase possui 2 saídas, Q_1 e Q_2 que precisam ser combinadas para a obtenção da tensão de controle, V_D. Os sinais aplicados não precisam ser necessariamente simétricos, uma vez que os flip-flops utilizados são sensíveis à borda de subida dos pulsos aplicados.

Funcionamento: a cada transição positiva do sinal aplicado, o dado presente na entrada D do flip-flop, que é igual ao nível lógico 1, é transferido para a saída Q. O nível lógico 1 equivale a aproximadamente V_{DD}, para circuitos integrados CMOS. Na saída dos flip-flops, uma porta NE é utilizada com a finalidade de detetar a presença simultânea de nível alto em ambos os flip-flops. Quando isto acontece, a saída da porta NE passará para nível baixo. Através da segunda porta NE, que atua como inversor, é aplicado nível alto aos terminais de "reset" de ambos os flip-flops, fazendo com que suas saídas retornem ao nível baixo. Após o "reset", a primeira transição positiva que ocorrer levará a saída do

flip-flop correspondente para nível alto, aí permanecendo até que o sinal aplicado ao outro flip-flop sofra, também, uma transição positiva. A Figura 8 mostra as formas de onda de entrada e saída para sinais de entrada possuindo a mesma freqüência e diferentes ângulos de fase entre f_1 e f_2.

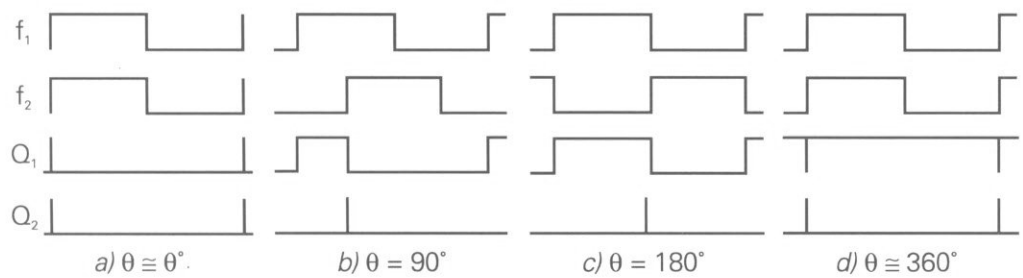


Figura 8 Formas de onda de entrada e saída para o comparador de fase da Figura 7.

Para sinais de entrada que possuam a mesma freqüência, a saída do comparador de fase será proporcional à defasagem entre os sinais. Caso os sinais de entrada estejam em fase, a tensão média de ambas as saídas será, praticamente nula. Quanto maior o atraso de fase, tanto maior será o valor médio na saída do flip-flop que mudar de estado. A tensão média de saída do outro flip-flop será praticamente nula.

Para sinais de entrada que possuam freqüências diferentes, a saída do flip-flop conectado ao sinal de maior freqüência será a primeira a passar para nível alto, fazendo com que seu nível médio de saída seja maior do que a do outro flip-flop. Isto ocorre porque a largura dos pulsos de saída do flip-flop conectado ao sinal de menor freqüência será apenas a suficiente para o "reset", sendo sua tensão média praticamente nula. Por outro lado, a tensão de saída do outro flip-flop apresentará um nível médio igual ou maior do que 50% do valor máximo (Figura 9).

Caso o sinal f_1 possua maior freqüência do que f_2, a saída Q_1 apresentará um valor médio superior a 50% do valor máximo, enquanto a saída Q_2 apresentará um valor médio praticamente nulo.

Os diodos conectados entre a saída dos flip-flops e a saída do comparador de fase têm a finalidade de combiná-las numa só, tornando mais fácil a filtragem e utilização da tensão fornecida pelo comparador de fase.

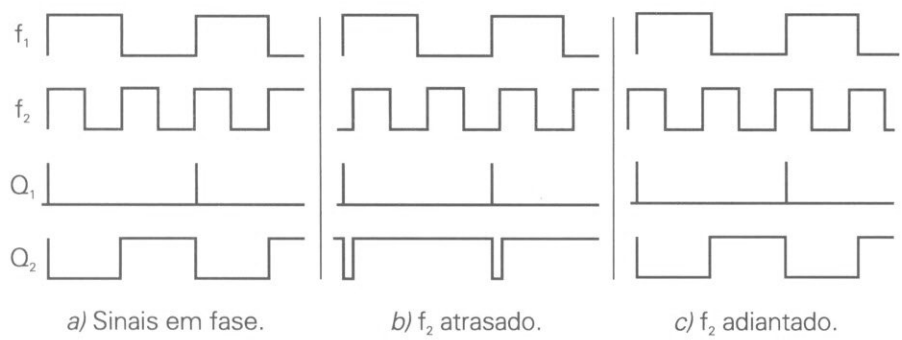


Figura 9 Formas de onda de entrada e saída para o comparador fase-freqüência. A freqüência do sinal 1 é menor do que a do sinal 2.

Descrição de funcionamento do combinador a diodos:

Para sinais de entrada de freqüência diferentes: Se f_1, for a metade de f_2, aparecerá na saída do comparador de fase uma onda retangular de valor médio de 3,9 V, para uma tensão de alimentação de 5 V. A tensão resultante pode ser calculada com o auxílio da seguinte equação:

$$V_D = 0{,}875\ V_{DD} - 0{,}45 \qquad \text{Equação 4}$$

Se f_1 for o dobro de f_2, a tensão média de saída do comparador de fase irá variar entre zero e 1,1 V, aproximadamente, dependendo da defasagem entre os sinais de entrada. Isso ocorre porque a tensão em Q_1 tem um ciclo de trabalho que varia entre 0 e 50%, dependendo, também, da defasagem entre os dois sinais.

Para sinais de entrada de freqüências iguais: Se f_1 estiver adiantado em relação a f_2 e a defasagem for próxima de zero, a tensão de saída do comparador de fase será igual à metade de V_{DD}. Se os sinais estiverem defasados de 360°, a tensão de saída será próxima a zero. Se f_1 estiver atrasado em relação a f_2, a tensão de saída será próxima de V_{DD}. A constante de fase do comparador será:

$$K_D = (V_{DD}/2)/(2\ \pi) \qquad \text{Equação 5}$$

Analisando-se a descrição anterior, percebe-se que o sinal f_1 deverá corresponder ao sinal gerado pelo VCO, enquanto f_2 será o sinal externo. Isto acontece porque quando f_1 é menor do que f_2, a saída do comparador de fase será máxima, obrigando o VCO a subir de freqüência.

O comparador de fase composto por apenas 2 flip-flops apresenta certas irregularidades de funcionamento que podem ser superadas por um circuito comparador de

fase-freqüência composto por 4 flip-flops. Para construí-lo, é necessária a utilização de mais um circuito integrado CD4013, com a finalidade de memorizar a saída dos flip-flops anteriores. Para isso, a saída Q de um dos flip-flops do comparador de fase deverá ser conectada à entrada de dados de um dos flip-flops pertencentes ao segundo circuito integrado e o "clock" de ambos deverão ser conectados em paralelo. As mesmas ligações deverão ser feitas com os outros dois flip-flops restantes. O circuito combinador a diodos deve ser retirado e, em seguida, conectado às saídas correspondentes dos novos flip-flops. Este tipo de comparador de fase-freqüência é capaz de detetar diferenças de fase entre -2π e $+2\pi$, assim como diferenças entre as freqüências dos sinais de entrada. As saídas de ambos os flip-flops podem ser levadas a um par de transistores CMOS conectados em série. A saída do comparador de fase é obtida, então, dos drenos dos transistores, que são interligados.

Existem comparadores de fase-freqüência monolíticos que apresentam um desempenho superior ao obtido com os circuitos anteriores. O mais comum é o CD4046, que é um PLL CMOS completo, possuindo dois comparadores de fase, um do tipo OU-EXCLUSIVO e o outro do tipo digital, sensível à borda. Ambos os comparadores de fase podem ser utilizados independentemente do VCO.

O VCO

O VCO pode ser construído, basicamente, a partir dos seguintes circuitos:

a) Multivibrador astável.

b) Oscilador LC, com varactor.

c) Oscilador a cristal, com varactor.

Os multivibradores astáveis são utilizados, geralmente, em freqüências inferiores a 10 MHz, muito embora, existam circuitos integrados TTL que operam em freqüências mais elevadas. As principais características dos VCOs constituídos por multivibradores são:

Excelente linearidade, permitindo uma conversão tensão-freqüência, com distorção inferior a 0,1% para grandes variações de freqüência.

Alta relação entre a freqüência máxima e a freqüência mínima de oscilação, que pode atingir uma proporção superior a 10:1.

Pequena estabilidade de freqüência. Esta característica tem influência na faixa de captura do PLL, que precisa ser maior do que a deriva de freqüência do VCO, no

momento da aplicação do sinal externo. Por isso, um PLL cujo VCO seja do tipo multivibrador necessita possuir uma faixa de captura maior do que a dos outros dois tipos de VCOs.

Ruído de fase elevado. O ruído de fase ocorre devido à variação do início de cada ciclo gerado pelo oscilador, em função de fatores aleatórios. Isso provoca uma variação da duração de cada novo ciclo gerado. Em circuitos de disparo, como nos multivibradores, o início exato de cada ciclo depende do valor da barreira de potencial, entre outras coisas. Por isso, em certas aplicações do PLL, como nos demoduladores de freqüência, a relação sinal-ruído não ultrapassa 60 ou 70 dB, para freqüências de portadora em torno de 500 kHz, piorando para freqüências superiores. Esta característica torna imprópria a utilização de VCOs do tipo multivibradores em sintetizadores de freqüência para transmissores, principalmente os de FM, que devido à elevada freqüência de operação, torna-se impossível a obtenção da relação sinal-ruído necessária.

A Figura 10 mostra o diagrama esquemático de um VCO do tipo multivibrador. Apesar de ser um circuito de grande simplicidade, o mesmo é capaz de oferecer um desempenho muito bom para a construção de VCOs até a freqüência de 5 MHz, desde que sejam utilizados transistores para RF, como os 2N2369. A tensão de alimentação deve ser de 5 V e a resistência de coletor, R_C, de 220 ohms. Com transistores BF494, é possível atingir-se freqüências de até 2 MHz. Para o projeto de um VCO como o da Figura 10, deve-se levar em consideração os seguintes fatos:

- a freqüência máxima é obtida com transistores de freqüência de transição, f_T, elevada, e com a utilização de componentes de baixo valor para resistências de coletor, de base e para os capacitores de acoplamento.

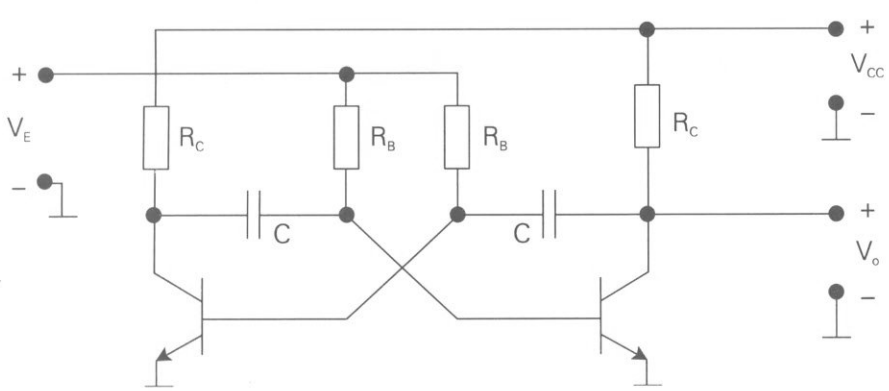


Figura 10 VCO do tipo multivibrador astável.

- a tensão máxima de controle é limitada pelo tempo de armazenamento na base do transistor, que aumenta com a corrente de base, até o ponto em que o transistor não mais responde aos pulsos acoplados pelo capacitor conectado entre o coletor e a base do transistor oscilador. A tensão mínima de controle é aquela suficiente para garantir a saturação dos transistores.
- a relação entre o valor do resistor de base e o de coletor deve ser ajustada para o melhor desempenho em alta freqüência do multivibrador.
- a corrente de coletor deve ser escolhida para alcançar uma elevada freqüência de transição, juntamente com uma baixa tensão de saturação.

As equações para o projeto de VCO alimentado por uma tensão de 5 V, que é a ideal para este tipo de circuito, são as seguintes:

$$R_B = 10\,R_C \qquad \text{Equação 6}$$

e

$$R_C = V_{CC}/I_C \qquad \text{Equação 7}$$

A freqüência de oscilação livre, em função da tensão de controle é dada a seguir. Para valores de C inferiores a 500 pF, devem ser levadas em consideração as capacitâncias da placa de fiação impressa.

$$f_o = (V_E + 0{,}28)/(7\,R_B\,C) \qquad \text{Equação 8}$$

A freqüência mínima, média e máxima de oscilação são calculadas por:

$$f_{MIN} = 1/(4{,}73\,R_B\,C) \qquad (V_E = 1{,}2\ V) \qquad \text{Equação 9}$$

$$f_{MED} = 1/(2{,}52\,R_B\,C) \qquad (V_E = 2{,}5\ V) \qquad \text{Equação 10}$$

$$f_{MAX} = 1/(1{,}72\,R_B\,C) \qquad (V_E = 3{,}8\ V) \qquad \text{Equação 11}$$

$$f_{MAX} = 1{,}47\,f_{MED} \qquad \text{Equação 12}$$

A constante de freqüência do VCO, K_o, é dada pelas seguintes equações:

$$K_o = 0{,}9/(R_B\,C)\ (\text{rad/s}) \qquad \text{Equação 13}$$

Para uma boa estabilidade de funcionamento, deve-se utilizar uma tensão de alimentação regulada e muito bem filtrada. É recomendável o uso de um regulador de tensão de três terminais, como o 7805, para a alimentação do VCO e do comparador de fase.

Um alerta com respeito aos VCOs do tipo multivibrador é a tendência de cessarem as oscilações ou mudarem a pendente da característica freqüência × tensão de

controle, para tensões de controle muito baixas (aproximadamente 1 V) ou muito elevadas (acima de 4 V, para uma alimentação de 5 V). Deve-se polarizar a entrada de controle do VCO para que a tensão proveniente do comparador de fase não excursione dentro desta região, o que poderia provocar o não funcionamento do PLL.

Os VCOs do tipo LC são adequados para o funcionamento em freqüências elevadas de até algumas centenas de MHz. Suas principais características são:

Boa estabilidade de freqüência. Como a estabilidade de freqüência dos osciladores LC é muito maior do que a dos multivibradores, é possível a utilização de uma faixa de captura menor do que a necessária com osciladores menos estáveis. Para variar a freqüência de um oscilador LC, utiliza-se, normalmente, um diodo de capacitância variável, do tipo VARICAP ou VARACTOR, como parte da capacitância de sintonia de um oscilador LC, sendo que a tensão de controle, quando aplicada sobre o diodo de capacitância variável, altera sua capacitância e, conseqüentemente, a freqüência do VCO.

Ruído de fase reduzido, tornando seu uso apropriado para sintetizadores de alta freqüência. Esta característica está relacionada com o fator de qualidade do circuito LC. Quanto maior o fator de qualidade, menor será a quantidade de ruído gerada. A relação sinal/ruído pode ultrapassar 100 dB.

Linearidade reduzida. A pequena linearidade de um VCO LC é causada pela característica não-linear da capacitância em função da tensão do varactor e, também, devido a não haver uma relação linear entre a freqüência e a capacitância. Por isso, quando for importante uma distorção reduzida, a variação de freqüência do VCO deve ser pequena em comparação com sua freqüência central.

A Figura 11 mostra um VCO do tipo LC. Trata-se de um oscilador Colpitts em dreno-comum, sendo seu projeto realizado de acordo com os princípios que regem o funcionamento deste tipo de oscilador. Um diodo varactor, D_1, é polarizado inversamente pela aplicação da tensão de controle, V_E. Quanto maior a tensão de controle, tanto menor será a capacitância do varactor e, em conseqüência do acoplamento do varactor com o oscilador, via C_2, tanto maior será a freqüência da oscilação.

Os VCOs que utilizam cristais são utilizados naquelas situações onde a faixa de captura precisa ser estreita e a variação de freqüência não ultrapasse 50 ppm (partes por milhão). Isto ocorre, por exemplo, no gerador da subportadora de crominância dos televisores coloridos. Este gerador precisa estar sincronizado em fase com o sinal recebido. Para isto, ele precisa ajustar-se a uma amostra de apenas 9 ciclos da subportadora de crominância, transmitida a cada intervalo de 63,56 μs.

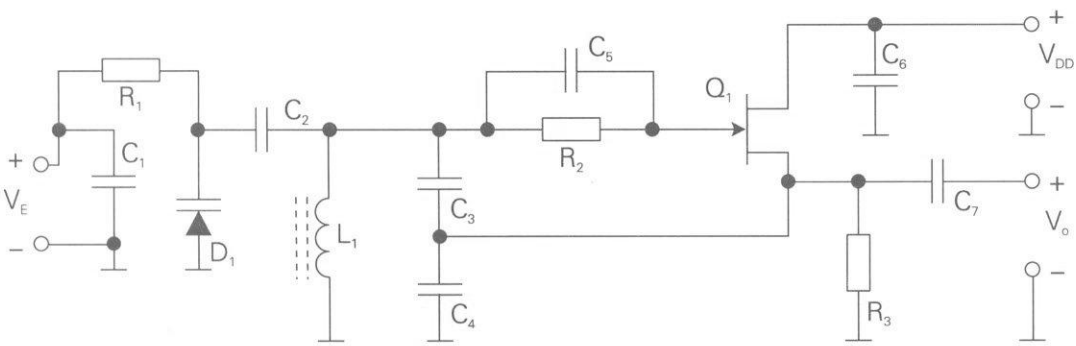


Figura 11 VCO do tipo LC. Oscilador Colpitts.

O Filtro do Elo

Os PLLs classificam-se, de acordo com o tipo de filtro de elo utilizado, em PLLs do Tipo I e do Tipo II. Os PLLs do Tipo I utilizam filtros passivos, enquanto os PLLs do Tipo II utilizam filtros ativos. Esta classificação está relacionada com o número de elementos integradores presentes no PLL, sendo que o par VCO-comparador de fase, equivale a um integrador.

O comportamento do par VCO-comparador de fase como integrador pode ser compreendido pela análise da seguinte experiência: num PLL inicialmente sincronizado e excitado por um sinal externo de freqüência constante, é interrompida a conexão entre a saída do comparador de fase e a entrada de controle do VCO, providenciando-se para que a tensão de controle do VCO seja mantida inalterada, tendo em vista a manutenção do sincronismo. Em seguida, aplica-se um pulso de tensão na entrada do VCO, provocando-se uma variação em sua freqüência. Em conseqüência, haverá um progressivo aumento da defasagem entre o sinal gerado pelo VCO e o sinal externo, fazendo com que a saída do comparador de fase, V_D, cresça até atingir seu valor máximo, determinado pelo tipo de comparador de fase utilizado. Para pequenos intervalos de tempo, a tensão de saída do comparador de fase será proporcional à amplitude e à duração do pulso de tensão aplicado à entrada do VCO, exatamente como num integrador.

Pelo exposto, fica claro que todo sistema PLL inclui ao menos um integrador. Neste caso, o PLL será classificado como do Tipo I. Caso seja utilizado um filtro ativo atuando como integrador, o PLL será classificado como pertencente ao Tipo II.

Um PLL também pode ser classificado de acordo com a ordem do filtro passa-baixa utilizado, em PLL de 1ª ordem, quando não for utilizado nenhum tipo de

filtro; de 2ª ordem, quando for utilizado um filtro com atenuação de 6 dB/8ª de 3ª ordem, quando for utilizado um filtro com atenuação de 12 dB/8ª e, assim, sucessivamente. Pode-se concluir, desta forma, que a ordem do PLL é igual à ordem do filtro utilizado, acrescida de uma unidade. Um PLL que utilize, por exemplo, um filtro passa-baixa ativo de 2ª ordem será classificado como um PLL do Tipo II, de 3ª ordem. Um PLL que utilize um filtro passivo constituído por um capacitor, será classificado como um PLL do Tipo I, de 2ª ordem. Pode-se utilizar filtros de ordem mais elevada, com o objetivo de atenuar completamente as ondulações provenientes dos pulsos de saída do comparador de fase.

A Estabilidade do PLL e o Filtro do Elo

Todo sistema dotado de um elo de realimentação, como um oscilador, um amplificador ou um PLL, pode apresentar instabilidade de funcionamento. A instabilidade manifesta-se sobre a forma de uma oscilação na saída do sistema.

No caso dos osciladores, o objetivo do sistema é justamente a produção de uma oscilação constante na saída. Isso é alcançado pela utilização de realimentação positiva. Para que a oscilação torne-se constante, na freqüência em que o ganho do elo for igual à unidade, o ângulo de fase do sinal realimentado deverá ser igual a zero (critério de Barkhausen).

No caso dos PLLs, procura-se a estabilidade e utiliza-se a realimentação negativa. Contudo, como o par VCO-comparador de fase introduz uma defasagem de – 90°, somente haverá uma margem de – 90° de defasagem, para que a realimentação transforme-se em positiva. Como é necessária a utilização de um filtro passa-baixa dentro do elo, deve-se cuidar para que a defasagem introduzida pelo filtro do elo não provoque uma inversão de fase do sinal de correção aplicado ao VCO, fato que poderia ocasionar a instabilidade do PLL. Essa instabilidade pode ser reduzida ou eliminada pelo aumento da freqüência de corte do filtro do elo, pela redução do ganho do elo ou pela utilização de uma rede compensadora de fase. O aumento da freqüência de corte do filtro do elo tem o inconveniente de causar um aumento da ondulação da tensão de controle. A redução do ganho do elo causa, por sua vez, a diminuição da faixa de retenção do PLL.

Em função dos inconvenientes apresentados, a utilização de uma rede compensadora de fase torna-se, quase sempre, a melhor alternativa para a estabilização de um PLL. Ela compensa o atraso de fase que ocorre no filtro do elo pela introdução de um avanço de fase apropriado. Para que a rede adiantadora de fase não interfira de forma negativa no funcionamento do filtro de elo, sua atuação deve começar numa freqüência superior a 3 vezes a freqüência de corte do filtro passa-baixa.

As Funções do Filtro do Elo

Independente do tipo, o filtro do elo pode desempenhar as seguintes funções:

1) Determinar a largura de faixa, BW do PLL, o seu fator de amortecimento, ζ, a faixa de captura, Δf_c, e o tempo de aquisição do sincronismo. Todas estas características estão relacionadas com o filtro do elo. A principal característica do filtro passa-baixa é a sua freqüência de corte, ω_L. Quanto menor a freqüência de corte deste filtro, menor é o fator de amortecimento do sistema PLL, mantidos constantes os demais fatores.

2) Filtrar os pulsos de tensão fornecidos pelo comparador de fase, restaurando-lhes o valor médio e atenuando a componente alternada. Em certas aplicações, é essencial que a tensão de controle aplicada ao VCO esteja completamente livre de ondulações. Isto é necessário para evitar-se a modulação em freqüência do sinal gerado pelo VCO. A modulação em freqüência, como se sabe, gera faixas laterais que, neste caso, podem causar interferências. Como a diferença entre a freqüência do sinal gerado pelo VCO e a freqüência das faixas laterais é igual à freqüência das ondulações, torna-se difícil, senão impossível, a eliminação das faixas laterais, pelo emprego de filtros, quando a diferença entre as freqüências das faixas laterais e a freqüência do VCO torna-se muito pequena.

Esse problema costuma ocorrer nos sintetizadores de freqüência com PLLs, onde a utilização de divisores de freqüência entre a saída do VCO e a entrada do comparador de fase provoca a diminuição da freqüência da ondulação, tornando-se difícil sua filtragem completa. Assim sendo, torna-se necessário que toda a ondulação da tensão de controle seja eliminada pela colocação de um outro filtro entre a saída do comparador de fase e a entrada de controle do VCO. Para evitar a instabilidade do PLL causada pelo atraso de fase introduzido pelo filtro de ondulação, sua freqüência de corte deve ser superior àquela na qual o ganho de malha fechada torna-se igual à unidade. Ao mesmo tempo, a freqüência de corte do filtro precisa ser inferior à freqüência da ondulação, para que a ação de filtragem resulte eficaz. Um PLL que utilize um filtro de ondulação, além do filtro de elo, será classificado como sendo de 3ª ordem, pelo menos.

