JUAREZ DO NASCIMENTO



TELECOMUNICAÇÕES

2ª Edição

MAKRON *Books*

Telecomunicações

2ª edição





EDITORA AFILIADA

MAKRON
Books

Telecomunicações

2ª edição

Juarez do Nascimento

MAKRON *Books* Ltda.
Rua Tabapuã, 1.348 – Itaim-Bibi
CEP 04533-004 – São Paulo – SP
(11) 3849-8604 e (11) 3845-6622
e-mail: makron@books.com.br

Pearson Education do Brasil
Rua Emílio Goeldi, 747 – Lapa
CEP 05065-110 – São Paulo – SP
(11) 3611-0740
fax (11) 3611-0444

São Paulo • Rio de Janeiro • Ribeirão Preto • Belém • Belo Horizonte • Brasília • Campo Grande
Cuiabá • Curitiba • Florianópolis • Fortaleza • Goiânia • Manaus • Porto Alegre • Recife • Salvador

Brasil • Argentina • Colômbia • Costa Rica • Chile • Espanha • Guatemala • México • Peru • Porto Rico • Venezuela

Telecomunicações – 2ª Edição
Copyright © 2000, 1992 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

Gerente de Produção:
Silas Camargo

Produtora Editorial:
Eugênia Pessotti

Capa:
Marcelo da Silva Françozo

Editoração e Fotolitos em Alta Resolução: J.A.G.

Dados de Catalogação na Publicação

Nascimento, Juarez do.
Telecomunicações – 2ª edição
São Paulo : Makron *Books*, 2000.

ISBN: 85.346.1113-0

Índices para catálogo sistemático:
Telecomunicações / Juarez do Nascimento. – São Paulo : Makron Books, 1992.
1. Telecomunicação 2. Telecomunicação – Sistemas I. Título

Para

Ledir,

Mariza e Elisa

MAKRON
Books

Agradecimentos

Desejo agradecer aos profissionais dos departamentos Editorial e de Produção da Makron *Books*, pelo incentivo e competência na publicação do meu livro.

Desejo agradecer ao meus colegas do Departamento de Eletrônica, do CEFET-PR, cuja amizade e cooperação desinteressada foram decisivos para o amadurecimento desse livro, em especial, aos professores Gilberto Branco e Luiz Carlos Oliveira.

Desejo expressar minha gratidão aos amigos e colegas da Bittel Eletrônica, Marco Antônio Paes e Jorge Felipe Paes, pela proveitosa troca de experiências na área de transmissão PCM.

Finalmente, quero agradecer a ROGERS SILVA GARCEZ DAS NEVES, pelo excelente trabalho de desenho executado nos sete capítulos finais, bem como à minha filha Elisa Prado Nascimento, pela ajuda na composição do texto e digitação.

MAKRON
Books

Sumário

Prefácio ..... **XIX**

Capítulo 1 Sistemas de Comunicação **1**

Sistemas de Comunicação Genéricos 1

Elementos de um Sistema de Comunicação 2

Sistemas de Comunicação 2

Sistemas de Comunicação por Sinais Elétricos 2

Sistemas via Cabo 3

Sistemas via Rádio 3

Sistemas de Comunicação via Rádio 3

Configuração do Sistema 4

Transdutores, Moduladores e Demoduladores 4

O Canal de Radiofreqüência 5

Questionário 5

Problemas Propostos 6

Capítulo 2 Propagação de Ondas Eletromagnéticas 7
Propagação das Ondas de Rádio 13
Propagação das Ondas de Superfície 14
Propagação das Ondas Ionosféricas 14
A Camada Ionosférica 14
Mecanismo de Reflexão 15
Freqüência Crítica da Camada 15
Máxima Freqüência Utilizável (MUF) 16
Desvanecimento ou Fading 16
Ondas Diretas 16
O Alcance das Emissões 17
Comunicações via Satélite 18
Questionário 20
Problemas Propostos 21

Capítulo 3 Transmissores 22
Diagramas Básicos de Transmissores de AM 22
Obtenção da Estabilidade de Freqüência 24
Obtenção de Potência de Saída Adequada 25
Transmissores com Modulação em Baixo Nível 26
Transmissor com Modulação em Alto Nível 27
O Transmissor de VHF-FM 28
Questionário 31
Problemas Propostos 32

Capítulo 4 Receptores 33
O Funcionamento do Super-heteródino 33
Circuitos Essenciais para um Receptor Super-heteródino 35
O Amplificador de RF 35
Conversores de Freqüência 37