O filtro mais simples, conhecido como filtro de atraso, consiste de um capacitor colocado em paralelo com a entrada do VCO (Figura 12).

Um PLL que utilize este tipo de filtro é do Tipo I, de 2ª ordem. Este tipo de filtro não permite o controle adequado e independente das principais características de um PLL. O valor do capacitor é determinado, geralmente, pelo amortecimento do PLL, ζ, que deve estar entre 0,5 e 1, na maioria das aplicações. A largura de faixa, por sua vez,

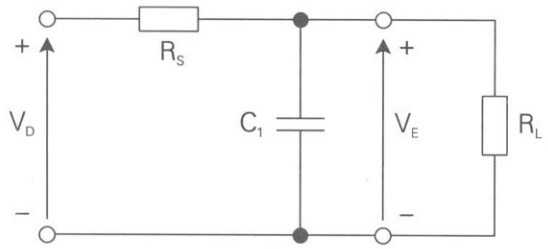


Figura 12 Filtro de elo passivo do tipo atraso.

será determinada pelo amortecimento, ζ, e pelo ganho do elo, K_L. Um capacitor de filtro de valor maior que o necessário, fará com que o elo torne-se subamortecido, provocando o aparecimento de uma instabilidade que se manifesta por uma oscilação da tensão de controle em torno do seu valor correto, quando ocorre uma alteração brusca da freqüência do sinal de entrada. Caso isso ocorra, deve-se diminuir o valor do capacitor ou o ganho do elo, K_L, conforme pode-se perceber pela análise da seguinte equação, que nos fornece o fator de amortecimento do elo, dado por:

$$\zeta = 0{,}5\sqrt{\omega_1 / K_L} \qquad \text{Equação 14}$$

$$\omega_n = \sqrt{K_L \omega_1} \qquad \text{Equação 15}$$

onde:

ω_1 é a freqüência de corte do filtro do elo, dada por:

$$\omega_1 = \frac{1}{R_1 C_1} \qquad \text{Equação 16}$$

sendo:

R_1 resistência total em paralelo com o capacitor de filtro, dada por:

$$R_1 = R_S // R_L \qquad \text{Equação 17}$$

K_L é o ganho do elo, dado por:

$$K_L = \frac{K_D K_F K_O}{N} \qquad \text{Equação 18}$$

onde:

K_L é o ganho do elo, 1/s

K_D é a constante de fase do comparador de fase $\Delta V_D/\Delta \theta$, V/rad

K_F é o ganho do filtro, V_E/V_D

K_o é a constante de freqüência do VCO, (Δ rad/s)/ΔV_E), (rad/s)/V

Para um filtro como o da Figura 12, K_F é dado por:

$$K_F = \frac{R_L}{R_S + R_L} \qquad \text{Equação 19}$$

A largura de faixa de um PLL com filtro de atraso e fator de amortecimento igual a 0,707, é dado por:

$$\omega_{-3\,dB} = 1{,}41\ K_L \qquad \text{Equação 20}$$

Este valor de largura de faixa é obtido quando se aplica na entrada do PLL um sinal modulado em freqüência e obtém-se a saída através da tensão de controle, que corresponde ao sinal demodulado.

Um filtro que permite o controle, até certo ponto, independente do amortecimento e da largura de faixa do elo, utiliza um resistor em série com o capacitor de filtro. Este resistor permite reduzir a defasagem no elo, evitando a instabilidade.

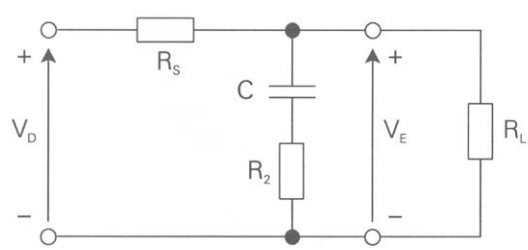


Figura 13 Filtro passivo do tipo atraso-avanço.

Um filtro do tipo atraso-avanço é útil quando a largura de faixa do elo deve ser pequena ou quando o ganho do elo, K_L, é alto. A inclusão do resistor R_2 reduz a defasagem nas altas freqüências, estabilizando o PLL. A defasagem máxima no elo deve ser mantida abaixo de 135°, para evitar o excesso de sobretensão de controle. Pode ser incluído um pequeno capacitor em paralelo com a saída do filtro, com o objetivo de filtrar as ondulações provenientes dos pulsos entregues pelo comparador de fase.

Para o projeto de um filtro do tipo atraso-avanço, utilizam-se as seguintes equações:

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_L}{(R_1 + R_2)\,C}} \qquad \text{Equação 21}$$

$$\zeta = 0{,}5\sqrt{\frac{K_L}{(R_1 + R_2)\,C}} \cdot \frac{(1 + R_2 C K_L)}{K_L} \qquad \text{Equação 22}$$

O valor de ζ deve ser mantido entre 0,5 e 1,0. Quanto maior o valor de ζ, maior o amortecimento do PLL e menor a sobretensão.

A Figura 14 mostra o diagrama de um filtro ativo do tipo atraso-avanço.

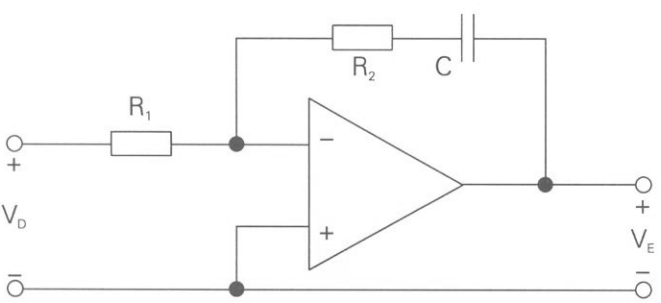


Figura 14 Filtro ativo do tipo atraso-avanço.

Este tipo de filtro oferece pelo menos duas vantagens em relação aos filtros passivos mostrados anteriormente: proporciona uma tensão de controle maior do que a tensão de saída do comparador de fase e reduz o erro de fase a proporções insignificantes. Ambas as vantagens são em razão do ganho de tensão muito elevado que o amplificador operacional proporciona em corrente contínua.

Quando se utilizam filtros ativos num PLL, deve-se evitar, a todo o custo, a sobrecarga do amplificador operacional, o que causaria uma drástica redução do ganho do elo e o aumento do tempo de sincronização do PLL. Para que não ocorra sobrecarga, a capacidade de tensão do amplificador operacional deve exceder em 30% pelo menos, a excursão da tensão de controle necessária, o fator de amortecimento deve ficar entre 0,7 e 1 e a relação R_1/R_2 deverá ser elevada.

No projeto do filtro ativo de atraso-avanço, deve-se utilizar o seguinte procedimento:

a) Determina-se a freqüência natural do elo a partir das seguintes expressões:

$$\omega_n << (2\,\zeta\,K_D\,K_o)/N \qquad \text{Equação 23}$$

$$\omega_n = \omega_{-3\,dB}/2 \qquad \text{Equação 24}$$

b) Arbitra-se o valor de R_1, que deve ficar entre 1 kΩ e 10 kΩ.

c) Calcula-se R_2 com o auxílio da seguinte equação:

$$R_2 = (2\,R_1\,\zeta\,\omega_n\,N)/(K_D\,K_o) \qquad \text{Equação 25}$$

d) Calcula-se o valor do capacitor com o auxílio da seguinte equação:

$$C = (2\,\zeta)/(\omega_n\,R_2) \qquad \text{Equação 26}$$

As equações que determinam o desempenho de um PLL com filtro ativo são as seguintes:

$$\omega_n = \sqrt{(K_D K_o)/(R_1 C\ N)} \qquad \text{Equação 27}$$

$$\zeta = ((R_2 C)/2)\ \sqrt{(K_D K_o)/(R_1 C\ N)} \qquad \text{Equação 28}$$

Projeto

Para permitir uma melhor compreensão do funcionamento de um PLL, será realizado o projeto de um PLL cuja montagem e experimentação é extremamente simples. O circuito do PLL é mostrado na Figura 15.

O circuito da Figura 15 foi projeto para ter as seguintes características:

- Tensão de alimentação: ..... 5 V
- Freqüência central: ..... 72 kHz
- Fator de amortecimento: 0,707

Cálculo do VCO: O VCO utilizado é do tipo multivibrador astável. Como a freqüência do oscilação não é muito elevado, o transistor não precisará possuir características especiais, bastando que seja do tipo NPN e para pequenos sinais ($P_C < 1$ W). O transistor BC548 é uma escolha adequada. O resistor de coletor foi escolhido para uma corrente de coletor de 1,8 mA. O resistor de base deve ser aproximadamente 10 vezes maior do que o resistor de 22 kΩ. Em função dos valores dos componentes utilizados, a tensão de controle fica em torno de 2,2 V, que é um pouco abaixo do valor ideal, de 2,5 V. A substituição do resistor de 12 kΩ utilizado para a polarização do VCO, por outro de 10 kΩ, corrige o problema.

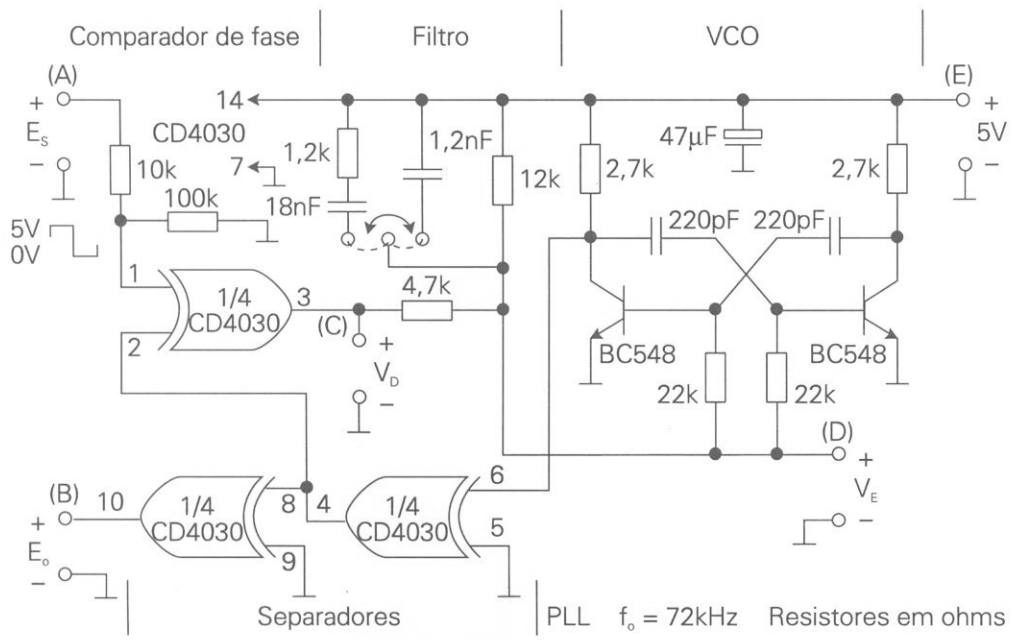


Figura 15 Circuito do PLL projetado no texto.

O capacitor foi calculado com o auxílio da seguinte equação, derivada da Equação 8:

$$C = (V_E + 0{,}28)/(7\ R_B\ f_o) \qquad \text{Equação 29}$$

$$C = (2{,}2 + 0{,}28)/(7 \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot 72 \cdot 10^3)$$

$$C = 224\ \text{pF}$$

Foi utilizado um capacitor de Styroflex de 220 pF.

A freqüência mínima de oscilação é calculada pela Equação 9:

$$f_{MIN} = 1/(4{,}73\ R_B\ C) \qquad (V_E = 1{,}2\ \text{V})$$

$$f_{MIN} = 1/(4{,}73 \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot 220 \cdot 10^{-12})$$

$$f_{MIN} = 43{,}8\ \text{kHz}$$

A freqüência máxima de oscilação é calculada pela Equação 11:

$$f_{MAX} = 1/(1{,}72\ R_B\ C) \qquad (V_E = 3{,}8\ \text{V})$$

$$f_{MAX} = 1/(1{,}72 \cdot 22 \cdot 10^3 \cdot 220 \cdot 10^{-12})$$

$f_{MAX} = 120$ kHz

O resistor de 12 kΩ conetado entre a entrada de controle do VCO e a tensão de alimentação, tem a finalidade de impedir que a tensão de controle caia abaixo de 1,2 V, que é a menor tensão de controle dentro de faixa linear do VCO. Seu valor foi determinado experimentalmente, embora ele possa ser calculado mediante a análise do circuito equivalente de polarização do VCO.

Cálculo das constantes do PLL: A constante de freqüência do VCO, K_o, é calculada com o auxílio da Equação 13:

$$K_o = 0{,}9/(R_B\ C)\ (rad/s)$$

$$K_o = 0{,}9/(22 \cdot 10^3 \cdot 220 \cdot 10^{-12})$$

$$K_o = 186\ 10^3\ (rad/s)/V$$

O comparador de fase é do tipo OU-EXCLUSIVO. Sua constante de fase é dada pela seguinte equação:

$$K_D = \frac{V_{DD}}{3{,}14} \qquad \text{Equação 30}$$

$$K_D = \frac{5}{3{,}14}$$

$K_D = 1{,}59$ v/rad.

O ganho do filtro, em corrente contínua, depende da relação entre a resistência em série e a resistência de carga do mesmo. A resistência de carga do filtro é constituída pela associação da resistência de entrada do VCO, em paralelo com a resistência de polarização do VCO, de 12 kΩ. A resistência de entrada do VCO é dada pela seguinte equação:

$$R_{IN} = 0{,}45\ R_B \qquad \text{Equação 31}$$

$$R_{IN} = 0{,}45 \cdot 22 \cdot 10^3 = 9{,}81\ k\Omega$$

A resistência de carga do filtro é igual ao paralelo de R_{IN} com o resistor de polarização do VCO, R_P, de 12 kΩ, ou seja:

$$R_L = R_P // R_{IN}$$

$$R_L = 12 \cdot 10^3 // 9{,}81 \cdot 10^3 \qquad \text{Equação 32}$$

$R_L = 5{,}4$ kΩ.

A resistência em série é de 4,7 kΩ, acrescida da resistência interna da porta CMOS, estimada em cerca de 300 ohms. O valor do resistor de 4,7 kΩ foi utilizado com o objetivo de impedir que a tensão entregue pelo comparador de fase ao PLL ultrapasse 3,8 V, que é a tensão máxima de controle dentro da região linear. A partir destes valores, e com o auxílio da seguinte equação, é possível determinar-se a constante do filtro, que é o ganho em corrente contínua:

$$K_F = \frac{R_L}{R_S + R_L}$$

$$K_F = \frac{5,4}{5,0 + 5,4} = 0,52$$

O ganho do elo, K_L, é dado pela seguinte equação:

$$K_L = (K_D K_F K_o)/N$$

$$K_L = (1,59 \cdot 0,52 \cdot 186 \cdot 10^3) = 154 \cdot 10^3 \cdot 1/s$$

Cálculo do filtro passa-baixa: O filtro passa-baixa do elo é do tipo de atraso. Sua freqüência de corte, ω_1, pode ser calculada com o auxílio da equação abaixo:

$$\omega_1 = 4 \zeta^2 K_L \qquad \text{Equação 33}$$

$$\omega_1 = 4 \cdot 0,707^2 \cdot 154 \cdot 10^3 = 308 \text{ krad/s}$$

O capacitor é calculado com o auxílio da seguinte equação:

$$C_1 = 1/(\omega_1 R_1) \qquad \text{Equação 34}$$

O valor de R_1 é o resultante da associação em paralelo de R_S, de 5,0 kΩ, com R_L, de 5,4 kΩ, ou seja:

$$R_1 = R_S // R_L$$

$$R_1 = (5,0 // 5,4)\ 10^3$$

$$R_1 = 2,6 \text{ k}\Omega.$$

Aplicando-se na equação de C_1, obtém-se:

$$C_1 = 1/(\omega_1 R_1)$$

$$C_1 = 1/(308 \cdot 10^3 \cdot 2,6 \cdot 10^3)$$

$$C_1 = 1,25 \text{ nF}$$

Foi utilizado para C_1 um capacitor com valor comercial de 1,2 nF, para manter o fator de amortecimento acima do calculado.

Análise do PLL projetado: A análise do PLL permite determinar o fator de amortecimento, a largura de faixa e a freqüência natural do PLL, e a faixa total de retenção.

O fator de amortecimento é calculado porque o capacitor utilizado possui um valor diferente do teórico. O fator de amortecimento de um PLL que utiliza um filtro passivo de atraso, é dado pela seguinte equação:

$$\zeta = 0{,}5 \wedge \sqrt{1/(K_L\ R_1\ C_1)} \qquad \text{Equação 35}$$

$$\zeta = 0{,}5 \wedge \sqrt{1/(154 \cdot 10^3 \cdot 2{,}6 \cdot 10^3 \cdot 1{,}2 \cdot 10^{-9})} \qquad \text{Equação 35}$$

$$\zeta = 0{,}721$$

A largura de faixa a – 3 dB, e a freqüência natural do elo, para um fator de amortecimento de 0,707, são dadas pela seguinte equação:

$$f_{-3\ dB} = f_n = 0{,}225 \cdot K_L \qquad \text{Equação 36}$$

$$f_{-3\ dB} = f_n = 0{,}225 \cdot 154 \cdot 10^3$$

$$f_{-3\ dB} = f_n = 34{,}7\ \text{kHz}.$$

A faixa total de retenção, $2\ \Delta\ f_L$, pode ser calculada pela seguinte equação:

$$2\ \Delta f_L = 0{,}5\ K_L\ (\text{Hz})$$

$$2\ \Delta f_L = 0{,}5 \cdot 154 \cdot 10^3 \qquad \text{Equação 37}$$

$$2\ \Delta f_L = 77{,}0\ \text{kHz}.$$

Cálculo do filtro de atraso-avanço: O circuito do PLL mostra a existência de um filtro de atraso-avanço composto pelo capacitor de 18 nF em série com o resistor de 1,2 kΩ. A utilização deste filtro permite o controle da largura de faixa do PLL, além do fator de amortecimento.

A largura de faixa do PLL é uma característica importante quando o PLL é utilizado como demodulador de freqüência. Ela é inversamente proporcional ao valor do capacitor de filtro.

O fator de amortecimento é determinado pelo valor do resistor colocado em série com o capacitor. Na verdade, como o fator de amortecimento do PLL é, também, inversamente proporcional ao valor do capacitor de filtro, este precisa ser determinado em primeiro lugar.

Cálculo: Calcular o filtro de atraso-avanço para uma largura de faixa de 15 kHz, ou 94,2 krad/s, e um fator de amortecimento de 0,707. O ganho do elo, K_L, é o mesmo calculado anteriormente, ou seja, o filtro de atraso-avanço é o mostrado na Figura 13.

Cálculo da freqüência de corte do filtro passa-baixa: A freqüência de corte do filtro passa-baixa deve ser muito menor do que K_L para que possa ser aplicada a equação abaixo:

$$\omega_1 = \omega_{-3\,dB}^2/(4\,K_L)\ (\text{para } K_L >> w_1) \qquad \text{Equação 38}$$

$$\omega_1 = (94{,}2 \cdot 10^3)^2/(4 \cdot 154 \cdot 10^3)$$

$$\omega_1 = 14{,}4 \text{ krad/s.}$$

Como K_L, 154 krad/s, é muito maior do que ω_1, 14,4 krad/s, pode-se continuar o cálculo. O valor do resistor que fica em série com capacitor é determinado a partir do cálculo do valor de ω_2, que é a freqüência a partir da qual o filtro deixa de atuar, evitando, com isto, que a defasagem do sinal realimentado possa alcançar 180°, o que provocaria a instabilidade do funcionamento do PLL.

$$\omega_2 = \frac{\sqrt{K_L \omega_1}}{2(\zeta - 0{,}5\sqrt{\omega_1/K_L})} \qquad \text{Equação 39}$$

$$\omega_2 = \frac{\sqrt{154 \cdot 10^3 \cdot 14{,}4 \cdot 10^3}}{2\,(0{,}707 - 0{,}5\sqrt{14{,}4 \cdot 10^3/(154 \cdot 10^3)}}$$

$$\omega_2 = 42{,}5 \text{ krad/s.}$$

Como o valor de ω_2, de 42,5 krad/s, é bem maior do que o valor de ω_1, de 14,4 krad/s, o circuito é realizável. O cálculo de R_2 é feito a partir da seguinte equação:

$$R_2 = (R_1\,\omega_1)/(\omega_2 - \omega_1) \qquad \text{Equação 40}$$

$$R_2 = (2{,}6 \cdot 10^3 \cdot 14{,}4 \cdot 10^3)/(42{,}5 \cdot 10^3 - 14{,}4 \cdot 10^3)$$

$$R_2 = 1{,}33\ \text{k}\Omega.$$

Utilizando-se o valor comercial mais próximo, tem-se:

$$R_2 = 1{,}2\ \text{k}\Omega$$

O capacitor C é calculado a partir da seguinte equação:

$$C = 1/(\omega_2\,R_2) \qquad \text{Equação 41}$$

$$C = 1/(42{,}5 \cdot 10^3 \cdot 1{,}2 \cdot 10^3)$$

$$C = 19{,}6 \text{ nF.}$$

Utilizando-se o valor comercial mais próximo, tem-se:

$$C = 18 \text{ nF}$$

O filtro de atraso-avanço pode ser conectado no lugar do filtro de atraso, como mostrado no diagrama esquemático do PLL, bastando para isso, que se remova do circuito o capacitor de 1,2 nF.

Montagem e Teste do PLL

a) Montar o circuito do PLL da Figura 15 utilizando, inicialmente, o filtro de atraso, constituído pelo capacitor de 1,2 nF. Depois de uma cuidadosa revisão, alimentar o circuito com uma fonte de 5 V.

Observação: *Nas explicações que se seguem, as letras entre parênteses identificam os terminais do PLL.*

---

b) Conectar um osciloscópio e um freqüencímetro digital na saída de freqüência do PLL, terminal (B), e determinar a forma de onda e a freqüência do sinal gerado pelo PLL. O sinal gerado pelo PLL deve ser uma onda quadrada de freqüência em torno de 72 kHz.

Caso a freqüência da oscilação esteja abaixo de 60 kHz ou acima de 83 kHz, medir a tensão de controle do VCO, V_E, e os valores dos capacitores do VCO, que devem ser de 220 pF.

Uma freqüência de oscilação muito abaixo do valor calculado, que é de 72 kHz, pode indicar uma tensão de controle, V_E, muito reduzida. A freqüência do VCO é proporcional à tensão de controle, cujo valor correto deve estar entre 2,2 V e 2,8 V. Medir a tensão no ponto (D) do PLL.

Outra causa para uma baixa freqüência de oscilação é a utilização, no multivibrador, de capacitores com valor acima do nominal, que é de 220 pF. No caso de dúvida, deve-se medir o valor dos capacitores utilizados.

Uma freqüência alta de oscilação pode ser causada por uma tensão de controle excessiva ou por capacitores com valor abaixo do nominal, no acoplamento entre coletor e base. Deve-se efetuar medições para a determinação do componente responsável pelo erro na freqüência gerada pelo circuito.

c) Para testar a capacidade de sincronização do PLL, deve-se conectar em sua entrada (A) um gerador de onda quadrada que possua um nível alto de

pelo menos 4 V e de nível baixo inferior a 2 V, de freqüência próxima à do VCO. Um osciloscópio de duplo-traço deve ser conectado em paralelo com a entrada (A) e com a saída (B) do PLL. Com o PLL fora de sincronismo, somente uma das formas de onda poderá ser observada na tela do osciloscópio. Com o PLL sincronizado, ambas as formas de onda poderão ser observadas.

Com o PLL sincronizado, deve-se variar a freqüência do sinal de entrada, verificando se o sinal de saída do PLL acompanha a freqüência do sinal de entrada. O PLL deve ser capaz de manter o sincronismo com o sinal de entrada dentro de uma faixa de freqüências compreendida entre 50 kHz e 100 kHz, aproximadamente. Caso isso não aconteça, deve-se verificar a simetria do sinal de entrada e de saída, uma vez que a falta de simetria pode ser uma das causas para a redução da faixa de retenção de sincronismo do PLL.

Medição da Faixa de Retenção

d) Sem sinal de entrada, anotar o valor da freqüência na saída (B) e da tensão de controle (D):

$f_o =$

$V_E =$

e) Conectar na entrada do PLL o gerador de onda quadrada, ajustado para fornecer o mesmo valor da freqüência gerada pelo VCO. Conectar um voltímetro para a medição da tensão de controle em (D) e um osciloscópio duplo-traço para a observação do sinal de entrada (A) e de saída (B) do PLL. Com o PLL sincronizado, diminuir a freqüência do sinal de entrada, ao mesmo tempo que se observa a diminuição da tensão de controle, até que o PLL perca o sincronismo. Isto é indicado por aumento repentino da tensão de controle. Anotar o valor freqüência e da tensão de controle antes do PLL perder o sincronismo. Repetir a medição, caso necessário.

$f_1 =$

$V_E =$

f) Repita o procedimento anterior aumentando a freqüência do sinal de entrada. Anotar o valor freqüência e da tensão de controle antes do PLL

perder o sincronismo, indicado por uma diminuição repentina da tensão de controle.

$f_4 =$

$V_E =$

g) Calcular a faixa total de retenção, $2\Delta f_L$, utilizando a seguinte equação:

$2\Delta f_L = f_4 - f_1$ Equação 42

$2\Delta f_L =$

$2\Delta f_L =$

Medição da Faixa de Captura

h) Ajustar o gerador para uma freqüência inferior ao valor de f_1 determinado anteriormente. Em seguida, aumentar a freqüência do gerador até que ocorra uma repentina redução da tensão de controle do VCO. Anote o valor da freqüência e da tensão de controle correspondente:

$f_2 =$

$V_E =$

i) Ajustar o gerador para uma freqüência superior ao valor de f_4 determinado anteriormente. Em seguida, diminuir a freqüência do gerador até que ocorra um repentino aumento da tensão de controle do VCO. Anote o valor da freqüência e da tensão de controle correspondente:

$f_3 =$

$V_E =$

j) Calcular a faixa total de captura, $2\Delta f_c$, utilizando a seguinte equação:

$2\Delta f_c = f_3 - f_2$

$2\Delta f_c =$

$2\Delta f_c =$

l) Substituir o capacitor de 1,2 nF do filtro de atraso e por um filtro de atraso-avanço constituído por um capacitor de 18 nF em série com um resistor de 1,2 kΩ.

m) Repetir o item ***h***, anotando o novo valor de f_2:

$f_2 =$ $V_E =$

n) Repetir o item ***i***, anotando o novo valor de f_3:

$f_3 =$ $V_E =$

o) Calcular o novo valor da faixa total de captura, $2 \Delta f_c$:

$2 \Delta f_c = f_3 - f_2$

$2\Delta f_c =$

$2\Delta f_c =$

Demodulador de Freqüência com PLL

Acrescentar o filtro mostrado na Figura 16 na saída do comparador de fase. Esse filtro é utilizado para eliminar de forma mais eficiente a ondulação presente no sinal de saída do comparador de fase, possibilitando que a modulação eventualmente presente no sinal aplicado na entrada do PLL seja facilmente visualizada com o auxílio de um osciloscópio. Para isso, deve-se conectar na entrada do PLL um gerador de FM com a freqüência da portadora igual a da oscilação livre do VCO.

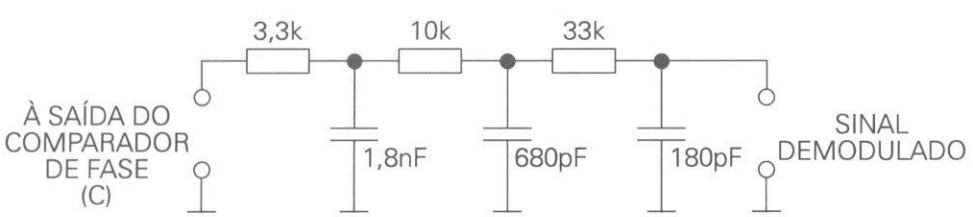


Figura 16 Filtro utilizado no demodulador de freqüência.

Os valores dos componentes utilizados no filtro da Figura 16 foram escolhidos para não carregarem excessivamente a saída do comparador de fase ou a célula de filtragem anterior. O filtro deverá ser conectado a um circuito externo que possua uma impedância de entrada igual ou maior do 47 kΩ, em paralelo com uma capacitância de 150 pF, no máximo. Este valor de capacitância é dificilmente superado na prática. Caso

isso aconteça, deve-se utilizar no lugar do capacitor de 180 pF, conectado em paralelo com a saída do filtro, um outro de menor valor.

Como um gerador de FM que opere em freqüências inferiores a 100 kHz não é muito comum, é apresentado na Figura 17 um gerador de FM apropriado para ser utilizado em conjunto com o PLL da Figura 15.

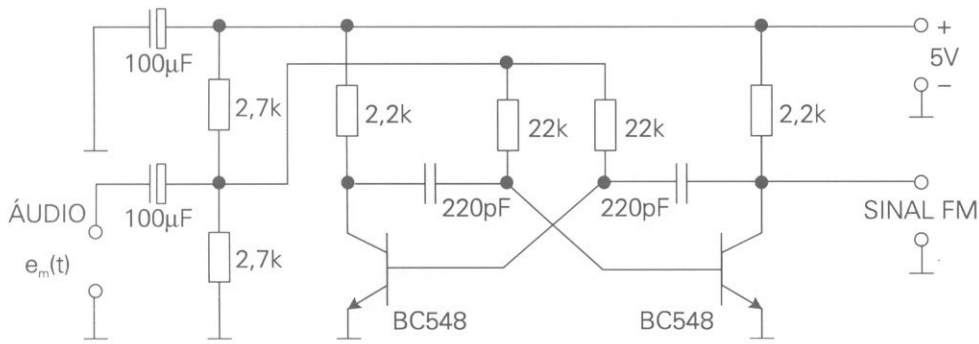


Figura 17 Gerador de FM de 72 kHz.

Este circuito é idêntico ao VCO utilizado no PLL. Os resistores de 2,7 kΩ formam um divisor de tensão que polariza o VCO com uma tensão aproximadamente igual à metade de V_{CC}. O capacitor de 100 µF é utilizado para acoplar o sinal modulante à entrada de controle do VCO. O sinal modulante deverá possuir uma amplitude de aproximadamente 1,5 V_{P-P}.

p) Aplicar na entrada (A) do PLL o sinal produzido por um gerador de FM com a freqüência da portadora igual à freqüência de oscilação livre do VCO, medida no item *d*. O gerador de FM deve ser modulado por um sinal quadrado de 1 kHz, de forma a produzir um desvio de freqüência de aproximadamente 20 kHz. Se for utilizado o circuito da Figura 17, aplicar um sinal de entrada de 1,5 V_{P-P}.

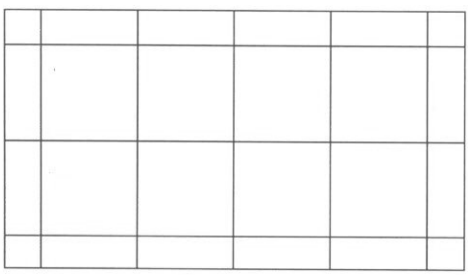
q) Substituir o resistor de 1,2 kΩ do filtro de atraso-avanço, por um potenciômetro de 10 kΩ. Com o filtro passa-baixa da Figura 16 colocado na saída do comparador de fase, ou seja, nos terminais do PLL identificados com a letra (C), e um osciloscópio conectado na saída do sinal demodulado do filtro, ajustar o potenciômetro para a melhor reprodução da onda quadrada, evitando o aparecimento de picos pronunciados, que surgem quando o amortecimento do PLL é insuficiente. Os picos aparecem quando o valor

da resistência em série com o capacitor de filtro é menor do que o necessário. Deve-se evitar, também, que a onda quadrada obtida tenha um tempo de subida muito grande, o que acontece quando o valor da resistência em série com o capacitor de filtro é maior do que o correto. Anotar a forma de onda e o valor da resistência do potenciômetro que proporciona a melhor reprodução da onda quadrada:

Valor de R_2 =

Amplitude (V_{p-p}) =

Período do sinal =



Forma de onda do sinal demodulado

r) Modular o gerador de FM com sinal senoidal e determinar a largura de faixa a – 3 dB do PLL. Para isso, anotar o valor da tensão do sinal demodulado para um sinal modulante de 1 kHz:

Amplitude do sinal demodulado na freqüência de 1 kHz = ... (1)

Amplitude do sinal demodulado correspondente ao ponto de – 3 dB:

$E_{-3\,dB}$ = ... (1) × 0,707 = ... (2)

Em seguida, aumentar a freqüência do sinal modulante até que a amplitude do sinal demodulado caia para o valor calculado em (2). Este valor de freqüência corresponde à largura de faixa do PLL:

BW (– 3 dB) = ...

s) Substituir o filtro de atraso-avanço pelo filtro de atraso constituído pelo capacitor de 1,2 nF. Em seguida, proceder como no item ***r***, anotando os valores abaixo:

Amplitude do sinal demodulado na freqüência de 1 kHz = ... (1)

Amplitude do sinal demodulado correspondente ao ponto de – 3 dB:

$E_{-3\,dB}$ = ... (1) × 0,707 = ... (2)

BW (– 3 dB) = ...

t) Para finalizar a parte prática, observar as formas de onda nos diversos pontos do circuito, principalmente na saída do comparador de fase, para freqüências de entrada de 50 kHz e 100 kHz, por exemplo.

Observação: *é importante, nesta experiência, que o PLL mantenha-se sincronizado com o sinal externo. Observar a variação do ciclo de trabalho do sinal de saída do comparador de fase para sinais de entrada de freqüência inferior à freqüência de oscilação livre do VCO e, depois, para sinais de entrada de freqüência superior.*

Questionário

1) O que significa a sigla PLL?

2) Desenhe o diagrama em blocos de um PLL.

3) Quais as principais modificações que podem existir em relação ao diagrama em blocos básico de um PLL?

4) Quais são os circuitos integrados PLL mais comuns?

5) Quais são as finalidades básicas de um PLL?

6) Cite as principais aplicações de um PLL.

7) Quais são as principais características de um PLL?

8) Defina "freqüência de oscilação livre" de um VCO.

9) O que é "faixa total de retenção" de um PLL?

10) Qual a relação entre a faixa de retenção e a faixa de captura?

11) Quais os fatores que determinam o fator de amortecimento de um PLL?

12) Num PLL, quais os limites para o fator de amortecimento?

13) Quais os cuidados relacionados com o fator de amortecimento, quando o PLL utiliza um filtro ativo?

14) O que é a "freqüência natural" e quais os fatores que a determinam?

15) O que é a "freqüência natural amortecida" e como se relaciona com a freqüência natural?

16) Defina "tempo de acomodação" e citar os fatores que o influenciam.

17) Defina "tempo de subida" e citar os fatores que o influenciam.

18) Como se deve proceder para corrigir os tempos indicados no gráfico da resposta de um PLL para diversos valores de ζ?

19) Cite os blocos que compõem um PLL básico.

20) Qual a finalidade do comparador de fase?

21) O que é um VCO e qual é a sua finalidade?

22) Num PLL, qual a finalidade do divisor por N?

23) Quais as finalidades do filtro passa-baixa no PLL?

24) Desenhe as curvas características típicas dos blocos integrantes de um PLL.

25) Quais os tipos básicos de comparadores de fase?

26) Qual a principal diferença entre um comparador de fase e um comparador de fase-freqüência?

27) Desenhe o circuito de um multiplicador de 4 quadrantes.

28) Descreva o funcionamento do circuito da questão anterior.

29) Quais as características de um multiplicador de 4 quadrantes, quando utilizado como comparador de fase?

30) Cite alguns circuitos integrados que utilizam o multiplicador de 4 quadrantes.

31) Qual o nível do sinal de entrada adequado para o multiplicador de 4 quadrantes e quais os inconvenientes da utilização de sinais de entrada de menor amplitude?

32) Qual o circuito integrado digital que pode ser utilizado como um multiplicador de 4 quadrantes?

33) Desenhe as formas de onda de entrada e de saída de uma porta OU-EXCLUSIVO, quando excitada por sinais de entrada defasados de 90°.

34) Qual a relação entre as freqüências de entrada e de saída de um comparador de fase feito com porta OU-EXCLUSIVO?

35) Qual o efeito da utilização de sinais de entrada com ciclo de trabalho diferente de 0,5 sobre os comparadores de fase do tipo multiplicador de 4 quadrantes e OU-EXCLUSIVO?

36) Desenhe a curva característica dos comparadores de fase citados na questão anterior.

37) Qual o efeito de sinais harmonicamente relacionados sobre o funcionamento dos comparadores de fase do tipo multiplicador de 4 quadrantes e OU-EXCLUSIVO?

38) Qual o aspecto negativo relacionado com a capacidade de operação harmônica dos comparadores de fase citados na questão anterior?

39) Nos comparadores de fase do tipo multiplicador de 4 quadrantes e OU-EXCLUSIVO, qual a condição necessária para que ocorra a captura do sincronismo do PLL?

40) Qual o recurso que pode ser utilizado no sentido de aumentar-se a faixa de captura de PLLs que utilizem comparadores de fase do tipo multiplicador de 4 quadrantes e OU-EXCLUSIVO?

41) Desenhe o circuito de um comparador de fase-freqüência sensível à borda.

42) Descreva o funcionamento do comparador de fase-freqüência sensível à borda, para sinais de entrada que possuam a mesma freqüência.

43) Desenhe as formas de onda de entrada e de saída de um comparador de fase-freqüência sensível à borda, para sinais de entrada que possuam a mesma freqüência.

44) Desenhe as formas de onda de entrada e de saída de um comparador de fase-freqüência sensível à borda, para sinais de entrada que possuam freqüências diferentes.

45) Qual a finalidade do combinador a diodos utilizado no comparador de fase-freqüência sensível à borda?

46) Descreva a variação da tensão de saída do comparador de fase-freqüência sensível à borda com combinador a diodos, para diversos valores de defasagem do sinal de entrada, quando ambos possuírem a mesma freqüência.

47) O mesmo da questão anterior, mas para sinais de entrada de freqüências diferentes.

48) Qual a melhor solução para a obtenção de comparadores de fase-freqüência de alta qualidade e baixo custo?

49) Quais os circuitos básicos de VCOs?

50) Cite as características dos VCOs construídos a partir de multivibradores astáveis.

51) Quais os requisitos necessários para a construção de VCOs com multivibradores astáveis discretos que possam operar em freqüências elevadas?

52) Quais os cuidados relacionados com a alimentação dos VCOs construídos com multivibradores astáveis?

53) Quais os problemas relacionados com a faixa da tensão de controle utilizável em VCOs do tipo multivibrador astável?

54) Qual a faixa de freqüências na qual os VCOs do tipo LC podem ser utilizados?

55) Quais as principais características dos VCOs do tipo LC?

56) Qual o componente utilizado para variar a freqüência de um VCO do tipo LC?

57) Citar algumas aplicações para os VCOs do tipo LC.

58) Quais os critérios utilizados na classificação dos PLLs segundo o tipo e a ordem?

59) Explique a atuação do par VCO-comparador de fase com o integrador.

60) Como se manifesta a instabilidade de funcionamento de um PLL?

61) Qual a margem de fase de um PLL sem filtro?

62) Quais os cuidados relacionados com o filtro do elo de um PLL?

63) Quais os procedimentos que podem ser adotados para a eliminação da instabilidade de um PLL?

64) Quais as funções executadas pelo filtro de elo de um PLL?

65) Qual o efeito causado pela ondulação da tensão de controle do VCO?

66) Em qual aplicação torna-se importante a eliminação da ondulação presente na tensão de controle do VCO?

67) Quais as características de um filtro passivo de atraso?

68) Num PLL que utilize um filtro passivo do tipo atraso, qual o procedimento para aumentar a sua estabilidade?

69) Qual o tipo de filtro que permite o controle independente do fator de amortecimento e da largura de faixa de um PLL?

70) Quando a utilização de um filtro do tipo atraso-avanço torna-se necessária?

71) Qual a função do resistor colocado em série com o capacitor de um filtro do tipo atraso-avanço?

72) Qual a utilidade da utilização de um capacitor em paralelo com um filtro de atraso-avanço?

73) Quais as vantagens relacionadas com a utilização de um filtro ativo do tipo atraso-avanço?

Problemas Propostos

1) Calcular a faixa total de retenção e de captura de um PLL, sendo dados:

$f_1 = 10$ kHz; $f_2 = 15$ kHz; $f_3 = 25$ kHz e $f_4 = 30$ kHz.

2) Calcular o fator de amortecimento de um PLL a partir de sua resposta a um sinal FSK, sendo dados: A = 0,5 V e B = 0,25 V.

3) Calcular a freqüência natural amortecida de um PLL, sendo dados:

$f_n = 30$ kHz e $\zeta = 0,5$.

4) Projetar um VCO para operar na freqüência de 15,75 kHz, calculando R_C, R_B e C, sendo dados: $I_C = 1$ mA; $V_{CC} = 5$ V; $V_E = 2,5$ V.

5) Calcular a constante de freqüência do VCO da questão anterior.

6) Calcular o capacitor de um filtro passa-baixa do tipo atraso sendo dados:

$\zeta = 0,707$; $K_L = 29,5\ 10^3\ s^{-1}$; $R_1 = 2,6$ kΩ.

7) Calcular R_2 e C de um filtro passivo atraso-avanço para os dados da questão anterior e para $BW_{-3\ dB} = 1$ kHz.

8) Calcular R_2 e C de um filtro ativo de atraso-avanço, sendo dados: $K_D K_0 = 29,5\ 10^3\ s^{-1}$; $\omega_n = 3,14$ krad/s; N = 1; $\zeta = 0,707$ e $R_1 = 4,7$ kΩ.

Calcular: R_2 e C.

MAKRON
Books

Apêndice 1

O Circuito Equivalente Pi-híbrido

Para a análise de um amplificador de radiofreqüência, é necessário que o circuito equivalente utilizado para a representação do dispositivo amplificador seja capaz de descrever de forma confiável o desempenho em freqüências elevadas. No caso do BJTs, o circuito equivalente Pi-híbrido permite calcular, de forma simples, o desempenho dos amplificadores, desde que a freqüência de funcionamento não ultrapasse um quinto da freqüência de transição do transistor. O projeto de amplificadores sintonizados, contudo, precisa ser feito com muita cautela quando se usa o circuito equivalente Pi-híbrido, uma vez que sempre existe o perigo de instabilidade de funcionamento (ver o Capítulo "Amplificadores Sintonizados" para o projeto de tais circuitos).

A Figura 1 mostra o circuito equivalente de um transistor de junção bipolar (BJT).

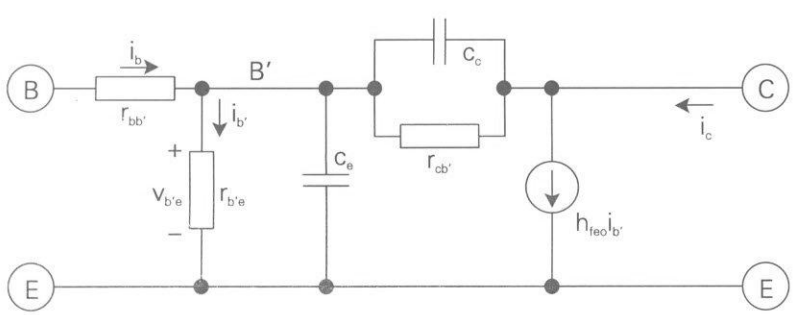


Figura 1 Circuito equivalente Pi-híbrido.

A resistência $r_{bb'}$ é a resistência transversal da base, que representa a resistência ôhmica entre o contato da base, feito na superfície do cristal, e a região ativa da junção emissora, no interior do cristal. Seu valor é reduzido, estando na faixa de 10 a 100 ohms (Figura 2).

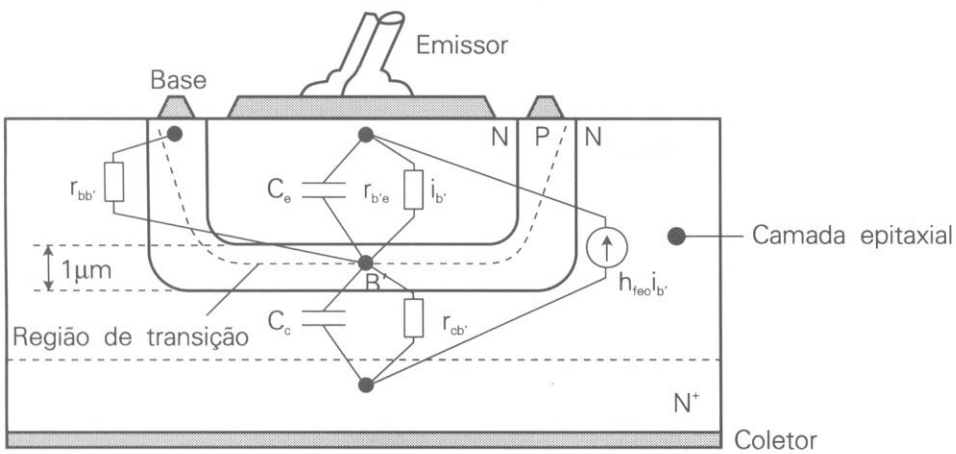


Figura 2 Corte lateral de um BJT planar epitaxial.

A resistência $r_{b'e}$ representa a resistência dinâmica da junção de emissor quando diretamente polarizada. O valor de $r_{b'e}$ é inversamente proporcional à corrente de base, sendo dada pela seguinte equação:

$$r_{b'e} = \frac{1}{36{,}7 \left| I_B \right|}$$ Equação 1

A resistência $r_{cb'}$ representa a resistência dinâmica da junção de coletor inversamente polarizada. Em baixa freqüência seu valor atinge algumas dezenas de megohms.

A capacitância c_c representa a capacitância de transição da junção de coletor inversamente polarizada. Seu valor é relativamente baixo, variando de forma inversamente proporcional à tensão aplicada na junção coletor-base. Esta capacitância é chamada, também, de c_{re} ou c_{ob}.

A capacitância c_e representa a capacitância de difusão da junção de emissor diretamente polarizada. Seu valor é dado pela seguinte equação:

$$c_e = \frac{1}{2\pi \, f_T \, r_{b'e}} - c_c$$ Equação 2

O gerador de corrente $h_{feo} \cdot i_b'$ representa a capacidade amplificadora devida ao efeito transistor. O valor de h_{feo} corresponde a ganho de corrente em emissor-comum, h_{fe}, medido na freqüência de 1 kHz.

Analisando-se o circuito equivalente da Figura 1, percebe-se que nas freqüências elevadas nem toda a corrente aplicada ao terminal de base do transistor resulta em i_b'. Parte da corrente de entrada é desviada diretamente para o emissor via capacitância de difusão c_e, e outra parte para o coletor via capacitância de transição c_c. O efeito destes desvios de corrente é a redução da capacidade amplificadora de corrente em alta freqüência, passando o transistor a comportar-se como um filtro passa-baixa RC (Figura 3).

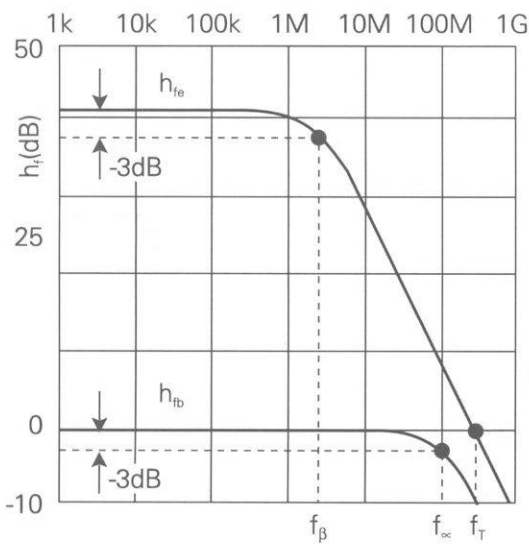


Figura 3 Curva de resposta em freqüência de um transistor BF494.