O Amplificador de FI 39
Intermodulação por Sinais Intensos 41
O Controle Automático de Ganho (CAG) 42
O Receptor de FM 47
Limitador 47
Questionário 49
Problemas Propostos 50

Capítulo 5 Amplificadores Sintonizados 51
Seletividade 51
Sintonia Múltipla 52
Sintonia Escalonada 54
Sensibilidade 55
Fator de Ruído 55
Projeto para Baixo Ruído 57
Faixa Dinâmica 57
Procedimentos para o Aumento da Faixa Dinâmica 58
Escolha do Dispositivo Amplificador 58
Redução do Ganho 58
Aumento da Potência do Amplificador 59
Questionário 59
Problemas Propostos 60

Capítulo 6 Osciladores de RF 61
Classificação 61
Quanto ao Princípio de Funcionamento 61
Quanto à Freqüência de Operação 61
Quanto à Forma de Onda 62
Osciladores Realimentados 62
Osciladores LC 64

Elos de Realimentação com Três Impedâncias 65
Considerações de Projeto do Oscilador LC 69
Osciladores a Cristal 72
O Cristal Oscilador 73
O Cristal Como Oscilador 76
Cristais de Sobretom 78
Questionário 79
Problemas Propostos 80

Capítulo 7 Moduladores em Amplitude 81
Princípio de Funcionamento 82
Modulador de Amplitude Síncrono, Ativo, de Alto Nível 82
Determinação da Potência do Sinal Modulante 85
Modulador Quadrático com Transistor de Efeito de Campo 87
Medição do Índice de Modulação 92
Demoduladores de Amplitude para AM com Portadora 94
Condições para Operação Linear 95
Projeto de um Detector de Envoltória a Diodo 97
Questionário 97
Problemas Propostos 98

Capítulo 8 Modulação AM sem Portadora 99
Modulação AM-DSB/SC 99
Vantagens 99
Desvantagens 100
Aplicações 100
Processo de Obtenção do Sinal AM-DSB/SC 100
Moduladores Síncronos 104
Moduladores em Anel 106
Modulação em SSB 107

SSB por Filtragem 107
O Filtro de Faixa Lateral 110
Filtros Mecânicos 112
Amplificador Linear 113
Questionário 116
Problemas Propostos 117

Capítulo 9 Modulação em Freqüência e Fase 118
Obtenção da Modulação Angular 118
Constante de Freqüência e Fase 119
Desvio de Freqüência e Fase 119
Largura de Faixa de um Sinal FM 120
Espectro do Sinal FM 121
Relação de Desvio 122
A Pré-ênfase 124
Limitador de Desvio 126
Filtro Passa-baixa 126
Modulador de Freqüência a Varactor 126
O Processo de Modulação 127
Demodulador FM 128
Detectores de Inclinação 128
Detector de Quadratura 130
Questionário 133
Problemas Propostos 134

Capítulo 10 Misturadores de Freqüência 136
Questionário 150
Problemas Propostos 151

Capítulo 11 PLL e Sintetizadores de Freqüência 152
A Finalidade do PLL 153
Aplicações do PLL 153
PLL – Características 154
Os Blocos Integrantes de um PLL 158
Sintetizadores de Freqüência 159
Desvantagens do Sintetizador de Freqüência Básico 161
Sintetizadores de Freqüência de Módulo Duplo 162
Questionário 166
Problemas Propostos 167

Capítulo 12 Filtros 168
Classificação 170
Resposta em Freqüência 170
Tecnologia de Fabricação 171
Características dos Filtros 172
Filtros Elétricos 178
Filtros de Constantes Concentradas ou Filtros RLC 178
Filtros de Constantes Distribuídas 180
Filtros Ultra-sônicos 181
Questionário 182
Problemas Propostos 183

Capítulo 13 Casadores de Impedância 184
Casadores de Impedâncias com Redes LC 186
Casadores de Impedância com *Microstrip* 188
Conclusão 195
Questionário 196
Problemas Propostos 196

Capítulo 14 Modulações Chaveadas 197
Análise do Sinal Digital 197
Velocidade de Modulação *versus* Velocidade de Transmissão 198
Largura de Faixa do Sinal Digital 199
Modulações Chaveadas 202
Modulação por Chaveamento de Amplitude — ASK 202
Métodos de Obtenção 203
Demodulação do Sinal ASK 204
Modulação por Chaveamento de Freqüência — FSK 205
Demodulação do Sinal FSK 207
Modulação por Chaveamento de Fase – PSK 208
Demodulação do Sinal PSK 210
DPSK 211
Velocidade de Transmissão *versus* Velocidade de Modulação 214
Modulação de Amplitude em Quadratura — QAM 216
Questionário 218
Problemas Propostos 219