A freqüência de corte do transistor, em emissor-comum, é dada por:

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi\ r_{b'e}\ (c_e + c_c)} \qquad \text{Equação 3}$$

O ganho de corrente de um transistor, em função da freqüência, pode ser calculado por intermédio da seguinte equação:

$$h_{fe} = \frac{h_{feo}}{1 + j\ \frac{f}{f_\beta}} \qquad \text{Equação 4}$$

A freqüência de corte do transistor pode ser calculada com o auxílio da equação anterior, fazendo-se o módulo de h_{fe} igual à unidade, o que ocorre na freqüência de transição do dispositivo. A freqüência de corte fica:

$$f_\beta = f_T/h_{feo} \qquad \text{Equação 5}$$

A freqüência de corte em base comum é dada por:

$$f_\alpha = f_T/2{,}41 \qquad \text{Equação 6}$$

O gerador de corrente $h_{feo} \times i_b'$ pode ser substituído por uma transcondutância, ou seja, por um gerador de corrente controlado por tensão, cujo valor pode ser determinado pela seguinte expressão:

$$g_{mo} \doteq i_c/v_{b'e} = h_{fe}/h_{ie} = 36{,}7 \mid I_c \mid \qquad \text{Equação 7}$$

Para r_{bb}' muito menor do que a impedância equivalente da associação em paralelo de $r_{b'e}$ com a soma de c_e e c_c, o que ocorre em baixas freqüências, as tensões $v_{b'e}$ e v_{be} serão aproximadamente iguais. Numa freqüência muito maior que f_β, a reatância capacitiva de c_e mais c_c será igual a r_{bb}'. Nesta freqüência, a transcondutância do transistor cai para 0,707 do seu valor a 1 kHz. Conhecendo-se o valor desta freqüência, é possível calcular-se o valor de $r_{bb'}$, utilizando-se a seguinte equação:

$$r_{bb'} = \frac{1}{2\pi f_G(c_e + c_c)} \qquad \text{Equação 8}$$

onde f_G é a freqüência de corte da transcondutância, ou seja:

$$f_G = f \mid g_m = 0{,}707\, g_{mo} \qquad \text{Equação 9}$$

Exercício 1

Calcular o circuito equivalente Pi-híbrido para o BF494.

f = 10,7 MHz.

BF494: I_C = 1 mA; h_{feo} = 115; f_T = 260 MHz; f_G = 150 MHz; c_{re} = 0,85 pF.

a) Calcula-se $r_{b'e}$:

$$r_{b'e} = \frac{115}{36{,}7 \mid I_C \mid} = 3{,}13k_\Omega$$

b) Calcula-se f_β:

$$f_\beta = \frac{f_T}{h_{feo}} = \frac{260}{115} = 2{,}26 \text{ MHz}$$

c) Calcula-se c_e

$$c_e = \frac{1}{2\pi\ f_\beta\ r_{b'e}} - c_c$$

$$c_e = \frac{1}{2\pi \cdot 2{,}26 \cdot 10^6 \cdot 3{,}13 \cdot 10^3} - 0{,}85 \cdot 10^{-12}\ \text{F}$$

$$c_e = 21{,}6 \text{ pF}$$

d) Calcula-se g_{mo}:

$$g_{mo} = 36{,}7\ |\ I_c\ | = 36{,}7\ 10^{-3}$$

$$g_{mo} = 36{,}7 \text{ mS}$$

e) Calcula-se $r_{bb'}$:

$$r_{bb'} = \frac{1}{2\pi\ f_G\ (c_e + c_c)\ 10^{-12}}$$

$$r_{bb'} = \frac{1}{2\pi \cdot 150 \cdot 10^6 \cdot 22{,}5 \cdot 10^{-12}}$$

$$r_{bb'} = 47{,}2\ \Omega$$

A Figura 4 mostra o circuito equivalente Pi-híbrido para o BF494.

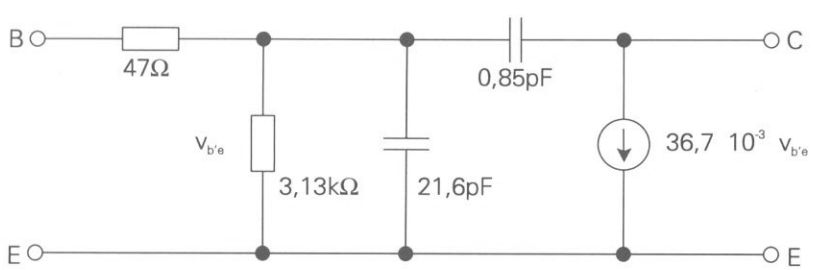


Figura 4 Circuito equivalente Pi-híbrido para o BF494, para $I_C = 1$ mA e $V_{CE} = 10$ V.

Exercício 2

A partir do circuito equivalente Pi-híbrido do BF494 e para uma freqüência de 10,7 MHz, calcular:

a) Impedância do nó central, $Z_{B'}$:

$$Z_{B'} = r_{b'e} /\!/ - j \frac{1}{2\pi\ f\ (c_e + c_c)}$$

$$Z_{B'} = 3{,}13\ 10^3 /\!/ -j \frac{1}{2\pi \cdot 10{,}7 \cdot 10^6 \cdot (21{,}6 + 0{,}85) \cdot 10^{-12}}$$

$$Z_{B'} = \frac{3{,}13\ 10^3\ (-j661)}{3{,}13\ 10^3 - j611} = \frac{2{,}07\ \underline{\lfloor -90°} \cdot 10^6}{3{,}20 - \underline{\lfloor 11{,}9°} \cdot 10^3}$$

$$Z_{B'} = 647\ \underline{\lfloor -78{,}1°} = 134 - j633\ \Omega$$

b) Impedância de entrada, h_{ie}:

$$h_{ie} = r_{bb'} + Z_{b'}$$

$$h_{ie} = 47 + 134 - j633$$

$$h_{ie} = 181 - j633 = 658\ \underline{\lfloor -74{,}1°}\ \Omega$$

c) Admitância de entrada, y_{ie}:

$$y_{ie} = 1/h_{ie}$$

$$y_{ie} = 1/(658\ \underline{\lfloor -74{,}1°})$$

$$y_{ie} = 1{,}52\ \underline{\lfloor 74{,}1°}\ \text{mS}$$

$$y_{ie} = 0{,}42 + j1{,}46\ \text{mS}$$

d) Fator de transferência interna:

$$k = Z_{B'}/h_{ie}$$

$$k = (647\ \underline{\lfloor -78{,}1°})/(658\ \underline{\lfloor -74{,}1°})$$

$$k = 0{,}983\ \underline{\lfloor -4°}$$

e) Ganho de corrente, h_{fe}:

$$h_{fe} = \frac{h_{feo}}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}$$

$$h_{fe} = \frac{115}{1 + j \frac{10,7}{2,26}}$$

$$h_{fe} = 23,8 \lfloor \underline{-78,1^\circ}$$

f) Admitância de transferência, y_{fe}:

$$y_{fe} = y_{ie}\, h_{fe}$$

$$y_{fe} = 1,52 \lfloor \underline{74,1^\circ} \cdot 23,8 \lfloor \underline{-78,1^\circ}\ 10^{-3}$$

$$y_{fe} = 36,2 \lfloor \underline{-4^\circ}\ \text{mS}$$

g) Admitância de transferência reversa, y_{re}:

$$y_{re} = -j\, 2\, \pi\, f\, c_{re}$$

$$y_{re} = -j\, 2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^{6} \cdot 0,85 \cdot 10^{-12}$$

$$y_{re} = 0,057 \lfloor \underline{-90^\circ}\ \text{mS}$$

A título de comparação, são fornecidos os valores medidos dos parâmetros admitância de um transistor BF494.

VALORES MEDIDOS:

$y_{ie} = 0,45 + j1,38$ mS

$y_{re} = 0,065 \lfloor \underline{-90^\circ}$ mS

$y_{fe} = 36,2 \lfloor \underline{-7^\circ}$ mS

$y_{oe} = 0,0085 + j0,11$ mS

VALORES CALCULADOS por meio do circuito Pi-híbrido:

$y_{ie} = 0,42 + j1,46$ mS

$y_{re} = 0{,}057 \angle -90^\circ$ mS

$y_{fe} = 36{,}2 \angle -4^\circ$ mS

y_{oe} = não calculado

O resultado da análise efetuada com este transistor indica que o circuito equivalente Pi-híbrido é capaz de prever de forma razoavelmente precisa o comportamento de um transistor em alta freqüência. Sua maior utilidade é tornar possível a análise de um circuito eletrônico através de processos algébricos ou numéricos.

Equações Referentes ao Circuito Equivalente Pi-híbrido

$r_x = r_{bb'} = r_{b'}$ $\qquad$ $r_\pi = \beta_o / g_m = \beta_o r_e$

$g_m = \dfrac{q\,|I_C|}{kT} = \dfrac{1}{r_e} = 36{,}7\,|I_C|$ $\qquad$ $\beta_o = h_{fe}$ à baixa freqüência

$h_{ie} = r_x + r_\pi$ $\qquad$ $f_T = \beta_0 \cdot f\beta = f_1 \cdot |h_{fe}|$, onde $f_1 \geq 5f_\beta$

$C_\mu \cong C_{ob} \cong C_C$ $\qquad$ $C_\pi = \dfrac{g_m}{\omega_T} - C_\mu \cong \dfrac{g_m}{\omega_T} \cong \dfrac{1}{\omega_T\, r_e}$

Relações entre parâmetros de quadripólos.

O determinante:

$\Delta y = y_i y_o - y_f y_r$

$\Delta h = h_i h_o - h_f h_r$

obtenção de y a partir de h:

$y_i = 1/h_i$ $\qquad$ $y_f = h_f/h_i$

$y_r = -h_r/h_i$ $\qquad$ $y_o = \Delta h/h_i$

obtenção de h a partir de y:

$h_i = 1/y_i$ $\qquad$ $h_f = y_f/y_i$

$h_r = -y_r/y_i$ $\qquad$ $h_o = \Delta y/y_i$

Mudança de configuração

y_e	a partir de	y_b	y_c
y_{ie} y_{re} y_{fe} y_{oe}		$y_{ib} + y_{rb} + y_{fb} + y_{ob}$ $-(y_{rb} + y_{ob})$ $-(y_{fb} + y_{ob})$ y_{ob}	y_{ic} $-(y_{ic} + y_{rc})$ $-(y_{ic} + y_{fc})$ $y_{ic} + y_{rc} + y_{fc} + y_{oc}$
y_b	a partir de	y_e	y_c
y_{ib} y_{rb} y_{fb} y_{ob}		$y_{ie} + y_{re} + y_{fe} + y_{oe}$ $-(y_{re} + y_{oe})$ $-(y_{fe} + y_{oe})$ y_{oe}	y_{oc} $-(y_{fc} + y_{oc})$ $-(y_{rc} + y_{oc})$ $y_{ic} + y_{rc} + y_{fc} + y_{oc}$
y_c	a partir de	y_e	y_b
y_{ic} y_{rc} y_{fc}		y_{ie} $-(y_{ie} + y_{re})$ $-(y_{ie} + y_{fe})$	$y_{ib} + y_{rb} + y_{fb} + y_{ob}$ $-(y_{ib} + y_{fb})$ $-(y_{ib} + y_{rb})$

MAKRON
Books

Apêndice 2

Polarização de Dispositivos Semicondutores

Polarização por Corrente Constante

O circuito de polarização por corrente constante é, de todos, o mais simples. Utiliza apenas dois resistores: um de base, R_B e um de coletor, R_C (Figura 1). Ele tem este nome porque a corrente de base é determinada quase que exclusivamente pelo valor de R_B e V_{CC}, sendo pouco afetada pela queda de tensão da junção base-emissor.

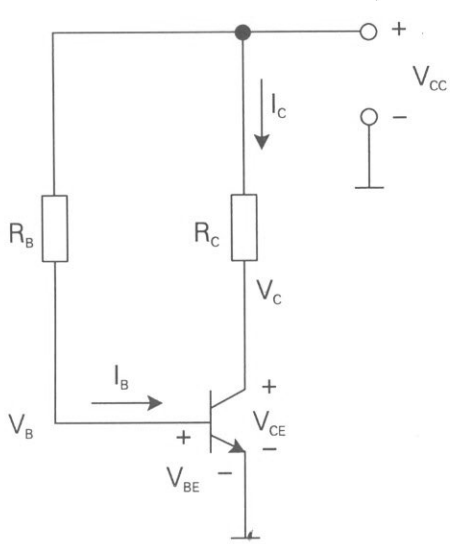


Figura 1 Circuito de polarização por corrente constante.

Este tipo de polarização é indicada para circuitos de baixo nível, em aparelhos portáteis alimentados por pilhas ou baterias, devido ao reduzido consumo de corrente e ótima tolerância para as variações da tensão de alimentação, V_{CC}, e do valor da tensão base emissor, V_{BE}.

Como desvantagem, a polarização por corrente constante é muito sensível ao valor do ganho de corrente, h_{FE}, exigindo, por isso, a utilização de transistores que tenham esse parâmetro controlado dentro de uma tolerância de +/– 10% em relação ao valor nominal. Na maioria das vezes, isso exige uma classificação prévia dos transistores, em função dos valores de h_{FE}, sendo calculado o valor do resistor de base para cada faixa de ganho de corrente.

Projeto 1

Projetar o circuito de polarização por corrente constante para um transistor BF494.

BF494: $I_C = 1$ mA; $V_{BE} = 0{,}65$ V e $h_{FE} = 115$.

Tensão de alimentação: 4,5 V.

1) Cálculo do resistor de base R_B.

$$R_B = (V_{CC} - V_{BE}) \cdot h_{FE}/I_C \qquad \text{Equação 1}$$

$$R_B = (4{,}5 - 0{,}65) \cdot 115/10^{-3}$$

$$R_B = 443 \text{ k}\Omega$$

Escolhe-se o valor comercial mais próximo:

$$R_B = 470 \text{ k}\Omega$$

2) Cálculo do resistor de coletor, R_C.

$$R_C = V_{CC} \cdot R_B/(2 \cdot (V_{CC} - V_{BE}) \cdot h_{FE}) \qquad \text{Equação 2}$$

$$R_C = 4{,}5 \cdot 470 \cdot 10^3/(2 \cdot (4{,}5 - 0{,}65) \cdot 115)$$

$$R_C = 2{,}39 \text{ k}\Omega$$

Escolhe-se o valor comercial mais próximo:

$$R_C = 2{,}2 \text{ k}\Omega$$

O resistor de coletor pode ser substituído por um indutor ou pelo primário de um transformador, sem que seja afetado o valor da corrente de coletor. Apenas a tensão

de coletor será aumentada para um valor próximo a V_{CC}, descontada a pequena queda de tensão causada pelo enrolamento, dada pelo produto R I.

Exercício 1

Projetar o circuito de polarização por corrente constante para o transistor BF494 (I_C = 1 mA; V_{BE} = 0,65 V e h_{FE} = 115) para uma alimentação de 6 V. Encontrar os valores comerciais de R_B e R_C. [560 kΩ ; 2,7 kΩ]

PRÁTICA

a) Montar o circuito projetado no Exercício 1.

b) Alimentar o circuito montado com uma fonte de 6 V.

c) Medir a corrente consumida pelo circuito, I_{CC}.

d) Medir os valores de V_B e V_C.

e) Determinar os valores de I_B e I_C.

f) Calcular o valor de h_{FE} · ($h_{FE} = I_C/I_B$).

g) Calcular a potência consumida pelo circuito, $P_{CC} = V_{CC}\, I_{CC}$

Circuito de Polarização com Realimentação Negativa

Este circuito, mostrado na Figura 2, é um aperfeiçoamento do circuito de polarização por corrente constante, sendo indicado para as mesmas aplicações. A conexão de R_B ao coletor do transistor, contudo, apresenta a vantagem de tornar o ponto de operação menos dependente do valor de h_{FE}, dispensando, muitas vezes, a seleção dos transistores.

Projeto 2

Projetar a polarização de um transistor BF494 utilizando realimentação negativa.

BF494: I_C = 1 mA; V_{BE} = 0,65 V e h_{FE} = 115

Tensão de alimentação: 6 V

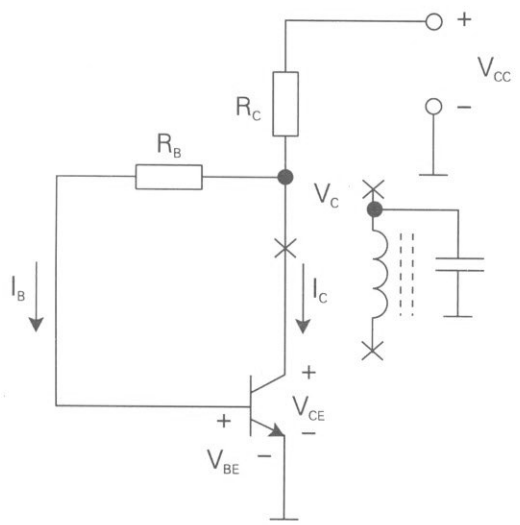


Figura 2 Circuito de polarização com realimentação negativa.

1) Cálculo do valor de R_C:

$$R_C = h_{FE}/(1 + h_{FE}) \cdot V_{CC}/(2\ I_C) \qquad \text{Equação 3}$$

$$R_C = 115/(1 + 115) \cdot 6/(2 \cdot 10^{-3}) = 2{,}93\ k\Omega$$

Escolhe-se o valor comercial mais próximo:

$$R_C = 2{,}7\ k\Omega$$

2) Cálculo do valor de R_B:

Primeiro, deve-se calcular o valor de V_C, em função de R_C:

$$V_C = V_{CC} - R_C\ I_C.(1 + h_{FE})/h_{FE} \qquad \text{Equação 4}$$

$$V_C = 6 - 2{,}7 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} \cdot (1 + 115)/115 = 3{,}28\ V$$

O valor de V_C é utilizado para o cálculo de R_B:

$$R_B = [(V_C - V_{BE})/I_C] \cdot h_{FE} \qquad \text{Equação 5}$$

$$R_B = [(3{,}28 - 0{,}65)/10^{-3}] \cdot 115 = 302\ k\Omega$$

Escolhe-se o valor comercial mais próximo:

$$R_B = 330\ k\Omega$$

Neste circuito, não é possível a eliminação do resistor de coletor, sem afetar o ponto de operação. Portanto, se for necessária a utilização de um indutor ou transformador, o mesmo deverá ser conectado ao circuito conforme mostrado no detalhe da Figura 2. O capacitor de desacoplamento, C_1, é indispensável no caso do enrolamento ser o primário de um transformador.

Exercício 2

Projetar o circuito de polarização com realimentação negativa para o transistor BF494 (I_C = 1 mA; V_{BE} = 0,65 V e h_{FE} = 115), para uma alimentação de 4,5 V. Encontrar os valores comerciais de R_B e R_C. [180 kΩ; 2,2 kΩ]

PRÁTICA

a) Montar o circuito projetado no Exercício 2.

b) Alimentar o circuito montado com uma fonte de 4,5 V.

c) Medir a corrente consumida pelo circuito, I_{CC}.

d) Medir os valores de V_B e V_C.

e) Determinar os valores de I_B e I_C.

f) Calcular o valor de h_{FE} · ($h_{FE} = I_C/I_B$).

g) Calcular a potência consumida pelo circuito, $P_{CC} = V_{CC}\, I_{CC}$

Circuito de Polarização com Divisor de Tensão de Base

A polarização da base de um transistor através de um divisor de tensão, juntamente com a utilização do resistor de emissor, é a mais indicada para circuitos de baixo nível destinados à produção em escala industrial, devido às suas excelentes características, citadas a seguir:

1) O ponto de operação é pouco influenciado pelas variações de V_{BE}, h_{FE} e I_{CBO}.

2) A estabilidade térmica é excelente.

3) As variações de tensão de alimentação são bem absorvidas, desde que V_E represente uma fração importante da tensão de alimentação.

Tanto a estabilidade do ponto de operação quanto a estabilidade térmica melhoram com a redução dos valores de R_1 e R_2 ou com o aumento do valor R_E.

A Figura 3 mostra o diagrama do circuito de polarização.

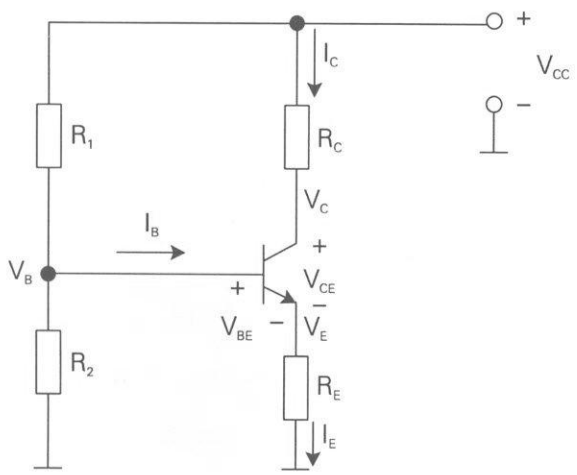


Figura 3 Circuito de polarização com divisor de tensão de base.

Projeto 3

Projetar a polarização de um transistor BF494 utilizando divisor de tensão de base e resistor de emissor.

BF494: $I_C = 1$ mA; $V_{BE} = 0{,}65$ V e $h_{FE} = 115$

Tensão de alimentação: 9 V

1) Cálculo da corrente de emissor.

Se o ganho de corrente do transistor for maior do que 100, pode-se considerar $I_E = I_C$, senão, deve-se utilizar a seguinte equação:

$$I_E = I_C \cdot (h_{FE} + 1)/h_{FE} \qquad \text{Equação 6}$$

Como neste caso o ganho de corrente é maior do que 100, a corrente de emissor será considerada igual a 1 mA.

$I_E = 1$ mA.

2) Escolher um valor comercial para o resistor de emissor que satisfaça a seguinte condição:

$(0{,}05\ V_{CC}/I_E) < R_E < (0{,}2 \cdot V_{CC}/I_E)$ Equação 7

Para $I_E = 1$ mA e $V_{CC} = 9$ V, tem-se:

$(0{,}05 \cdot 9/10^{-3}) < R_E < (0{,}2 \cdot 9/10^{-3})$

$450\ \Omega < R_E < 1{,}8\ k\Omega$

Por escolha:

$R_E = 1{,}2\ k\Omega$

3) Calculam-se os valores de V_B e V_E:

$V_E = R_E I_E = 1{,}2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-3} = 1{,}2$ V

$V_B = V_{BE} + V_E = 0{,}65 + 1{,}2 = 1{,}85$ V

4) Escolhe-se um valor comercial para R_2 que satisfaça a seguinte condição:

$4{,}5\ R_E < R_2 < 19\ R_E$ Equação 8

$(4{,}5 \cdot 1{,}2 \cdot 10^3) < R_2 < (19 \cdot 1{,}2 \cdot 10^3)$

$5{,}4\ k\Omega < R_E < 22{,}8\ k\Omega$

Por escolha:

$R_2 = 12\ k\Omega$

5) Calcula-se o valor de R_1:

$R_1 = (V_{CC} - V_B)/(I_C/h_{FE} + V_B/R_1)$ Equação 9

$R_1 = (9 - 1{,}85)/(10^{-3}/115 + 1{,}85/(12 \cdot 10^{-3}))$

$R_1 = 43{,}9\ k\Omega$ (valor calculado)

$R_1 = 47\ k\Omega$

6) Calcula-se o valor da corrente de coletor no circuito, em função dos valores de R_1, R_2 e R_E.

7) Calcula-se o circuito equivalente Thevenin do divisor de tensão:

$V_{th} = R_2\ V_{CC}/(R_1 + R_2)$ Equação 10

$V_{th} = 12 \cdot 10^3 \cdot 9/(47 \cdot 10^3 + 12 \cdot 10^3)$

$V_{th} = 1{,}83$ V

$R_{th} = R_1 \cdot R_2/(R_1 + R_2)$ Equação 11

$R_{th} = 47 \cdot 10^3 \cdot 12 \cdot 10^3/(47 \cdot 10^3 + 12 \cdot 10^3)$

$R_{th} = 9{,}56$ kΩ

$$I_C = \frac{(V_{th} - V_{BE})}{R_{th}/(1 + h_{FE}) + R_E}$$ Equação 12

$$I_C = \frac{(1{,}83 - 0{,}65)}{9{,}56 \cdot 10^3/(1 + 115) + 1{,}2 \cdot 10^3} = 920\,\mu A$$

8) Calcula-se o valor de R_C.