Capítulo 15 Rádio Digital 220
Análise do Transmissor 221
Análise do Receptor 225
Questionário 231
Problemas Propostos 231

Capítulo 16 Telefonia Celular 232
Estrutura de um Sistema Celular 232
Vantagens do Sistema Celular 233
Padrões de Distribuição de Células 234
Propagação do Sinal do Meio Urbano 235
Interferência Co-canal 236
Controle Automático de Potência 237

Handoff 237
Roaming 238
Comparação entre os Sistemas 238
AMPS 239
Canais do Sistema Celular 240
A Estação Radiobase (ERB) 241
O Telefone Celular Móvel 244
Chamada Fixo para Móvel 249
Chamada Móvel para Fixo 250
Sinalização pelo Canal de Voz 250
TDMA 251
Formação do Quadro TDMA 251
Canal de Tráfego Digital Direto 252
Canal de Tráfego Digital Reverso 253
Compatibilidade TDMA – AMPS 254
Formato de Comunicação TDMA 254
Vocoder 255
CDMA 258
Questionário 263
Problemas Propostos 264

Capítulo 17 Comunicação via Satélite 265
Satélites Geoestacionários 265
Transponders 266
Freqüência de Operação 267
Capacidade dos Satélites 267
Múltiplo Acesso 268
FDMA 269
SCPC 270
TDMA 272

Questionário 273
Problemas Propostos 273

Capítulo 18 Transmissão Digital..... 274
Transmissão Digital 275
Codificação 276
Multiplexação 276
Decodificação 277
Análise da Codificação..... 277
Quantização..... 280
Cálculo do Ruído de Quantização 280
Cálculo da Tensão Eficaz do Sinal 282
Cálculo da Relação Sinal/Ruído de Quantização 282
Aspectos Relacionados com a Quantização 282
Relação Sinal/Ruído de Quantização *versus* Número de Bits 283
Variações de Nível do Sinal Telefônico 283
Compressão de Sinais – Lei A..... 284
Compressão Digital 286
O Quantizador/Codificador..... 289
O Compressor Digital 290
Multiplex por Divisão de Tempo – TDM 291
Estrutura de Dados do PCM-30 291
Unidade de Canal de Dados..... 297
Unidade de Sinalização 298
Codificação de Linha 299
Limitação do Número de Zeros Transmitidos 300
Código HDB3 301
Código CMI..... 303
Questionário 304
Problemas Propostos 305

Capítulo 19 Hierarquia Digital **306**
Multiplexação Plesiócrona 306
Multiplex de Segunda Ordem 311
Multiplex de Terceira Ordem 313
Multiplex Duplo Salto 315
Multiplex de Quarta Ordem 315
Hierarquia Digital Síncrona 317
Vantagens 317
Velocidade de Transmissão 317
Quadro STM-1 317
Questionário 320
Problemas Propostos 321

Capítulo 20 Transmissão por Fibras Ópticas **322**
Características de um Sistema de Comunicação Óptica 323
Aplicações de Sistemas de Comunicações Ópticos 323
Fibras Ópticas 325
Tipos de Fibras 326
Janelas Ópticas 328
Fontes Luminosas 329
LEDs 330
Laser Semicondutor 331
Detectores Ópticos 334
Acopladores Ópticos 335
Aspectos Relacionados às Fibras Ópticas 337
Questionário 339
Problemas Propostos 340

Bibiliografia **341**

MAKRON
Books

Prefácio

Este livro é uma versão atualizada da primeira edição. Foram incluídos sete capítulos totalmente novos, com centenas de questões que ajudarão na fixação dos conhecimentos adquiridos.

O texto pode ser lido linearmente, capítulo por capítulo, ou na seqüência escolhida pelo leitor. Os assuntos abordados nos primeiros quatro capítulos são ampliados do Capítulo 5 ao Capítulo 13. Os Capítulos 14 a 20 são novos e tratam de temas atuais, como rádio digital, telefonia celular, PCM-TDM e Hierarquia Digital.

Esta obra é adequada para o ensino da Área de Transmissão, tanto em cursos de telecomunicações quanto de eletrônica, de nível médio ou técnico. Como o tratamento matemático é reduzido, o livro pode ser proveitoso para estudantes e leitores interessados, desde que dispondo de algumas noções de eletrônica.

O autor

MAKRON
Books

Capítulo 1

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 por meio 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 1.1 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.

A fonte de informações é, como o nome sugere, a origem da mensagem ou informação transmitida. Esta 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.

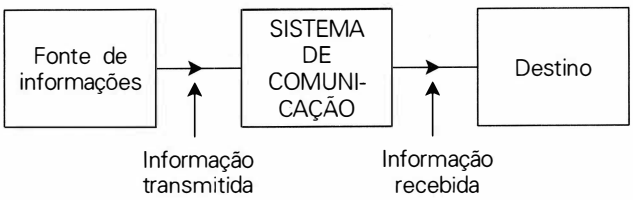


Figura 1.1 A posição de um sistema de comunicação dentro de uma cadeia de comunicação.

Elementos de um Sistema de Comunicação

A Figura 1.2 mostra os elementos que fazem parte de um sistema de comunicação.



Figura 1.2 Diagrama em blocos de um sistema de comunicação.

Sistemas de Comunicação

O transmissor tem a finalidade de transformar a informação nele aplicada em um 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.

Por fim, ao receptor 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 e 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 muito facilitada.

Sistemas de Comunicação via Rádio

Quando comparados aos 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, pelo menos, duas estações de rádio, sendo uma transmissora e a outra receptora (Figura 1.3).

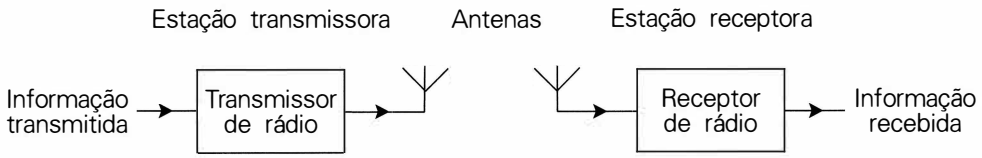


Figura 1.3 Diagrama em blocos de um sistema de comunicação via rádio.

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, e a portadora em um 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 em um 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.

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) Quais são os sistemas de comunicação por sinais elétricos?
5) O que é um sistema via cabo?
6) Qual o elemento de ligação entre transmissor e receptor em um sistema via rádio?
7) Quais as características do sistema via rádio?
8) Como é composto um equipamento de rádio? Qual é a sua função?
9) O que é utilizado para transformar em sinais elétricos as informações que se apresentam na forma de sons ou imagens?
10) Qual a finalidade dos circuitos moduladores?
11) O que são portadora e sinal modulado?
12) Qual a aplicação dos circuitos demoduladores?
13) O que é um canal de radiofreqüência?
14) Quais os órgãos que controlam a ocupação do espectro de radiofreqüência?
15) E, no Brasil, qual é o órgão responsável?
16) Qual a finalidade de um equipamento de rádio?
17) Quais as características dos equipamentos de rádio?
18) O que se entende por transmissor de rádio? Cite suas funções básicas.
19) Quantos e quais são os circuitos essenciais de um transmissor de rádio básico?
20) Qual a finalidade de um receptor?

21) Quais são as características de um receptor? Defina-as.
22) Basicamente, no que são utilizados os sistemas de comunicação via rádio? Explique cada um deles.
23) A que se destina a radiodifusão?
24) Qual a finalidade da radiocomunicação?
25) Que é distorção?
26) Quais os tipos de distorção existentes?
27) O que é ruído?
28) O que é interferência?

Problemas Propostos

1) Descreva a finalidade de cada um dos componentes de um sistema de comunicação.
2) Cite as características do sistema via cabo.
3) Cite algumas aplicações dos sistemas de comunicação via rádio.
4) Desenhe o diagrama em blocos do sistema via rádio.
5) Defina moduladores.
6) Desenhe o diagrama em blocos de um receptor de rádio básico.
7) Cite algumas fontes de interferência.

Capítulo 2

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 2.1). 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 em uma 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.