$R_C = 1/2 \cdot (V_{CC}/I_C - R_E\,(1 + h_{FE})/h_{FE})$ Equação 13

$R_C = 1/2 \cdot (9/(920 \cdot 10^{-6}) - 1{,}2 \cdot 10^3\,(1 + 115)/115)$

$R_C = 4{,}29$ kΩ

Escolhe-se o valor comercial mais próximo:

$R_C = 3{,}9$ k Ω

O resistor de coletor pode ser substituído por um indutor ou o primário de um transformador, sem que seja afetada a corrente de coletor do transistor. A tensão de coletor passará a ser aproximadamente igual a V_{CC}, salvo a pequena queda de tensão no enrolamento, dado pelo produto R I.

Exercício 3

Projetar o circuito de polarização com divisor de tensão de base e resistor de emissor para o transistor BF494 ($I_C = 1$ mA; $V_{BE} = 0{,}65$ V e $h_{FE} = 115$) para uma alimentação de 6 V. Encontrar os valores comerciais de R_1, R_2, R_E e R_C. [22 kΩ; 6,8 kΩ; 680 Ω; 2,7 kΩ]

PRÁTICA

a) Montar o circuito projetado no Exercício 3.

b) Alimentar o circuito montado com uma fonte de 6 V.

c) Medir a corrente consumida pelo circuito, I_{CC}.

d) Medir os valores de V_E, V_B e V_C.

e) Determinar os valores de I_B e I_C.

f) Calcular o valor de h_{FE} ($h_{FE} = I_C/I_B$).

g) Calcular a potência consumida pelo circuito, $P_{CC} = V_{CC}\, I_{CC}$

Polarização de FETs

A polarização de FETs é feita normalmente pela inclusão de um resistor de valor adequado entre a fonte e a massa, conforme mostrado na Figura 4.

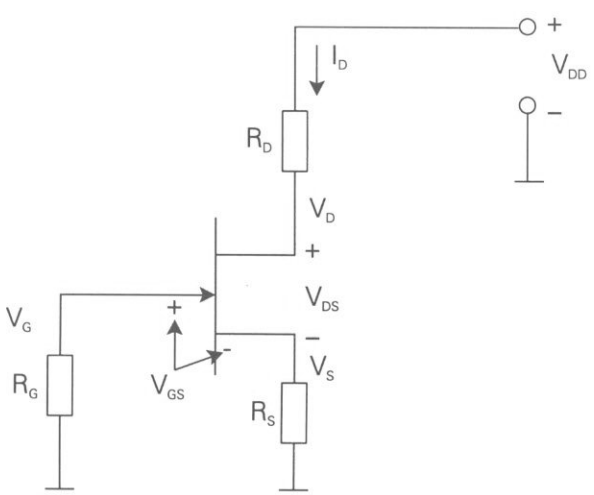


Figura 4 Circuito de polarização automática para FETs.

A função do resistor de fonte, R_S, é gerar uma queda de tensão que aplica uma polarização inversa na junção porta-fonte. O valor da tensão é dada pela Equação 14:

$$V_{GS} = \frac{V_p^{\,2}}{2I_{DSS}} \left[\sqrt{\frac{1}{R_S^{\,2}} - \frac{4I_{DSS}}{V_p R_S}} + \frac{2I_{DSS}}{V_p} - \frac{1}{R_S} \right] \qquad \text{Equação 14}$$

Para uma operação razoavelmente linear, necessária quando o dispositivo funcionar como amplificador, a tensão entre porta e fonte deve permanecer entre zero e 1/6 da tensão de constrição, V_P, do FET.

$$0 < | V_{GS} | \leq 1/6 | V_P | \qquad \text{Equação 15}$$

Esse valor relativamente baixo de tensão garante também uma transcondutância quase igual à máxima (que ocorre quando a tensão entre porta e fonte é nula).

Para operação como dispositivo misturador quadrático, o ponto de operação ideal corresponde a tensão entre porta e fonte igual à metade da tensão de constrição.

$$V_{GS} = 0{,}5\ V_P \qquad \text{Equação 16}$$

O valor do resistor de fonte, R_S, é dado pela seguinte equação:

$$R_S = - V_{GS}/[I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2] \qquad \text{Equação 17}$$

A tensão entre porta e fonte, V_{DS}, ao contrário do que acontece com os BJTs, exerce grande influência no desempenho dos FETs. Em princípio, essa tensão deverá ser superior a tensão de joelho da curva característica de saída do FET, $V_{(K)DS}$. O valor do resistor de dreno, R_D, pode ser calculado pela seguinte equação:

$$R_D = 1{,}1 \cdot (V_{DD} - V_{(K)DS} + V_{GS})/I_{DSS} \qquad \text{Equação 18}$$

O resistor de dreno assim calculado, faz com que a reta de carga do amplificador passe pelo joelho da curva. Essa condição fornece, na prática, o maior ganho de tensão.

O resistor R_G não determina o ponto de operação do FET. Sua finalidade é apenas assegurar que a porta do FET assuma um potencial definido (no caso, o potencial da massa). Como a corrente de porta de um FET não ultrapassa 10 pA (picoampère) a 25°C, o valor de R_G poderá ser bastante elevado. Contudo, na prática, costuma-se utilizar para R_G valores compreendidos na faixa de 22 kΩ a 1 MΩ.

Projeto 4

Projetar o circuito de polarização automática para o FET BF245A.

BF245A: $I_{DSS} = 4$ mA; $V_P = -2$ V; $V_{(K)DS} = 3$ V

Tensão de alimentação: 12 V

1) Cálculo da tensão V_{GS}:

Utilizando-se a desigualdade dada na Equação 15:

$0 < | V_{GS} | \leq 1/6 | V_P |$

$0 < |V_{GS}| \leq 1/6 |-2|$

$0 < |V_{GS}| \leq 0{,}333 \text{ V}$

2) Cálculo do resistor de fonte, R_S:

Utilizando-se a Equação 17, tem-se:

$R_S = -V_{GS}/[(I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2]$

$R_S = 0{,}333/[4 \cdot 10^{-3}(1 - (-0{,}333)/(-2))^2]$

$R_S = 120\ \Omega$

3) Cálculo do resistor de dreno, R_D:

Utilizando-se a Equação 18, tem-se:

$R_D = 1{,}1 \cdot (V_{DD} - V_{(K)DS} + V_{DS})/I_{DSS}$

$R_D = 1{,}1 \cdot (12 - 3 + (-0{,}333))/(4 \cdot 10^{-3}) = 2{,}38\ \text{k}\Omega$

Utilizando-se o valor comercial mais próximo, tem-se:

$R_D = 2{,}2\ \text{k}\Omega$

O resistor de porta, R_G, poderá ser, por exemplo, de 100 kΩ.

Exercício 4

Projetar o circuito de polarização automática para o FET BF245B (I_{DSS} = 10 mA; V_P = –3,8 V e $V_{(K)DS}$ = 3 V) para uma alimentação de 15 V. Encontrar os valores comerciais de R_S, R_D e R_G. [82 Ω; 1,2 kΩ; 1 MΩ]

PRÁTICA

a) Montar o circuito projetado no Exercício 4.

b) Alimentar o circuito montado com uma fonte de 15 V.

c) Medir a corrente consumida pelo circuito, I_{DD}.

d) Medir os valores de V_S, V_G e V_D.

e) Determinar o valor de I_D.

f) Calcular a potência consumida pelo circuito, $P_{DD} = V_{DD}\ I_{DD}$.

Polarização de FETs por Tensão Constante

O valor da corrente contínua de fonte de um FET depende, até certo ponto, do valor da tensão de sinal aplicada entre porta e fonte. Portanto, o valor da corrente circulante irá variar em função do nível do sinal aplicado em sua entrada. Nos amplificadores de baixo nível, o acréscimo de corrente resultante da aplicação do sinal será mínimo, podendo-se utilizar a polarização automática. Porém, nos misturadores, poderá haver um acréscimo substancial no valor da corrente, quando da aplicação do sinal, alterando o ponto de operação escolhido.

Se for necessária uma boa estabilidade de tensão entre porta e fonte, deverá ser utilizado o circuito mostrado na Figura 5.

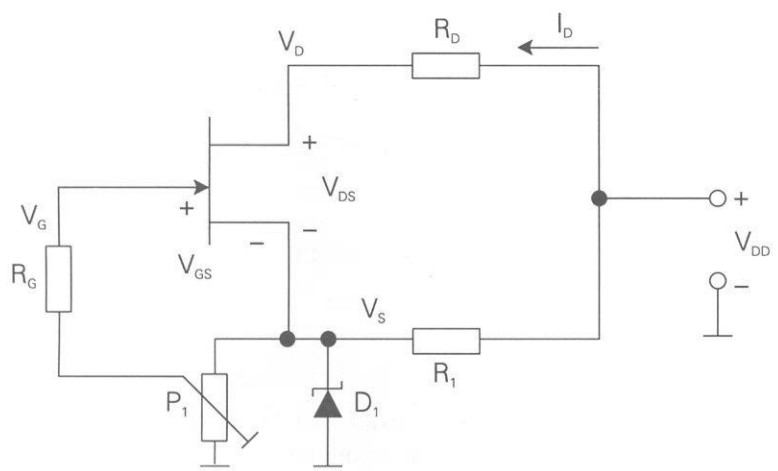


Figura 5 Polarização por tensão constante.

Nesse circuito, a tensão de fonte é estabilizada pelo diodo zener D_1. A tensão zener deverá ser maior do que a metade do módulo da tensão de constrição, V_P, do FET. Se for desejada a operação na região de corte, é necessário, então, que a tensão zener seja igual ou maior que o módulo da tensão de constrição.

$$V_Z > | V_P | /2 \qquad \text{Equação 19}$$

O potenciômetro, P_1, possibilita o ajuste exato da tensão de porta do FET. Como a tensão de fonte é constante, isso permite controlar o valor da tensão existente entre a porta e a fonte do FET, determinando, desta maneira, sua corrente de dreno. O valor do

potenciômetro deverá ser elevado, de modo que a corrente circulante possa ser desprezada. Um valor igual ou maior do que 10 kΩ é adequado para todas as finalidades.

$10\ k\Omega < P_1 < 1\ M\Omega$

O resistor R_1 é utilizado para fornecer corrente ao diodo zener, necessária para garantir a estabilidade da tensão desenvolvida em seus terminais, mesmo quando a corrente de fonte do FET for igual a zero. O valor de R_1 é dado pela seguinte equação:

$$R_1 = 0{,}8 \cdot (V_{DD} - V_Z)/I_{Z(min)} \qquad \text{Equação 20}$$

O valor do resistor de dreno é dado pela seguinte equação:

$$R_P = 1{,}1 \cdot (V_{DD} - V_{(K)DS} - V_Z)/I_{DSS} \qquad \text{Equação 21}$$

Projeto 5

Projetar o circuito de polarização por tensão constante para o FET BF245A.

BF245A: $I_{DSS} = 4$ mA; $V_P = -2$ V; $V_{(K)DS} = 3$ V

Tensão de alimentação: 15 V

1) Determinação da tensão zener de D_1:

Para permitir a operação em corte, a tensão zener precisa ser igual ou maior que o módulo da tensão de constrição. Portanto, um diodo zener de 2,7 V é inteiramente adequado para este caso.

$V_Z = 2{,}7$ V

Um diodo zener de 400 mW é adequado para a finalidade. Sua corrente zener mínima está ao redor de 5 mA.

2) Determinação do valor de P_1:

Como citado anteriormente, um potenciômetro de 100 kΩ é satisfatório para esta aplicação, portanto:

$P_1 = 100\ k\Omega$

3) Cálculo do resistor R_1:

Utilizando-se a Equação 20, tem-se:

$R_1 = 0{,}8 \cdot (V_{DD} - V_Z)/I_{Z(min)}$

$R_1 = 0{,}8 \cdot (15 - 2{,}7)/(5 \cdot 10^{-3}) = 1{,}97\ k\Omega$

Utilizando-se o valor comercial mais próximo, tem-se:

$R_1 = 1{,}8\ k\Omega$

4) Cálculo do resistor de dreno, R_D.

$R_D = 1{,}1 \cdot (V_{DD} - V_{(K)DS} - V_Z)/I_{DSS}$

$R_D = 1{,}1 \cdot (15 - 3 - 2{,}7)/(4 \cdot 10^{-3}) = 2{,}56\ k\Omega$

Utilizando-se o valor comercial mais próximo, tem-se:

$R_D = 2{,}7\ k\Omega$

5) O valor do resistor de porta, R_G, como no outro circuito, pode ser de qualquer valor. Neste projeto, pode ser adotado um de valor igual a 100 kΩ.

Exercício 5

Projetar o circuito de polarização por tensão constante para o FET BF245B (I_{DSS} = 10 mA; V_P = – 3,8 V e $V_{(K)DS}$ = 3 V) para uma alimentação de 15 V. Encontrar os valores comerciais de R_S, R_D, R_G e R_1. Determinar a tensão do diodo zener.

PRÁTICA

a) Montar o circuito projetado no Exercício 5.

b) Alimentar o circuito montado com uma fonte de 15 V.

c) Medir a corrente consumida pelo circuito, I_{DD}.

d) Medir os valores de V_S, V_G e V_D.

e) Determinar o valor de I_D.

f) Calcular a potência consumida pelo circuito, $P_{DD} = V_{DD} \cdot I_{DD}$

Polarização de Amplificadores em Classe B ou AB

Os amplificadores que operam em classe B ou AB, utilizando transistores de junção bipolares, necessitam um circuito de polarização diferente dos utilizados para amplificadores polarizados em classe A. Isso ocorre por dois motivos: primeiro, a corrente de

base aumenta na presença de sinal, exigindo que a tensão de polarização de base seja estabilizada; segundo, é necessário corrigir-se a tensão de polarização para compensar as variações da corrente quiescente com a temperatura. Ambos os requisitos são satisfeitos pelo circuito da Figura 6.

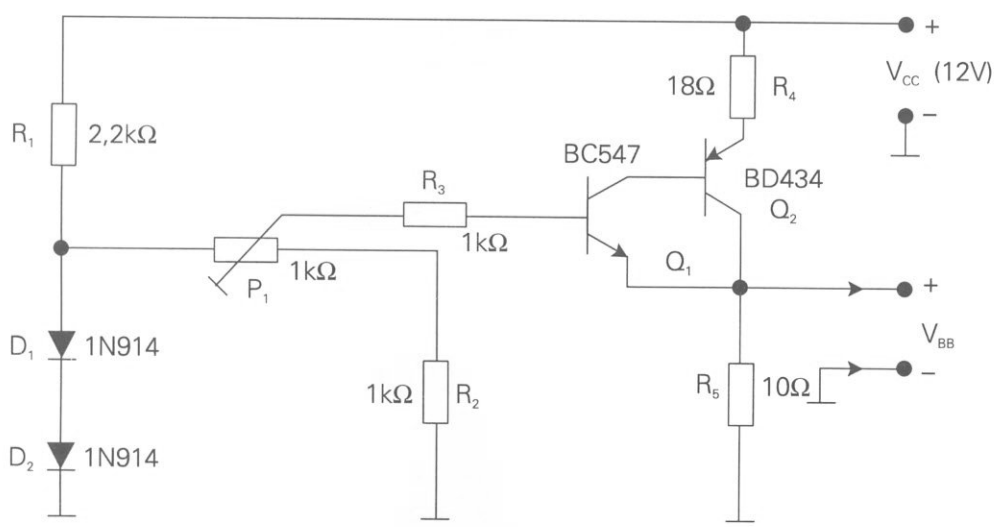


Figura 6 Fonte regulada e compensada em temperatura para polarização de base dos amplificadores de potência classe B ou AB.

Esse circuito é apropriado para polarização da base de transistores amplificadores de potência utilizados nos transmissores em SSB. Os diodos D_1 e D_2 são polarizados diretamente pelo resistor R_1, estabelecendo-se uma queda de tensão de aproximadamente 1,2 V, para uma corrente de polarização que deverá ficar na faixa de 3 a 10 mA, determinada pelo resistor R_1. Parte dessa tensão é aplicada através do potenciômetro P_1 e do resistor R_3 a base do transistor Q_1, que, juntamente com Q_2, forma um amplificador de corrente de ganho de tensão unitário (para variações de tensão) e de baixíssima impedância de saída. A saída desse amplificador é utilizada para fornecer a tensão de polarização de base para um amplificador de potência classe B ou AB.

A tensão fornecida pelo circuito é compensada em temperatura devido ao acoplamento térmico que precisa existir entre os diodos D_1 e D_2 e o transistor, ou transistores alimentados pela fonte de polarização. Assim, qualquer aumento de temperatura provocará a redução da tensão V_{BB} fornecida pelo circuito, evitando o crescimento indesejado da corrente de polarização que costuma ocorrer quando a fonte de polarização

fornece uma tensão estável e a temperatura aumenta. O potenciômetro P_1 é utilizado para ajustar a tensão fornecida pelo circuito.

A função dos resistores R_3 e R_4 é limitar a corrente máxima fornecida pela fonte de polarização em torno de 500 mA. Diminuindo-se os valores desses resistores é possível a obtenção de correntes de saída de até 1 A. O resistor R_5 é utilizado para garantir uma corrente mínima de coletor para Q_2, assegurando um ganho de corrente elevado, mesmo quando o consumo da carga for nulo.

Os transistores devem ser escolhidos em função dos valores de tensão e corrente de coletor máximos admissíveis, sendo determinados, respectivamente, pela fonte de alimentação V_{CC} e pela corrente que a fonte de polarização precisa fornecer. O transistor Q_2 precisa ser montado num dissipador de calor de dimensões adequadas para que a sua temperatura mantenha-se dentro de valores seguros.

MAKRON
Books

Apêndice 3

Acoplamento e Desacoplamento em Circuitos Eletrônicos

Acoplamento

Em qualquer equipamento eletrônico, existe sempre a necessidade da transferência de sinais entre dois pontos quaisquer: entre um gerador e a entrada do circuito, entre dois circuitos dispostos em cascata ou entre a saída de um circuito e a carga (Figura 1). Esse processo é chamado acoplamento. Como o acoplamento é realizado, normalmente, entre pontos contendo potenciais elétricos diferentes, torna-se necessária a utilização de capacitores para bloquear a corrente contínua, preservando a polarização do circuito. Dessa maneira, o acoplamento pode ser encarado como um filtro passa-alta que possui uma freqüência de corte bem abaixo da menor freqüência processada pelo circuito.

Desacoplamento

Outra função essencial é o desacoplamento, que pode ser analisado como um filtro passa-baixa do tipo RC ou RLC. Ele consiste na conexão de capacitores entre determinados pontos do circuito e a massa, com o objetivo de oferecer um caminho de baixa impedância para a corrente alternada, ao mesmo tempo em que é mantido inalterado o potencial contínuo ali existente (Figura 1). Os principais pontos de um circuito eletrônico que necessitam de desacoplamento são a alimentação e o terminal comum do dispositivo amplificador.

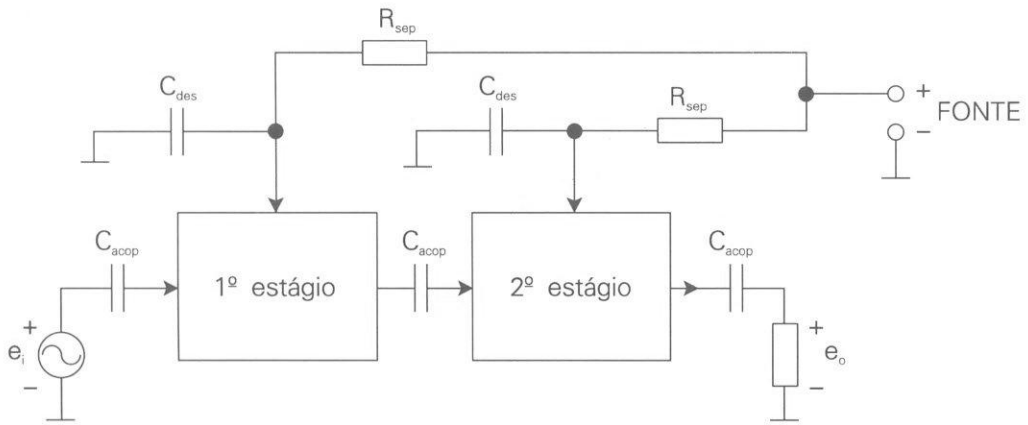


Figura 1 Diagrama em blocos de um amplificador de 2 estágios onde se destacam os elementos utilizados para o acoplamento do sinal e desacoplamento da fonte de alimentação.

Os símbolos utilizados para identificar as funções dos componentes utilizados na Figura 1 são explicados a seguir:

C_{acop}: capacitor de acoplamento

C_{des}: capacitor de desacoplamento

R_{sep}: resistor separador

Na Figura 2, é mostrado o circuito de um oscilador Colpitts (ver o Capítulo "Osciladores") onde pode-se localizar os componentes utilizados para o desacoplamento e o acoplamento de sinais. O capacitor C_B faz o acoplamento do sinal de entrada para a base do transistor e C_C, do coletor para a carga R_L. Os capacitores C_F e C_E fazem o desacoplamento da fonte de alimentação e do emissor, respectivamente. Neste circuito não é utilizado o resistor separador, cuja finalidade, como o nome sugere, é dificultar a passagem do sinal para a fonte de alimentação, obrigando-o a circular por C_F. Seu uso é recomendado em aparelhos onde vários circuitos são alimentados por uma única fonte.

As funções dos componentes reativos do circuito da Figura 2 são as seguintes:

L_1: impedância de transferência da rede de realimentação positiva (Z_3).

C_1: capacitor de sintonia da rede de realimentação (Z_1).

C_2: capacitor de saída da rede de realimentação (Z_2).

C_F: capacitor de desacoplamento da fonte de alimentação.

C_B: capacitor de acoplamento da base do transistor.

C_C: capacitor de acoplamento do coletor para a carga.

C_E: capacitor de desacoplamento do emissor.

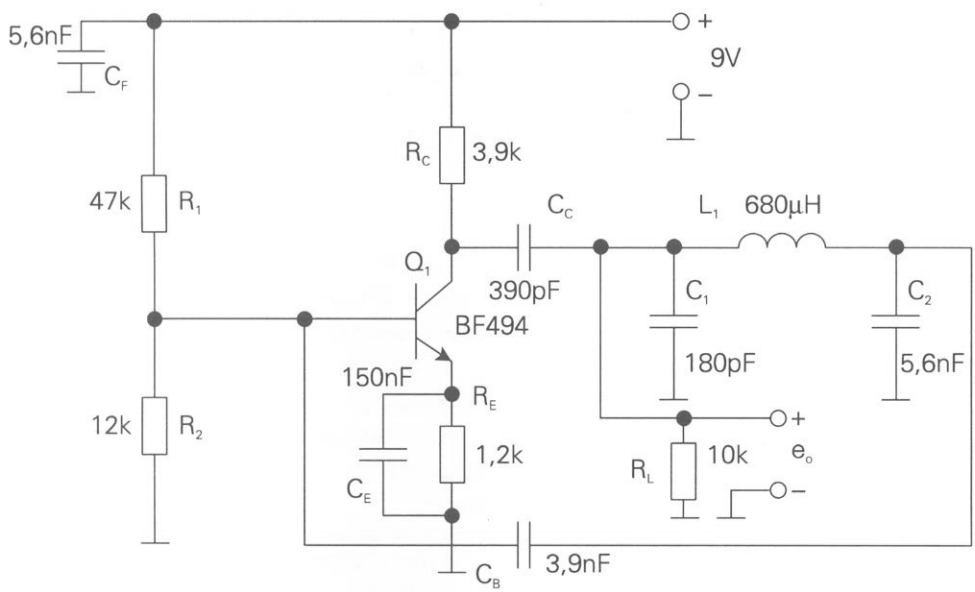


Figura 2 Oscilador Colpitts onde pode-se identificar os componentes relacionados com o acoplamento e desacoplamento (Projeto 2).

Princípios para Acoplamento e Desacoplamento Capacitivo de Circuitos

Idealmente, a impedância do capacitor de acoplamento deve ser nula para a freqüência do sinal. Para isso, o capacitor de acoplamento precisa ter o maior valor possível, levando-se em conta as limitações de espaço e custo.

Na prática, contudo, por causa da indutância residual dos capacitores, que costuma aumentar com o tamanho do mesmo (e, portanto, com a capacitância), é necessário limitar-se o valor máximo de capacitância utilizável em determinada freqüência, de forma a não se ultrapassar a frequência de auto-ressonância do capacitor (Figura 3).

O acoplamento e desacoplamento via capacitor precisa oferecer baixa impedância para os sinais e preservar a polarização contínua. Ambos os requisitos podem ser atendidos pela escolha do tipo adequado de capacitor e pelo cálculo do valor da capacitância e da tensão de ruptura do dielétrico. Para que um determinado capacitor cumpra de maneira eficiente sua tarefa, ele deve apresentar as seguintes características:

a) A reatância capacitiva deverá ser pequena em comparação com a impedância do(s) ponto(s) do circuito onde o mesmo estiver conectado. Este requisito é atendido facilmente, desde que se conheça a impedância do ponto de conexão e a freqüência do sinal que se deseja acoplar ou desacoplar.

Para o acoplamento ou desacoplamento, os capacitores deverão apresentar uma reatância que não ultrapasse 10% do valor da impedância vista pelos seus terminais. A aplicação dessa regra simples produz bons resultados. Na condição limite, por exemplo, quando a reatância capacitiva é exatamente 10% da impedância, o ganho do circuito será igual a 0.995 do máximo, com um ângulo de fase de 5,7°, ou seja, haverá uma perda de ganho de apenas 0,5%, que é perfeitamente desprezível, se comparada com a tolerância normalmente aceita para os valores dos componentes utilizados nos circuitos eletrônicos.

Deve-se observar, contudo, que os efeitos do acoplamento e desacoplamento são cumulativos, devendo-se calcular o efeito total sobre o ganho e o ângulo de fase com o auxílio das seguintes equações (desde que os capacitores de acoplamento e desacoplamento tenham uma reatância igual a 10% da impedância no ponto):

$$A = 0{,}995^{n} \qquad \text{Equação 1}$$

$$\theta = 5{,}7^{\circ}\ n \qquad \text{Equação 2}$$

onde n representa o número de capacitores de acoplamento e desacoplamento empregados no circuito.

b) A reatância indutiva residual dos capacitores, principalmente os de desacoplamento, deverá ser mantida pequena em comparação com a sua reatância capacitiva. A reatância indutiva residual é causada pela indutância dos terminais e das placas do capacitor, adicionada à indutância da trilha de circuito impresso onde o mesmo está conectado. Por isso, em freqüências superiores a 30 MHz e nos amplificadores de potência, onde a indutância residual precisa ser mantida em níveis especialmente redu-

zidos, é importante que as trilhas do circuito impresso sejam curtas e largas e que o capacitor utilizado possua terminais curtos e grossos e, de preferência, planos.

Nas freqüências inferiores a 1 MHz, a indutância residual exerce pequena influência no acoplamento ou desacoplamento do circuito e a maioria dos modelos de capacitores poderão ser utilizados, com a exceção dos capacitores eletrolíticos de valor elevado.

Em freqüências superiores a 1 MHz, os capacitores eletrolíticos poderão ser utilizados, desde que em paralelo com outros capacitores de valor adequado, de filme plástico ou disco cerâmico. Esse é o recurso utilizado em amplificadores de faixa larga para garantir o acoplamento e o desacoplamento, onde, nas baixas freqüências, atuam os capacitores eletrolíticos, e, nas altas freqüências, atuam os capacitores de menor valor.

Acima de 10 MHz, a indutância residual dos capacitores de filme plástico torna desaconselhável sua utilização para o desacoplamento, devendo-se optar por capacitores que possuam placas planas, como os cerâmicos de disco, os "chips" e os multicamadas.

Nos amplificadores de potência que operam em freqüências superiores a 70 MHz, é conveniente a utilização de capacitores de mica blindada. Aliás, para o desacoplamento da fonte de alimentação, deve-se preferir capacitores que possuam eletrodos duplos para a conexão com a armadura interna (capacitores de passagem). Devido a possuírem eletrodos planos e uma carcaça metálica conectada à armadura externa, que permite soldá-los diretamente à placa de circuito impresso, os capacitores de passagem de mica blindada apresentam uma indutância residual virtualmente nula.

A redução da indutância residual pode ser conseguida, também, pela conexão em paralelo de dois ou mais capacitores, de valores iguais ou diferentes. Este recurso pode ser utilizado com sucesso na faixa 150 MHz, onde é comum associar-se em paralelo 3 ou 4 capacitores cerâmicos de disco de 470 pF, por exemplo, para a obtenção de um resultado semelhante ao conseguido pela utilização de capacitores de mica blindada.

A Figura 3 mostra um gráfico com as faixas de freqüências e capacitância apropriadas para cada tipo de capacitor.

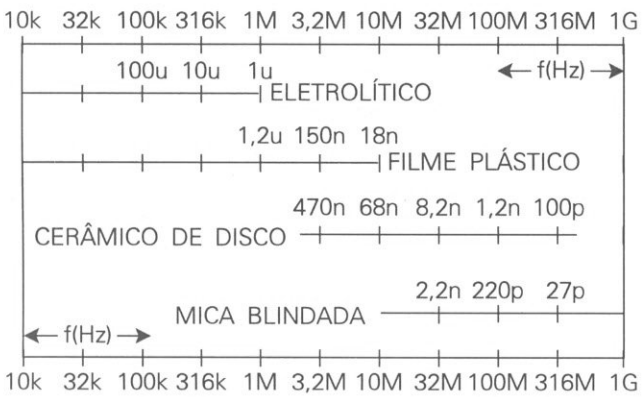


Figura 3 Gráfico dos valores máximos de capacitância em função da freqüência para diversos tipos de capacitores de acoplamento ou desacoplamento.

Os valores de capacitância máxima em função da freqüência mostrados no gráfico, são adequados nos circuitos onde não existem grandes quantidades de harmônicos. Se for necessária a utilização do valor máximo permitido em determinada freqüência, e a distorção harmônica ultrapassar a 10%, como acontece nos amplificadores classe C, será necessária a utilização de um outro capacitor em paralelo, de valor adequado para a frequência do harmônico correspondente. Este procedimento é normalmente empregado em freqüências superiores a 30 MHz, onde é comum a associação em paralelo 2 ou 3 capacitores, de por exemplo, 100 pF, 1 nF e 100 nF. O primeiro, de alto valor, é utilizado para a prevenção contra oscilações em baixas freqüências (entre 100 kHz e 10 MHz). Os dois últimos, de menor valor, para o desacoplamento do sinal e seus harmônicos (ver no Capítulo "Casadores de Impedâncias", a Tabela 3, para a obtenção dos valores efetivos de capacitância em função da freqüência. Ver também a Equação 101, do mesmo capítulo).

c) A resistência de perdas do circuito equivalente série do capacitor deverá ser pequena em comparação com a resistência do(s) ponto(s) de ligação. Este requisito é especialmente importante quando se tratar do acoplamento ou desacoplamento em pontos onde circule uma intensidade de corrente apreciável, como nos amplificadores de potência, por exemplo. Para a redução da resistência em série, além da utilização de capacitores adequados, como os de mica e cerâmicos de baixas perdas, é possível a associação em paralelo de dois ou mais capacitores, recurso que também contribui para a redução da indutância residual.

Desacoplamento da Alimentação

Nas freqüências superiores a 1 MHz, deve-se considerar a fonte de alimentação como um circuito aberto para corrente alternada, tornando-se imprescindível a utilização de um capacitor de desacoplamento em cada um dos circuitos por ela alimentados (por exemplo, o circuito do receptor AM, da Figura 15, do Capítulo "Receptores"). Isso evita o acoplamento indevido dos circuitos via linha de alimentação, o que costuma causar sérios inconvenientes, como instabilidade de funcionamento, oscilações indesejáveis, entre outros. Neste caso, também é essencial a utilização de resistores separadores entre cada circuito e a fonte de alimentação. Para se evitar a queda de tensão provocada pelos resistores, estes podem ser substituídos por indutores de valor adequado (choques).

Para o desacoplamento da linha de alimentação, a reatância capacitiva deverá ser pequena o suficiente para que o resíduo de sinal alternado possa ser desprezado. Isso implica na utilização de um desacoplamento em que a impedância do capacitor fique entre 1 e 3% da resistência equivalente para corrente contínua do circuito alimentado. Nas freqüências superiores a 70 MHz, principalmente, a impedância do capacitor dependerá, também, da reatância indutiva do circuito de desacoplamento, podendo-se, no caso da ressonância em série, tornar-se nula. Nesse caso, e se a amplitude dos harmônicos for apreciável, deve-se conectar em paralelo um outro capacitor de menor valor, para que a corrente de harmônicos possa alcançar a massa, com um mínimo de impedância.

O valor do capacitor de desacoplamento não deverá exceder os valores indicados no gráfico da Figura 3, embora o melhor desacoplamento seja obtido com a utilização dos valores máximos indicados. Caso seja necessário, pode-se associar dois ou mais capacitores em paralelo, para obtenção da capacitância total.

Nos amplificadores de potência operando em freqüências superiores a 30 MHz, pode-se conectar em cascata duas ou três células de desacoplamento, constituídas por capacitores e choques de RF, conforme mostrado na Figura 4.

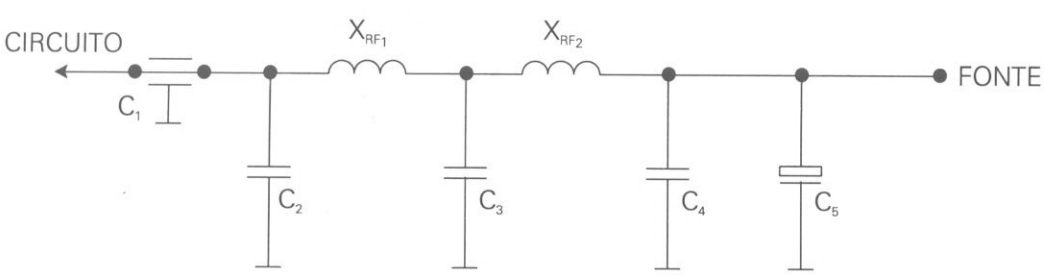


Figura 4 Células de desacoplamento em cascata para a linha de alimentação de amplificadores de potência de RF.

O tipo de a finalidade dos componentes utilizados no circuito da Figura 4 é a seguinte:

C_1 : Capacitor de passagem de mica blindada. Utilizado para desacoplar os harmônicos e a fundamental.

C_2 : Capacitor de disco para o desacoplamento da fundamental.

C_3 : Capacitor de disco para o desacoplamento da fundamental.

C_4 : Capacitor de disco de 100 nF, para prevenir contra oscilações de baixa freqüência.

C_5 : Capacitor eletrolítico de 10 μF, para prevenir contra oscilações de baixa freqüência.

X_{RF1} : Choque de radiofreqüência para bloquear o sinal e forçar sua passagem pelos capacitores de desacoplamento.

X_{RF2} : A mesma função que X_{RF1}.

Os componentes cujos valores não foram dados, devem ser determinados em função da freqüência, tendo em vista o atendimento dos critérios anteriormente definidos.

A Capacidade de Isolação Contínua no Acoplamento e Desacoplamento

Os potenciais contínuos existentes nos pontos de acoplamento ou desacoplamento podem ser mantidos inalterados pela utilização de capacitores que possuam uma isolação adequada entre as placas. Para que o dielétrico de um capacitor não seja perfurado pela diferença de potencial a que for submetido, é essencial que a tensão aplicada não ultrapasse o valor máximo absoluto especificado pelo fabricante do componente, sendo conveniente, inclusive, a adoção de uma certa margem de segurança (de pelo menos 20%), como proteção quanto a uma eventual sobretensão. Assim, um capacitor especificado para 16 V de tensão máxima, não deveria trabalhar sobre uma diferença de potencial superior a 13 V, por exemplo.

Projeto de Acoplamento e Desacoplamento

Tendo-se em mente os princípios enunciados, serão mostrados alguns exemplos de projeto do acoplamento e desacoplamento de diversos circuitos, alguns cuja polarização é calculada no Apêndice "Polarização".

Projeto 1

Projetar o acoplamento e desacoplamento do circuito mostrado na Figura 5.

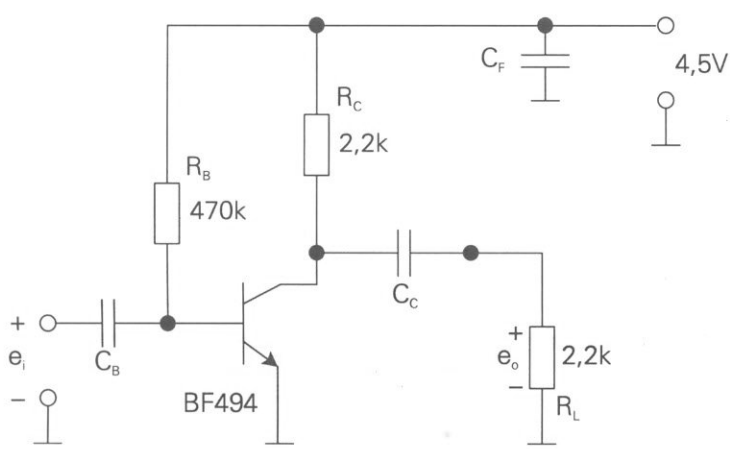


Figura 5 Amplificador utilizado para exemplificar o projeto do acoplamento e desacoplamento de circuitos.

Características do circuito:

Freqüência mínima de operação: de 100 kHz

Alimentação: 4,5 V × 1 mA

Transistor: BF494, h = 115

a) Cálculo do capacitor C_B:

Aplicando-se a regra de que a reatância capacitiva deve ser no máximo 10% do valor da impedância do ponto de acoplamento, tem-se:

$$C_B = \frac{1,75}{f \cdot Z_1}$$ Equação 3

A impedância de entrada é dada (aproximadamente) por:

$$Z_I = \frac{h_{fe}}{38,6\ I_C} // R_B$$ Equação 4

$$Z_I = \frac{115}{38,6\ 10^{-3}} // 470 \cdot 10^3 = 2,96\ k\Omega$$

$$C_B = \frac{1,75}{100 \cdot 10^3 \cdot 2,96 \cdot 10^3} = 5,91\ nF$$

Utilizando-se o valor comercial mais próximo:

$C_B = 5,6\ nF$

Consultando-se o gráfico da Figura 3, chega-se à conclusão que o capacitor adequado para C_B é do tipo cerâmico ou poliéster. A tensão contínua sobre o capacitor é de aproximadamente 0,7 V. Portanto, qualquer valor de isolação será aceitável, como, por exemplo, 32 V.

b) Cálculo do capacitor C_C:

Aplicando-se a mesma regra utilizada para o cálculo do capacitor de base, tem-se:

$$C_C = \frac{1,75}{f\ (R_C + R_L)}$$ Equação 5

$$C_C = \frac{1,75}{100 \cdot 10^3 \cdot (2,2 + 2,2) \cdot 10^3} = 3,98\ nF$$

Utilizando-se o valor comercial mais próximo:

$C_C = 3,9\ nF$

Para este capacitor, são válidas as mesmas considerações feitas para o capacitor C_B.

c) Cálculo do capacitor C_F:

Aplicando-se a regra de que a reatância capacitiva deve ser no máximo 1% do valor da impedância do ponto de desacoplamento, tem-se:

$$C_F = \frac{20\ I_{CC}}{f\ V_{CC}}$$ Equação 6

$$C_F = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{100 \cdot 10^3 \cdot 4{,}5} = 44{,}4\ \text{nF}$$

Portanto, utilizando-se o capacitor comercial mais próximo:

$C_F = 47$ nF

Desacoplamento de Emissor ou Fonte em Amplificadores com BJTs ou FETs

Um ponto que merece especial atenção é o desacoplamento de emissor, nos BJTs, ou de fonte, nos FETs, em amplificadores em emissor comum ou fonte comum. A impedância neste ponto á dada, aproximadamente, pela equação seguinte:

$$Z_E = Z_F = 1/g_m$$ Equação 7

$$C_E = C_S = \frac{1{,}75\ g_m}{f}$$ Equação 8

sendo que, nos BJTs, Z pode ser calculado ainda pela seguinte equação:

$$Z_E = 1/(38{,}6\ I_C)$$ Equação 9

$$C_E = \frac{68\ I_C}{f}$$ Equação 10

Projeto 2

Projetar o acoplamento e o desacoplamento para o circuito da Figura 2. A impedância de carga é de 10 kΩ e a freqüência central do amplificador é de 455 kHz.

Alimentação:

9 V × 1,16 mA

Transistor BF494:

$c_{b'e} = 22$ pF; $c_{cb'} = 0{,}85$ pF e $g_m = 38{,}6$ mS; $h_{fe} = 115$

$R_B = 47\ k\Omega\ //\ 12\ k\Omega = 9{,}56\ k\Omega$

1) Cálculo do ganho de tensão:

$$A = -g_m R_L = -38{,}6 \cdot 10^{-3} \cdot 10 \cdot 10^3 = -386$$

2) Cálculo da impedância de entrada:

Como a freqüência e o ganho de tensão são relativamente elevados, é necessário levar-se em conta o efeito Muller da capacitância de realimentação $c_{cb'}$ sobre a capacitância de entrada do amplificador, a qual apresentará maior influência sobre o valor do capacitor de acoplamento que a parte resistiva da impedância. Assim, a impedância de entrada será dada pela equação seguinte:

$$Z_I = \frac{h_{fe}}{g_m} // -j\ \frac{1}{2\pi f (c_{b'e} + C_{cb'} (1 - A))} \qquad \text{Equação 11}$$

$$Z_I = \frac{115}{38{,}6 \cdot 10^{-3}} // -j\ \frac{1}{2\pi 455 \cdot 10^3 \cdot (22 + 0{,}85\ (1 - (-386)) \cdot 10^{-12})}$$

$$Z_I = 2{,}98 \cdot 10^3\ //\ -J997\ \Omega$$

$$|Z_I| = 945\ \Omega$$

3) Cálculo do capacitor de base C_B:

Utilizando-se o valor do módulo de Z_I na Equação 3, tem-se:

$$C_B = \frac{1{,}75}{f\ |Z_I|}$$

$$C_B = \frac{1{,}75}{455 \cdot 10^3 \cdot 945} = 4{,}07 \cdot 10^{-9}\ F$$

$$C_B = 3{,}9\ nF$$

O capacitor adequado é do tipo cerâmico, de disco, ou de filme plástico, com uma tensão de isolação superior à tensão de base. A padronização dos componentes comerciais, contudo, obriga a utilização de um capacitor para, pelo menos, 32 V que é o menor valor de tensão de isolação disponível para esse valor de capacitância.

4) Cálculo do capacitor de acoplamento de saída C_C, a partir da Equação 5:

$$C_C = \frac{1{,}75}{f\ (R_C + R_L)}$$

Considerando-se R_C igual a zero (para evitar-se o cálculo da impedância de saída do amplificador mais o filtro):

$$C_C = \frac{1{,}75}{455 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 385\ \text{pF}$$

Utilizando-se o valor comercial mais próximo:

$C = 390$ pF

O capacitor adequado é do tipo cerâmico de disco, com uma tensão de isolação superior à tensão da fonte de alimentação. A menor tensão de isolação disponível comercialmente para esse valor de capacitância, gira ao redor de 63 V.

5) Cálculo do capacitor de emissor, C_E, a partir da Equação 8:

$$C_E = \frac{1{,}75\ g_m}{f}$$

$$C_E = \frac{1{,}75 \cdot 38{,}6 \cdot 10^{-3}}{455 \cdot 10^3} = 149 \cdot 10^{-9}\ \text{F}$$

Utilizando-se o valor comercial mais próximo, tem-se:

$C_E = 150$ nF

O capacitor adequado é do tipo cerâmico de disco ou de filme plástico, com uma tensão de isolação superior à tensão de emissor (ver o comentário feito no item anterior).

6) Cálculo do capacitor de desacoplamento da linha de alimentação, C_F:

Utilizando-se a Equação 6 para o cálculo de C_1:

$$C_F = \frac{20\ I_{CC}}{f\ V_{CC}}$$

$$C_F = \frac{20 \cdot 1{,}16 \cdot 10^{-3}}{455 \cdot 10^3 \cdot 9} = 5{,}67 \cdot 10^{-9}\ \text{F}$$

Utilizando-se o valor comercial mais próximo:

$C_F = 5{,}6$ nF

O capacitor adequado é do tipo cerâmico de disco ou de filme plástico, com uma tensão de isolação superior à tensão de alimentação (ver o comentário feito no item 4). Como o valor necessário para C_F é muito inferior ao que se poderia utilizar na freqüência de 455 kHz (Figura 3), convém utilizar-se um capacitor de maior valor, como, por exemplo, 100 nF.

Observações Finais

Embora os exemplos de projetos tenham sido realizados com transistores de junção bipolar, os princípios aplicados são válidos, também, nos circuitos que utilizem FETs ou válvulas eletrônicas. Devido às impedâncias mais elevadas destes dispositivos, os capacitores de acoplamento terão, normalmente, valores menores dos que os utilizados nos circuitos semelhantes que empreguem BJTs.

PRÁTICA

a) Montar o circuito da Figura 5. Alimentar com 10 V e medir as tensões e correntes de polarização.

b) Conectar um gerador de RF com a amplitude de 5 mV_{P_P} na entrada do amplificador e um osciloscópio com ponta de prova de baixa capacitância (10 pF, máximo) na saída.

c) Variar a freqüência do gerador até conseguir o máximo de amplificação e anotar o valor da freqüência do gerador.

d) Medir a amplitude do sinal de entrada e de saída. Calcular o ganho do amplificador ($A = e_0/e_i$).

e) Substituir um dos capacitores de acoplamento ou desacoplamento, por outro de valor igual a 1/5 do valor original, começando por C_1.

f) Repetir os itens c e d do procedimento.

g) Recolocar o capacitor removido em seu lugar original e repetir a partir do item e para o próximo capacitor até percorrer todo o circuito (não alterar o capacitor de filtro C_3).

h) Comparar os resultados obtidos em *f* com os obtidos anteriormente.

Esse experimento permite observar o efeito da capacitância sobre o desempenho do amplificador. Pode-se repetir a experiência anterior utilizando-se capacitores e valor igual a 5 vezes o valor original (no item e).

Problemas Propostos

1) Projetar o acoplamento e o desacoplamento da seção de AF do circuito da Figura 6 do Capítulo "Transmissores de AM". Considerar a freqüência mínima de 300 Hz. Conferir o resultado da aplicação dos princípios expostos neste Apêndice, com os valores fornecidos no diagrama esquemático.

Apêndice 4

Transistores de Potência para Radiofreqüência

Um transistor de potência de RF pode ser representado pelo circuito equivalente da Figura 1. É similar ao circuito equivalente Pi-híbrido, exceto pela inclusão da capacitância c_{bc} que representa a alta capacitância entre coletor e base decorrente da geometria interna deste tipo de transistor. Essa capacitância, juntamente com $c_{b'c}$ varia de forma não-linear com a tensão aplicada entre coletor e emissor. Os indutores L_B, L_E e L_C representam as indutâncias dos terminais do transistor de potência.

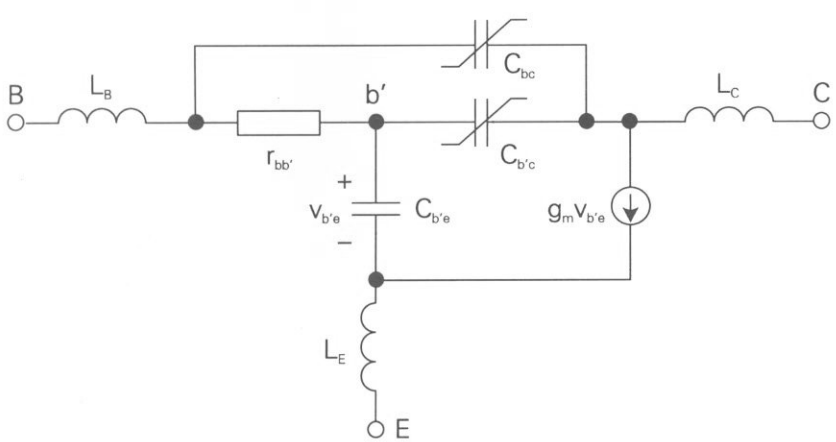


Figura 1 Circuito equivalente de um transistor amplificador de potência de RF.