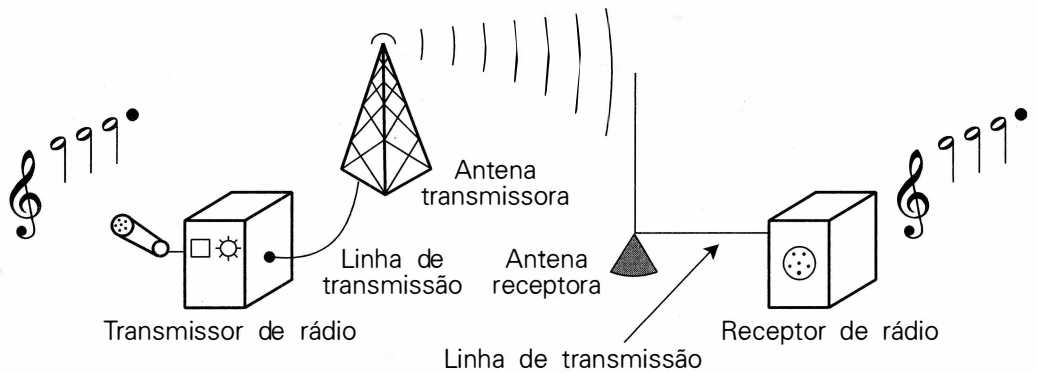


Figura 2.1 Diagrama básico de um sistema de comunicação via rádio.

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 2.2).

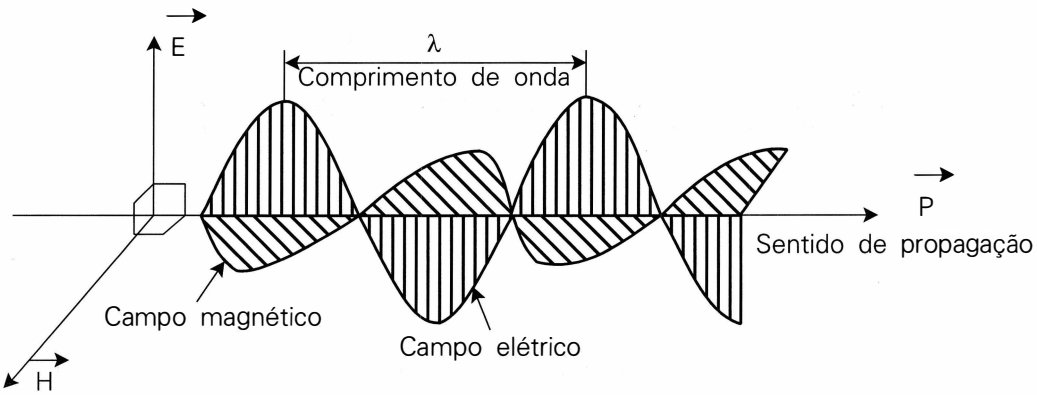


Figura 2.2 Componentes de uma onda eletromagnética polarizada verticalmente.

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:

$$\lambda = \frac{c}{f} \qquad \text{Equação 1}$$

onde: 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 2.3).

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 2.4).

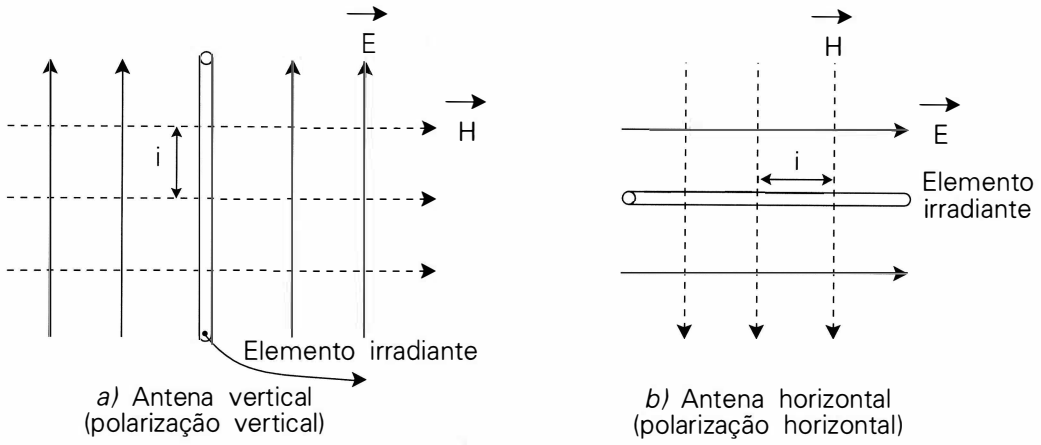


Figura 2.3 Polarização de uma onda eletromagnética.