A impedância de entrada do transistor é composta pela combinação série de uma resistência de valor entre 1 a 10 ohms e uma reatância formada pela capacitância de difusão da junção de emissor, em série com a indutância dos terminais. A presença das capacitâncias de difusão e transição, conjugadas com a indutância dos terminais, faz com que o transistor se comporte como um circuito RLC-série. Por isso, a impedância de terminação, principalmente a de entrada, é capacitiva nas freqüências inferiores a 100 MHz, e indutiva, acima desta freqüência (o valor exato da freqüência na qual a reatância de entrada passa de capacitiva para reativa, depende do transistor utilizado).

Um outro circuito equivalente, muito útil, é mostrado na Figura 2. Nele são consideradas apenas as impedâncias de terminação do transistor.

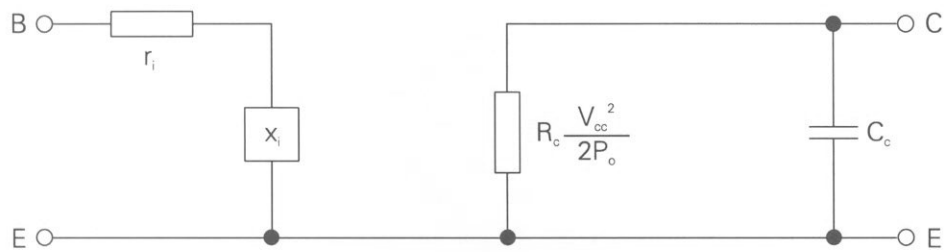


Figura 2 Circuito onde são mostradas as impedâncias de terminação de um transistor amplificador de potência de RF.

Este circuito é adequado para o projeto das redes casadoras de impedâncias. Pode-se observar que a resistência equivalente de coletor, para RF, é proporcional ao quadrado da tensão de alimentação do amplificador e inversamente proporcional à potência de saída, dada pela equação mostrada da própria figura. Em paralelo com esta resistência, está a capacitância de coletor, C_C. A carga sobre a qual será desenvolvida a potência deverá oferecer uma resistência igual ao valor de R_C, com uma reatância de módulo igual ao da reatância de C_C, porém, de ângulo oposto.

A Figura 3 mostra um gráfico onde pode-se observar a variação da impedância de entrada, em função da freqüência, para um transistor epitaxial de 25 W de saída (BLX13), na configuração emissor-comum. Por comparação, a Figura 4 mostra essas mesmas características no transistor 2N4427, de 1 W.

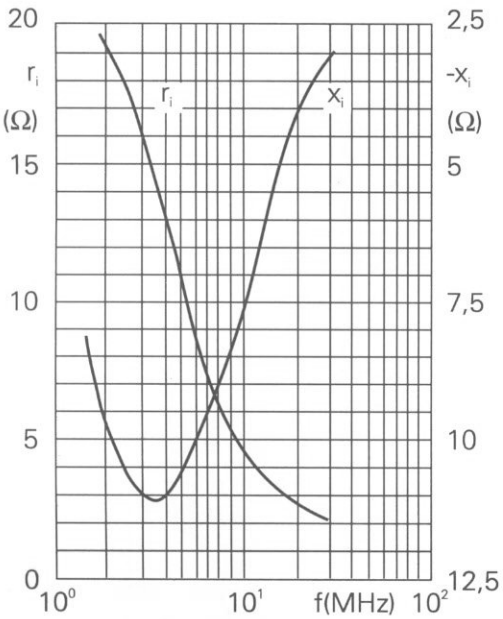


Figura 3 Variação da impedância de entrada em função da freqüência, para o transistor BLX13.

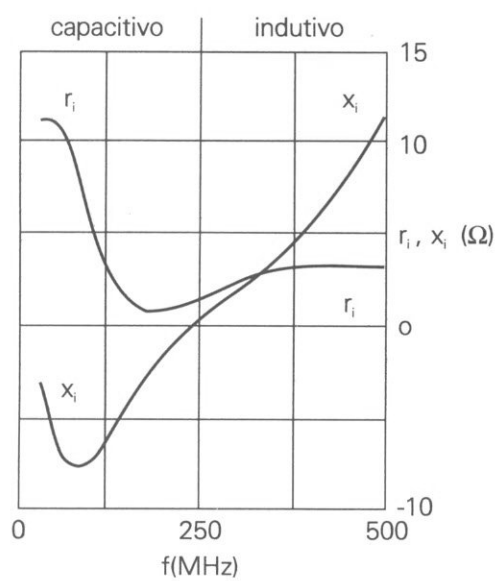


Figura 4 O mesmo da Figura 4 para o transistor 2N4427.

A Figura 5 mostra o gráfico da variação de c_c com a variação da tensão aplicada entre coletor e base (com o emissor em aberto).

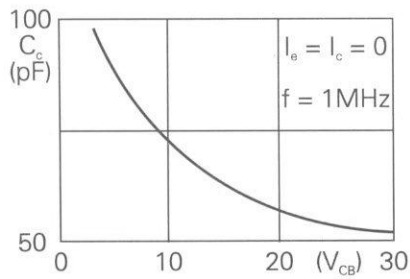


Figura 5: Capacitância de coletor, c_c, em função da tensão entre coletor e base, V_{CB}, para transistor BLX13.

Quando um transistor opera em alta freqüência, seu ganho de potência diminui com o aumento da freqüência do sinal amplificado. O gráfico da Figura 6 mostra como varia o ganho de potência de um transistor típico de RF, em função da frequência. A potência máxima de saída também diminui com o aumento da freqüência (Figura 7).

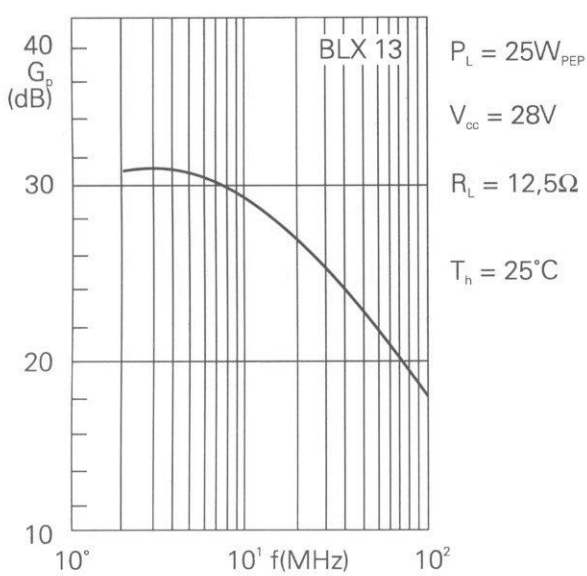


Figura 6 Ganho de potência em função da freqüência para o BLX13.

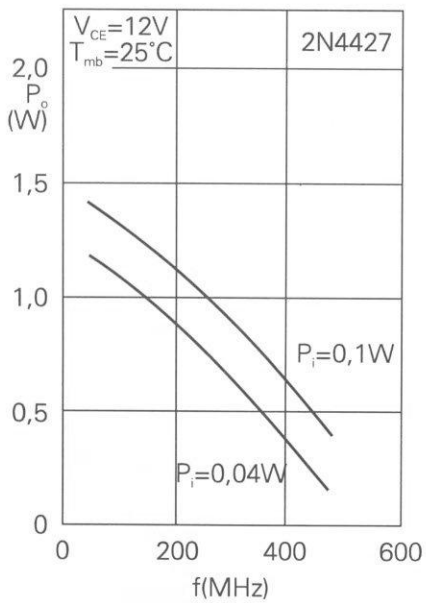


Figura 7 Curva da potência de saída em função da freqüência para o 2N4427.

Cuidados na Utilização de Transistores de Potência de RF

Deve-se observar que um transistor de potência de RF deve operar sempre dentro da faixa de potência para o qual ele foi fabricado, sob pena de não apresentar o rendimento esperado. Assim, não se deve utilizar um transistor de, por exemplo, 20W, numa potência muito inferior (5W), ou superior (30W). No primeiro caso, o seu desempenho será inferior ao de um transistor apropriado para aquela potência. No segundo caso o transistor terá sua vida útil comprometida.

Outro problema é a utilização de transistores fabricados para as faixas de VHF e UHF em amplificadores de HF. Tais transistores possuem uma f_T muito elevada, fazendo com que, também, o ganho seja elevado em baixas-freqüências (inferiores a 30 MHz). Para a utilização desses transistores, é necessário o uso de redes amortecedoras de baixa freqüência em paralelo com a base.

Para finalizar, seguem-se alguns conselhos e recomendações que dizem respeito ao uso de transistores de potência RF.

a) Deve-se prover um meio adequado para dissipar o calor gerado pelo funcionamento do transistor mediante o uso de dissipadores de calor: um transistor de RF deve funcionar frio ao toque. Excesso de temperatura causa perda de potência e aumenta a dissipação de calor, podendo provocar uma avalanche térmica, com conseqüente dano para o transistor.

b) O ganho de corrente de um transistor de potência de RF, varia de forma inversamente proporcional à corrente de coletor. A corrente de pico é determinada, assim, pela diminuição aceitável da amplificação em alta freqüência. Isso é importante quando a tensão de alimentação é baixa e se usa modulação em amplitude.

c) O regime de tensão entre coletor e base não deve ser excedido para que não ocorra ruptura da junção. Isso pode ocorrer, principalmente quando se usa modulação em amplitude e a carga se encontra reativa, seja pelo descasamento de impedância com a antena, seja durante o processo de ajuste de sintonia.

d) A freqüência de transição, f_T, do transistor deve ser muito superior à freqüência de operação do amplificador. Como a freqüência de transição é função da corrente e, normalmente, diminui para correntes elevadas de emissor, deve-se determinar o nível da corrente de trabalho antes de escolher o transistor. Uma alta f_T em correntes elevadas é própria de um bom transistor de potência de RF.

e) Em uso móvel, um transistor de potência de RF está sujeito a condições severas de descasamento de impedâncias, causadas por linhas de transmissão ou antenas defeituosas. Para suportar os regimes elevados de tensão e corrente, resultantes destas condições adversas, o transistor deve ser montado num bom dissipador de calor, capaz de manter baixa a temperatura da junção.

Apêndice 5

Multiplicadores de Freqüência

No Capítulo "Osciladores" é discutida a importância da utilização de osciladores que funcionem em freqüências relativamente baixas, para a estabilidade de freqüência dos equipamentos de rádio, principalmente os transmissores. Por isso, para a obtenção de freqüências elevadas, principalmente nas faixas de VHF e UHF, torna-se necessária a utilização de circuitos multiplicadores de freqüência, que nada mais são do que amplificadores operando de forma não-linear, o que provoca a geração de harmônicos, seguidos de filtros passa-faixa de alta seletividade, sintonizados na freqüência de um dos harmônicos do sinal aplicado na entrada do amplificador (Figura 1).

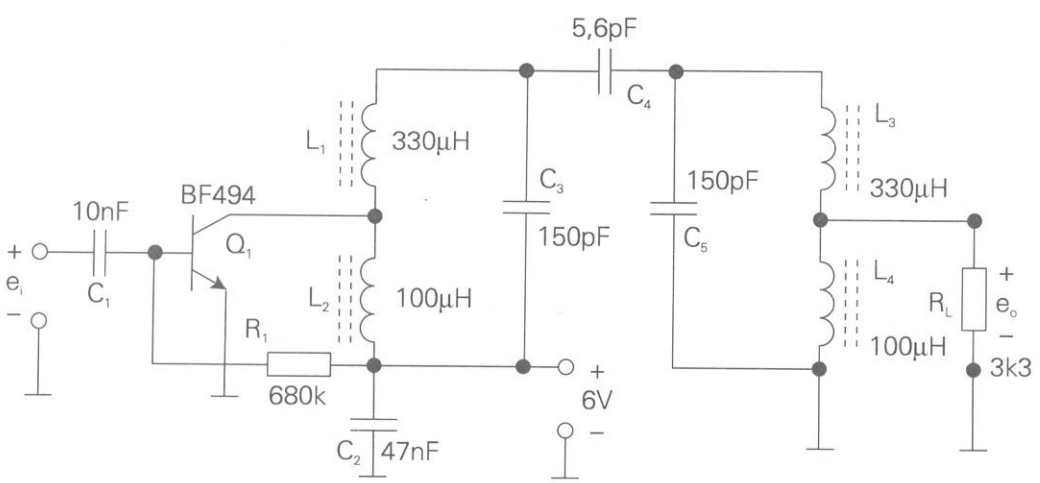


Figura 1 Multiplicador de freqüência típico.

Embora o circuito da Figura 1 opere em baixa freqüência, seu funcionamento é idêntico ao dos multiplicadores de freqüência utilizados em VHF e UHF. O sinal de entrada é de forma senoidal, que deve possuir uma amplitude elevada, igual ou superior a 1 V_{P-P}, leva a junção base-emissor a retificar o sinal aplicado, provocando o estabelecimento de uma polarização contínua sobre o capacitor de acoplamento, C_1, que leva o ponto de operação do transistor para a região de corte. Com isso, o transistor passa a operar em classe C, com um ângulo de condução inferior a 180° (Figura 2).

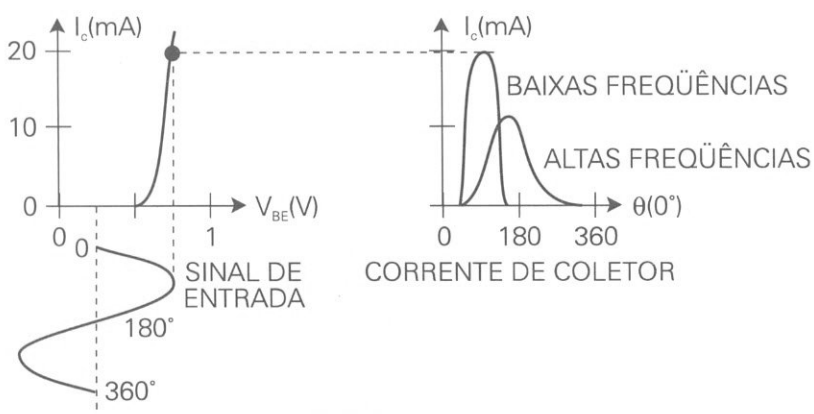


Figura 2 Formas de onda num amplificador classe C.

O pulso de corrente de coletor gerado por um transistor que comuta rapidamente entre a região de corte e a de condução, é rico em harmônicos. Quanto menor a duração do pulso e mais rápida a variação de corrente, tanto maior a intensidade dos harmônicos gerados, principalmente os de ordem superior. Estes pulsos de corrente são filtrados por um filtro passa-faixa de sintonia dupla de alta seletividade, conectado ao coletor do transistor. A conexão do coletor no ponto de união entre os dois indutores, assim como a carga R_L, visa o aumento da seletividade e o casamento de impedâncias do coletor e da carga, com o filtro, que é de alta impedância. A propósito, os componentes utilizados no filtro deverão ser de alta precisão, de preferência, medidos numa ponte RLC. Na prática, pode-se utilizar capacitores ou indutores ajustáveis, para o ajuste preciso da freqüência central do filtro.

A redução da amplitude do sinal de entrada provoca a redução da tensão de polarização do capacitor e o aumento do ângulo de condução do transistor e, em conseqüência, a redução da amplitude dos harmônicos de ordem mais elevada. O mesmo efeito é causado pelo uso de transistores que operem acima da freqüência de corte em emissor-comum, devido ao aumento do tempo de subida e de descida da corrente de coletor.

A Figura 3 mostra a variação teórica da intensidade do segundo e terceiro harmônicos em função do semi-ângulo de condução, para um dispositivo que possua uma curva característica reta após o joelho da curva.

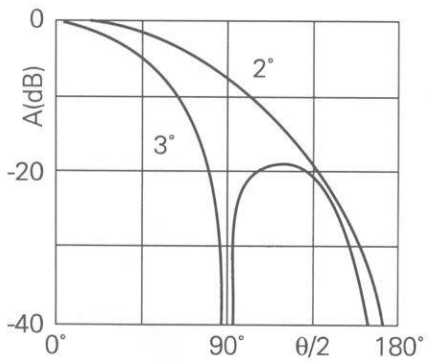


Figura 3 Curva da variação da intensidade dos dois primeiros harmônicos em função do semi-ângulo de condução.

A análise da Figura 3 mostra que o valor do ângulo de condução exerce grande influência sobre a amplitude dos harmônicos gerados. Para um semi-ângulo de condução de 180°, correspondendo ao funcionamento em classe A, não há geração de harmônicos. Para um semi-ângulo de 90°, não é gerado o terceiro harmônico.

A Figura 4 mostra a intensidade de cada componente do sinal de saída para o circuito da Figura 1. Esta curva de distribuição de níveis é típica para multiplicadores de freqüência que utilizem transistores operando abaixo da freqüência de corte em emissor-comum. Ela foi obtida pela variação da freqüência do sinal aplicado na entrada do circuito, mantendo-se constantes o nível do sinal aplicado, de 1 V_{P-P}, e a freqüência central do filtro de saída, 627 kHz. O nível de 0 dB corresponde a uma amplitude de saída, e_0, de 10,5 V_{P-P}.

É de grande importância a utilização de filtros de alta seletividade após o elemento não-linear, com a finalidade de se eliminar a fundamental e os harmônicos indesejados. A seletividade do filtro deve ultrapassar a – 70 dB, na faixa de rejeição, para circuitos triplicadores de freqüência, devendo ser ainda maior, no caso da utilização de fatores de multiplicação mais elevados. Por este motivo, a maioria dos multiplicadores de freqüência trabalham como dobradores ou triplicadores de freqüência. Fatores de multiplicação mais elevados poderão ser conseguidos com o cascateamento de dois ou mais multiplicadores de freqüência.

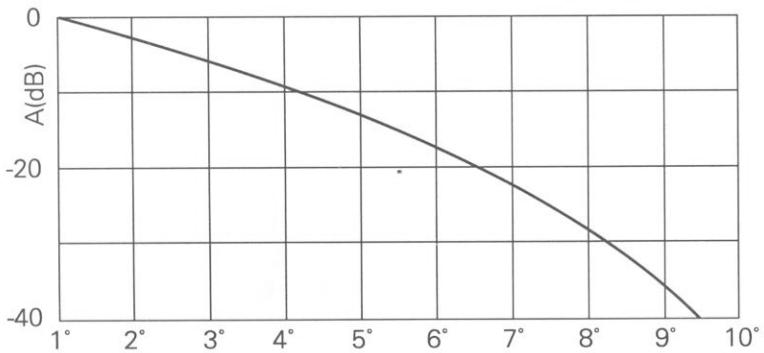


Figura 4 Curva da distribuição dos níveis dos sinais harmônicos para o circuito da Figura 1.

Observações:

1) Algumas aplicações para estágios multiplicadores de freqüência são discutidas nos Capítulos "Transmissores de AM" e "Transmissores de FM".

2) O projeto de filtros passa-faixa RLC, como o utilizado no circuito da Figura 1, é discutido no Capítulo "Filtros".

3) A eficiência de um multiplicador de freqüência é pequena, devido ao fato de a maior parte da corrente de coletor ser desviada diretamente para a fonte de alimentação. A melhoria da eficiência pode ser conseguida pela utilização de filtros RLC série na saída do amplificador, que oferecem alta impedância para as freqüências diferentes da ressonância do filtro. Isto provoca, contudo, o aparecimento de picos elevados de tensão sobre a junção base-coletor, que deverão ser suportados pelo transistor.

MAKRON
Books

Apêndice 6

Projeto de um Amplificador de Potência Classe C

Neste apêndice serão discutidos os detalhes mais importantes no projeto da parte eletrônica de amplificadores de potência para RF de faixa-estreita, utilizados em transmissores de AM e FM. A descrição do funcionamento do circuito aqui calculado é dada no Capítulo "Amplificadores". As características relacionadas com o transistor de potência de RF são discutidas no apêndice "Transistores de Potência para Radiofreqüência". A teoria das redes casadoras de impedâncias é dada no capítulo "Casadores de Impedâncias".

Na Figura 1 é mostrado o diagrama esquemático de um amplificador de potência para radiofreqüência. Embora a potência de saída deste amplificador seja elevada (25 W), o mesmo circuito é apropriado para amplificadores de qualquer potência. Portanto, as técnicas aqui utilizadas poderão servir de base para o projeto de transmissores completos, desde o estágio separador até o amplificador de saída de radiofreqüência (ver o Capítulo "Transmissores de AM).

Projeto

Para o projeto de um amplificador de potência de radiofreqüência, é necessário conhecer-se a potência de saída que o circuito deverá fornecer, a tensão de alimentação a ser utilizada, a freqüência de funcionamento e a modalidade de emissão: AM alto nível e FM ou AM baixo nível e SSB. Em função desses dados iniciais, procede-se a escolha do transistor adequado, comparando-se as especificações de diversos dispositivos, obtidas das folhas de especificações fornecidas pelos fabricantes. Feita a escolha do transistor, que é facilitada pelo fato dos fabricantes indicarem as principais aplicações para seus produtos, coletam-se os dados necessários para o projeto, como o valor da impedância de entrada do transistor, o tipo de circuito apropriado e os detalhes da execução da montagem.

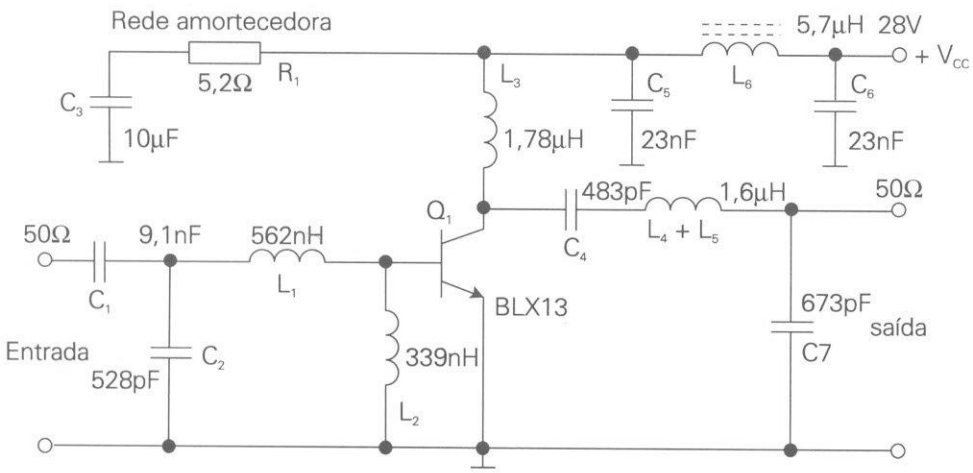


Figura 1 Amplificador de potência classe B, cujo circuito é projetado no texto.

Exemplo de Projeto

Projetar um amplificador de potência de radiofreqüência, com as seguintes características:

- Potência de saída ..... $P_o = 25$ W
- Freqüência de operação ..... $f = 7$ MHz
- Impedância do gerador ..... $R_{SS} = 50\ \Omega$
- Impedância da carga ..... $R_L = 50\ \Omega$
- Tensão de alimentação ..... $V_{CC} = 28$ V

Dados do transistor (BLX13):

- Impedância de entrada ..... $Z_1 = 7 - j10\ \Omega$
- Capacitância de saída ..... $C_C = 75$ pF

Procedimento de Cálculo

a) Cálculo do compensador de base, (L_2)

O compensador de base deverá sintonizar a base do transistor, cancelando a parte reativa da sua impedância de entrada. Como a reatância da base é capacitiva (–j10), o elemento compensador deverá ser um indutor, conectado em paralelo com a base do transistor. Para o cálculo deste indutor, L_2, é necessário, primeiro, transformar-se a impedância de entrada do transistor em seu equivalente paralelo, utilizando-se o seguinte procedimento:

1) Calcula-se a admitância de entrada do transistor:

$$Z_I = 7 - j10\ \Omega = 12{,}2\ \underline{|-55°}\ \Omega$$

$$Y_I = 1/Z_I = 1/(12{,}2\ \underline{|-55°}) = 0{,}082\ \underline{|55°} = 0{,}047 + j0{,}067\ S$$

2) Calcula-se o circuito equivalente paralelo:

$$Z_I = \frac{1}{0{,}047}// - j\ \frac{1}{0{,}067} = 21{,}3// - j14{,}9\ \Omega$$

Portanto, para compensar a reatância da base, é necessária a utilização de um indutor de reatância igual a 14,9 Ω em paralelo com a mesma.

3) Finalmente, calcula-se o valor do indutor L_2:

$$L_2 = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{14{,}9}{2\pi\ 7 \cdot 10^6} = 339\ nH$$

A Figura 2 ilustra o procedimento utilizado.

b) Cálculo do casador de impedâncias de base (C_2 e L_1)

Embora a utilização de L_2 em paralelo com a base tenha transformado sua impedância numa resistência pura de 21,3 ohms, não é possível o acoplamento direto com um gerador de 50 ohms, pois isto provocaria um sério descasamento de impedâncias. Para resolver este problema, é necessária a utilização de uma rede casadora de impedâncias colocada entre o gerador e a base. Esta rede é composta por L_1 e C_2. O cálculo dos valores desses componentes é realizado da seguinte maneira:

A partir da Equação 46, do Capítulo "Casadores de impedâncias", obtém-se o valor de N:

$$\sqrt{\frac{R_P}{R} - 1} = \sqrt{\frac{50}{21{,}3} - 1} = 1{,}16$$

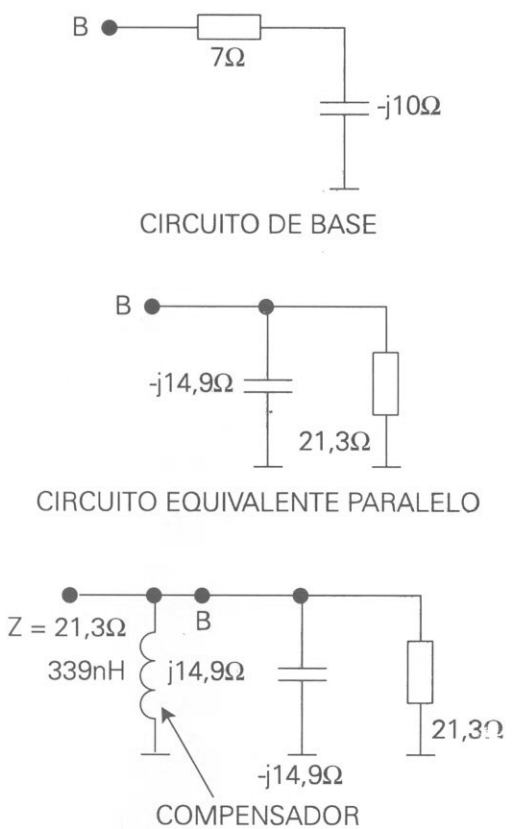


Figura 2 Compensador indutivo em paralelo com a base.

Deve-se observar que R_P representará sempre a maior das resistências a serem casadas pelo circuito, que deverá ser conectada em paralelo com o capacitor de sintonia, no caso, C_2. Em seguida, calculam-se os componentes da rede casadora.

1) O elemento casador de impedâncias, X_S ("S" de série), também conhecido como "bobina de carga", é calculado a partir do valor de R, que representará a menor das duas resistências envolvidas no processo do casamento de impedâncias:

$$X_S = R \cdot N = 21{,}3 \cdot 1{,}16 = 24{,}7\ \Omega$$

De posse do valor da reatância indutiva, calcula-se o indutor de carga (L_1, no circuito da Figura 1):

$$L_S = \frac{X_L}{2\pi f_o} = \frac{24,7}{2\pi \cdot 7 \cdot 10^6} = 562 \text{ nH}$$

Portanto, o valor de L_1 será de 562 nH. Este indutor deverá ser construído com um condutor esmaltado capaz de suportar uma corrente equivalente a 1/5 da corrente de coletor do transistor, que é de aproximadamente 1,3 A. A densidade de corrente no condutor não deverá superar a 400 mA por milímetro quadrado. Esta baixa densidade de corrente deve-se à existência do efeito pelicular, que impede a passagem da corrente de alta freqüência pela região central de um condutor, tornando-a inútil para o processo de condução. O enrolamento utilizado para L_1, deverá ser do tipo solenóide, realizado sobre uma forma contendo um núcleo de ferrite (para permitir o ajuste exato da impedância de entrada do circuito), com uma permeabilidade relativa igual a 10 ($\mu_r = 10$), e um espaçamento entre espiras igual ao diâmetro do condutor.

O cálculo deste indutor poderá ser realizado com o auxílio das informações fornecidas no Capítulo "Osciladores".

2) Calcula-se o valor do capacitor de sintonia, C_2, que ficará em paralelo com o gerador:

$X_P = R_P/N = 50/1,16 = 43,1\ \Omega$

A partir do valor da reatância, calcula-se C_2:

$$C_P = \frac{1}{2\pi f_o X_P} = \frac{1}{2\pi \cdot 7 \cdot 10^6 \cdot 43,1} = 528 \text{ pF}$$

O tipo de capacitor ideal, para C_2, será de mica prateada ou Styroflex. Para possibilitar o ajuste de sintonia, que permite o cancelamento total da parte reativa da impedância de entrada do amplificador, C_2 poderá ser do tipo variável (pelo menos parcialmente).

c) Calcula-se a resistência de coletor, R_C

Para que o transistor consiga fornecer a potência desejada, a carga de coletor deverá possuir o valor dado pela seguinte equação:

$$R_C = \frac{V_{CC}^2}{2P_o} = \frac{28^2}{2 \cdot 25} = 15,7\ \Omega$$

O projeto do casador de impedâncias de coletor é realizado da mesma maneira que o casador de impedâncias de base, uma vez que se trata do mesmo tipo de circuito. Deve-se observar que a disposição da rede utilizada no coletor é invertida em relação à

da base. Isso acontece devido à necessidade de se conectar o capacitor de sintonia sempre do lado da maior impedância, que, neste caso, é a linha de transmissão de 50 ohms.

d) Calcula-se o casador de impedâncias de coletor, L_5 e C_7

$$N = \sqrt{\frac{RP}{R} - 1} = \sqrt{\frac{50}{15,7} - 1} = 1,48$$

$$X_S = R\,N = 15,7 \cdot 1,48 = 23,2\ \Omega$$

$$L_S = \frac{X_S}{2\,\pi\,f_o} = \frac{23,2}{2\,\pi\,7 \cdot 10^6} = 528\ nH$$

Portanto, L_5 será de 528 nH.

$$X_P = R_P/N = 50/1,48 = 33,8\ \Omega$$

$$C_P = \frac{1}{2\,\pi\,f_o\,X_P} = \frac{1}{2\,\pi\,7 \cdot 10^6 \cdot 33,8} = 673\ pF$$

O valor de C_7 será de 673 pF.

Para os componentes utilizados no casador de impedâncias de coletor, são válidas as observações realizadas para o casador de impedâncias de base.

e) Calcula-se o choque de coletor, L_3

A reatância do choque de coletor deve ser a menor possível, com o objetivo de curto-circuitar a saída do transistor para as freqüências inferiores à de operação do amplificador, evitando-se com este procedimento, a possibilidade de oscilações parasitas em baixas freqüências. Normalmente, a reatância do choque L_3 deverá estar compreendida entre 3 e 7 vezes o valor de R_c. Escolhendo-se X_L igual a 5 R_C, tem-se:

$$L_3 = \frac{5\,R_C}{2\,\pi\,f_o} = \frac{5 \cdot 15,7}{2\,\pi\,7 \cdot 10^6} = 1,78\ \mu H$$

f) Calcula-se o filtro de harmônicos, L_4 e C_4

A finalidade do filtro de harmônicos colocado em série com percurso do sinal, é reduzir o conteúdo dos harmônicos presentes na corrente de coletor do transistor, aumentando, desta forma, o rendimento do amplificador. Para evitar perda de potência no filtro, seu fator de qualidade não deverá ser maior do que 10. Utilizando-se um fator de qualidade igual a 3, resultam os seguintes valores:

$$L_4 = \frac{Q\,R_C}{2\,\pi\,f_o} = \frac{3 \cdot 5{,}7}{2\,\pi\,7 \cdot 10^6} = 1{,}07\ \mu H$$

Na prática, como pode-se observar pelo diagrama da Figura 1, os indutores L_4 e L_5, por estarem associados em série, constituem um único componente, de valor igual à soma de L_4 com L_5, ou seja, 0,528 + 1,07 μH, o que totaliza 1,598 μH.

$$C_4 = \frac{1}{(2\pi\,f_o)^2\,L_4} = \frac{1}{(2\pi\,7\,10^6)^2\,1{,}07\quad 10^{-6}} = 483\ pF$$

O capacitor C_4 deverá ser capaz de suportar uma tensão de radiofreqüência aproximadamente igual ao produto da corrente de coletor (contínua) pelo valor de sua reatância, ou seja, 61,2 V.

g) Calcula-se o supressor de RF, C_5, L_6 e C_6

O supressor de RF da linha de alimentação é um filtro passa-baixa projetado para cortar numa freqüência bem abaixo da freqüência de operação do amplificador. Fazendo-se a freqüência de corte igual 1/16 da freqüência de funcionamento, o filtro será capaz de atenuar em até 70 dB o nível da corrente na RF presente na fonte de alimentação. Os valores dos componentes utilizados no filtro são calculados pelas seguintes equações:

$$C_5 = C_6 = \frac{16}{2\pi\,f_o\,R_C} = \frac{16}{2\pi\,7 \cdot 10^6 \cdot 15{,}7} = 23{,}2\ nF$$

$$L_6 = \frac{16\,R_C}{2\,\pi\,f_o} = \frac{16 \cdot 15{,}7}{2\,\pi\,7 \cdot 10^6} = 5{,}71\ \mu H$$

h) Calcula-se o capacitor de bloqueio C_1

O capacitor de bloqueio é utilizado para impedir o acesso de corrente contínua na entrada do amplificador. Sua finalidade é a mesma de um capacitor de acoplamento. Por isso, sua reatância, na freqüência de operação do amplificador, deverá ser muito menor que a impedância da linha, sendo calculado pela seguinte equação:

$$C_1 = \frac{20}{2\,\pi\,f_o\,R_{SS}} = \frac{20}{2\,\pi \cdot 7 \cdot 10^6 \cdot 50} = 9{,}09\ nF$$

i) Calcula-se o amortecedor de baixa freqüência, R_1 e C_3

O amortecedor de baixa freqüência tem a finalidade de oferecer uma carga capaz de dissipar energia de baixa freqüência, tornando impossível a ocorrência de

oscilações parasitas de baixa freqüência. O valor de R_1 está relacionado com o valor de R_c, pela seguinte equação:

$$R_1 = R_C/3 = 15{,}7/3 = 5{,}23\ \Omega$$

O resistor R_1 deverá ser capaz de dissipar uma potência equivalente a pelo menos 10% da potência de saída do amplificador.

O capacitor C_3 deve ser escolhido de maneira a eliminar possíveis oscilações de baixa freqüência. Tipicamente, ele deverá possuir uma capacitância entre 2,2 μF e 47 μF. Nos amplificadores de menor potência, abaixo de 1 W, C_1 poderá ter seu valor dividido por 20.

Observações:

1) Consultar o Apêndice "Acoplamento e Desacoplamento em Circuitos Eletrônicos", especialmente a Figura 3, para determinação dos valores máximos de capacitância utilizáveis em função da freqüência do amplificador.

2) Consultar o Capítulo "Casadores de Impedâncias", Exercício 18, para outro exemplo de cálculo.

3) Consultar o Capítulo "Filtros" para o projeto do filtro de harmônicos.

MAKRON
Books

RESPOSTA AOS PROBLEMAS PROPOSTOS

CAPÍTULO 1

1 – 73,1 m

2 – 8,84 mW/m^2

3 – 1,83 mV/m

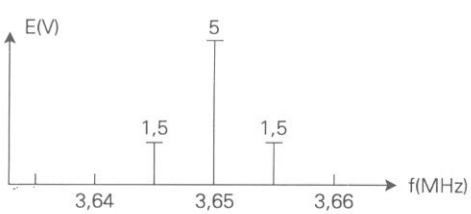
4 – 23,4 MHz

5 – 19,9 MHz e 14 MHz.

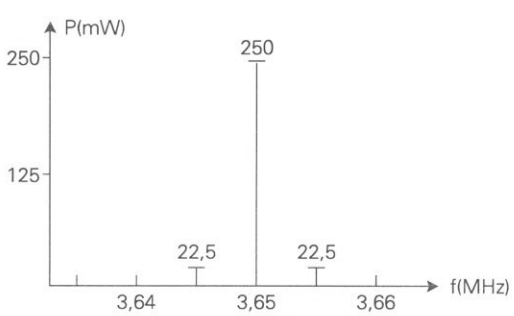
CAPÍTULO 2

1.a – 3,645 MHz e 3,655 MHz

1.b – 0,6



1.c – Espectro de amplitude



1.d Espectro de potência

1.e – 295 mW

1.f – 640 mW

2 – 0,6

3 – E_o = 1,25 V; E_m = 75 mV; P_o = 15,63 mW
P_{FL} = 1,41 mW; P_m = 23,45 mW; PEP = 40 mW

4 – E_o = 50 V; E_m = 1,875 V; f_o = 1 MHz; F_m = 10 kHz
P_o = 25 W; P_{FL} = 7,03 W; P_m = 37,5 W; PEP = 76,56 W

CAPÍTULO 3

R_1 = 100 kΩ ; R_2 = 1,2 kΩ ; R_3 = 10 kΩ ; C_1 = 33 nF

C_2 = 4,7 nF; C_3 = 4,7 nF; C_4 = 560 pF; C_5 = 470 pF;

C_6 = 15 nF: L_1 = 47 μH; X_{RF1} = 470 μH; D_1 = 2,7 V (400 mW)

CAPÍTULO 4

1 – n = 1,3872; I_{ES} = 14,956 pA

CAPÍTULO 5

1 – $C_1 = C_2$ = 1 nF e L = 47 μH

2 – C_1 = 15 pF; C_2 = 10 pF e L = 1,4 μH

3 – C_1 = 47 pF; C_2 = 180 pF e L = 180 nH

4 – X_{RF3} = 330 nH; L_4 = 430 nH; C_{11} = 120 pF; C_{12} = 270 pF

5 – L_1 = 295 nH; L_2 = 221 nH

C_1 = 117,9 pF; C_2 = 235,8 pF; C_3 = 39,3 pF

CAPÍTULO 6

1 – 3,4 V

2 – 42 espiras

3 – 18,7 espiras e 7 nF

CAPÍTULO 7

1 – 37 espiras

2 – 18 espiras de fio esmaltado de 0,33 mm de diâmetro, enroladas sobre a extremidade fria do primário.

CAPÍTULO 8

1 – a) 100 kHz; b) 2; c) 3; d) 15 kHz; e) 2,3 V; 5,6 V; 3,5 V e 1,3 V.

2 – a) 180 kHz; b) 16 kHz; c) 80 kHz

CAPÍTULO 9

1 – freqüência: 25,33333 MHz; desvio de freqüência: 833,33 Hz

2 – freqüências do sinal de batimento: 148,85 MHz e 191,65 MHz
desvio de freqüência do modulador: 5 kHz

CAPÍTULO 10

1 – 20 espiras: 1N914

2 – $E_o = 3{,}55$ V; $R_L = 40$ kΩ; C = 853 pF; L = 143,4 μH.

3 – R = 20 kΩ ; C = 2,65 nF.

CAPÍTULO 11

1 – 23,21 MHz ou 30,51 MHz.

2 – 50 kHz, 900 kHz e 2,9 MHz, entre outros.

3 – 12,2 pF e 55,5 pF.

4 – a) 19,6 kHz.

b) 50,31 μH e 2,43 nF.

5 – 39,9 pF e 26,5 pF.

CAPÍTULO 12

1 – $R_G = 82$ kΩ; $C_G = 270$ pF; $L_1 = 10$ μH; $L_2 = 68$ μH;

$C_1 = 1{,}57$ nF; $C_2 = 820$ pF; $C_3 = 27$nF

2 – 704 μH; $C_2 = 3{,}3$ pF; $C_3 = 22$ nF; $C_4 = 1{,}50$ nF;

$C_5 = 820$ pF; $C_6 = 1{,}50$ nF; $C_G = 150$ pF; $R_G = 120$ kΩ ;

3 – L = 97,32 mH; $C_S = 10{,}415$ fF; $C_0 = 4{,}293$ pF e Z = 111,5 + j1337 ohms.

CAPÍTULO 13

1 – $P_{AS} = 20 \cdot 10^{-15}$ W; m = 0,2; n = 0,556 e $P_L = 11{,}1 \cdot 10^{-15}$ W.

2 – $L_2 = 17{,}5$ μH; $L_1 = 350$ μH e M = 39,2 μH.

3 – $L_2' = -21{,}7\ \mu H$ e $L_1' = 311\ \mu H$.

4 – $k = 0{,}5$.

5 – $Z_I = 59 + j985\ \Omega$

6 – $C_S = 354$ pF.

7 – $Z_I = 16{,}5\ k\Omega$.

8 – BW = 49,7 kHz.

9 – $X_{11} = j110$; $R_{11} = 0\ \Omega$; $X_{22} = 30\ \Omega$ e $X_{21} = 12{,}8\ \Omega$.

10 – $Z_1 = 0{,}8 + j110\ \Omega$ e C = 3,18 nF.

11 – L = 465 µH e C = 256 pF.

12 – n = 0,924

13 – C_1 = 245 pF; L_1 = 480 µH e C_2 = 930 pF.

14 – L = 170 µH e C = 680 pF.

15 – L_1 = 21,3 µH; C = 132 pF e L_2 = 42 µH.

16 – C_1 = 4,2 nF; L = 1,32 µH e C_2 = 2,13 nF.

17 – C_1 = 68 pF; L = 2,2 mH e C_2 = 296 pF.

18 – C_1 = 147 pF; L_1 = 6,71 nH; C_2 = 452 pF e C_P = 118 pF.

CAPÍTULO 14

1 – BW = 4,35 kHz.

2 – BW_r = 588 kHz.

3 – L = 94,7 µH e C = 1,29 pF.

4 – f_{01} = 3,43 MHz; BW_1 = 300 kHz; f_{02} = 3,69 MHz; BW_2 = 600 kHz.
f_{03} = 3,95 MHz; BW_3 = 300 kHz; L_1 = 8,93 µH; C_1 = 241 pF.
L_2 = 15,4 µH; C_2 = 121 pF; L_3 = 6,73 µH e C_3 = 241 pF.

5 – a) N_f = 3,144; b) (S + R)/R (saída) = 6,36

6 – C_N = 14 pF.

7 – L_N = 10,6 µH.

8 – C_F = 47 pF e C_N = 23,5 pF.

9 – $G_L = 5{,}35$ mS; $Y_1 = -0{,}176 + j9{,}161$ mS; $Y_2 = -0{,}66 + j2{,}417$ mS.

$G_T = 203{,}49$; $C_1 = 53{,}2$ pF; $L_1 = 123$ nH; $C_2 = 72{,}39$ pF;

$L_2 = 126{,}5$ nH; $A_v = -6{,}65$

CAPÍTULO 15

1 – $BW_{-3dB} = 18{,}6$ kHz e r = –2,2 dB.

2 – $Q_0 = 80{,}44$; $Q_L = 56{,}88$; C = 3,88 nF e L = 31,5 µH.

3 – $Q_L = 68{,}9$; C = 300 pF; k = 0,0237; $C_a = 7{,}13$ pF e L = 720 nH.

4 – $L_0 = 295$ nH; $L_P = 2{,}21$ nH; $C_1 = 118$ pF; $C_2 = 118$ pF;

$C_3 = 236$ pF e $C_P = 39{,}3$ pF.

CAPÍTULO 16

1 – 20 kHz; 10 kHz

2 – 0,0327

3 – 26 kHz

4 – 5 kΩ ; 50 kΩ ; 504 pF

5 – 35,7 krad/s

6 – 6,52 nF

7 – 421 Ω ; 990 nF

8 – 708 Ω ; 636 nF



MAKRON
Books

Bibliografia

1. KRAUSS, Herbert L., BOSTIAN, Charles W., e RAAB, Frederick H. *Solid State Radio Engineering*. New York, John Wiley & Sons, 1980. 543 p.

2. HAYWARD, W. H. *Introduction to Radio Frequency Design*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, Inc., 1982. 383 p.

3. HAYWARD, Wes & DeMaw, Doug. *Solid-State Design for the Radio Amateur*. Newington, Conn., ARRL, 1977.

4. DeMAW, Doug. *ARRL Electronics Data Book*. Newington, Conn., ARRL, 1976, 128 p.

5. KENNEDY, George. *Electronic Communication Systems*. Tokyo, McGraw-Hill Kogakusha, Ltd., 1970. 743 p.

6. SMITH, Jack. *Modern Communication Circuits*. Singapore, McGraw-Hill Book Co., 1987. 557 p.

7. TERMAN, Frederick Emmons. *Electronic and Radio Engineering*. Tokio, McGraw-Hill Kogakusha, 1955. 1078 p.

8. MOTOROLA. *Motorola RF Device Data, volume II*. Phoenix, MOTOROLA INC., 1988.

9. SHAKHGILDYAN, Vagan. V. *Radio Transmitter Design*. Moscow, Mir Publishers, 1987. 487 p.

10. GONOROVSKY, I. S. *Radio Circuits and Signals*. Moscow, Mir Publishers, 1981. 628 p.

11. BERLIN, Howard M. *Design of Phase-Locked Loop Circuits, with Experiments.* Indianopolis, Howard W. Sams & Co., Inc., 1982. 254 p.

12. TURNER, L. W. *Manual Básico de Eletrônica.* São Paulo, Hemus Editora Ltda., 1981.

13. RCA Corporation. *Transistores de Potência de RF, Manual RCA, RFM-430.* Buenos Ayres, Arbó S.C.A. e I., 1975. 185 p.

14. FLEMING, Wilton J. e GALVÃO, Benjamin da S. M. *Projetos de Alta Freqüência e Antenas Auxiliados por Microcomputadores.* São Paulo, Editora McGraw-Hill, 1987. 168 p.

15. SMIT, Jaroslav. *Rádio Propagação,* São Paulo, Livros Erica Editora Ltda., 1986. 148 p.

16. Texas Instruments. *Projeto de Circuitos com Transistores.* Rio de Janeiro, Guanabara Dois, 1979. 506 p.

17. CHIPMAN, Robert A. *Linhas de Transmissão.* São Paulo, Editora McGraw-Hill do Brasil Ltda., 1979. 276 p.

18. MELO, Jair Cândido de. *Princípios de Telecomunicações.* São Paulo, McGraw-Hill, 1979. 220 p.

19. MAMMANA, Carlos I. Z. *CIRCUITOS ELETRÔNICOS: Modelos* e *Aplicações.* São Paulo, McGraw-Hill, 1977. 499 p.

20. RHODE, Ulrich L. *Digital PLL Frequency Synthesizers.* Englewood Cliffs, NJ., 1983, 494 p.

21. THE 1989 ARRL HANDBOOK for the Radio Amateur. *The American Radio Relay League, Inc.* Edited by Bruce S. Hale, KB1MW.

22. PHILLIPS. *High Frequency, Switching e Field-effect Transistors.* 1989.

Impressão e acabamento
(com filmes fornecidos):
EDITORA SANTUÁRIO
Fone (0125) 36-2140
APARECIDA - SP

TELECOMUNICAÇÕES

Este livro destaca-se pela análise dos circuitos eletrônicos empregados nos equipamentos de radiocomunicação para as faixas de HF, VHF e UHF, com modulação em AM, SSB e FM, e nos receptores de radiodifusão em AM e FM.

Merecem destaque os seguintes aspectos:

- Análise dos sistemas de comunicação via rádio, dos transmissores e receptores de rádio básicos e da propagação de ondas eletromagnéticas.
- Análise da modulação e dos transmissores e receptores de AM, SSB e FM, empregando-se diagramas em blocos e esquemático, com a descrição detalhada do funcionamento dos circuitos.
- Análise e projeto de osciladores, moduladores, demoduladores, conversores de freqüência, amplificadores e filtros utilizados em transmissores de rádio.

Foram incluídos apêndices sobre acoplamento e desacoplamento de circuitos, polarização de dispositivos semicondutores, transistores em alta freqüência e multiplicadores de freqüência.

Juarez do Nascimento é Técnico Eletrônico diplomado da Escola Técnica Federal do Paraná, atual CEFET - PR, e Professor Licenciado em Eletrônica pela mesma Instituição, onde leciona Radiocomunicação I.

Atua desde 1979 na área de Informática, ministrando cursos e escrevendo programas, como o Analisador Automático de Circuitos Eletrônicos Lineares. Atualmente, desenvolve um sistema baseado em regras para o projeto de circuitos osciladores de radiofreqüência.

MAKRON *Books*

0-07-460 878-9