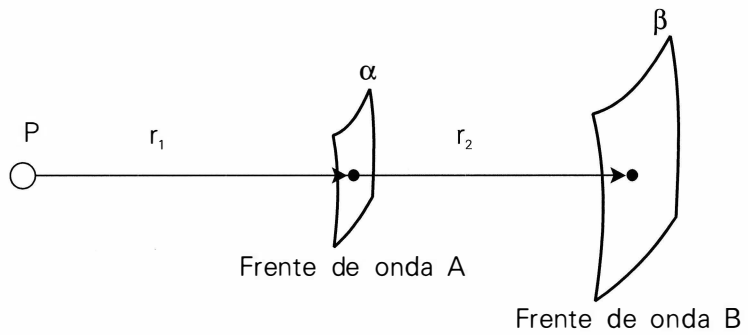


Figura 2.4 Frentes de ondas esféricas irradiadas por uma fonte isotrópica.

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

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

onde: P = 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 2.1: Calcular a densidade de potência a 10 km de uma fonte isotrópica de 10 W.

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

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

Outra quantidade bastante relacionada com as OEM é a 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 2.2: 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:

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

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 Ã10- 6 H/m, no vácuo;
ε = permissividade elétrica do meio = 8,85 Ã 10- 12 F/m, no vácuo.

Exemplo 2.3: 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 2.5), de forma semelhante ao que ocorre nas ondas de luz, descontadas as diferenças de comprimento de onda.

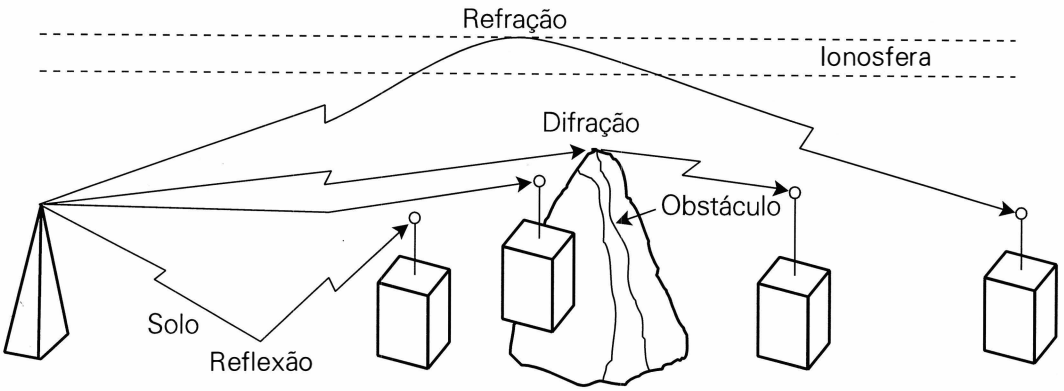


Figura 2.5 O fenômeno da reflexão, refração e difração de uma OEM.

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 0, 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 na passagem da OEM pela região limítrofe entre dois meios, com constantes dielétricas diversas e em um ângulo diferente da normal (Figura 2.6). 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).

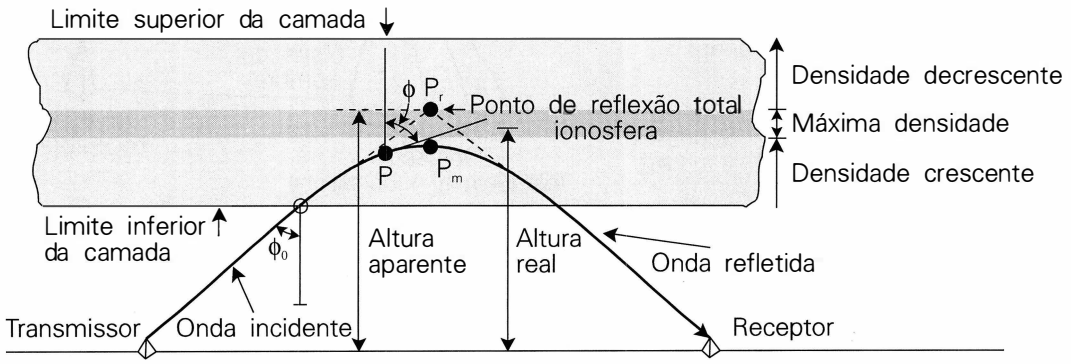


Figura 2.6 Refração de uma OEM na ionosfera, causando o aparecimento de um raio refletido.

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 2.7).

De acordo com esse princípio, quando as frentes de onda atingem um obstáculo de dimensões comparáveis ao (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 2.8).

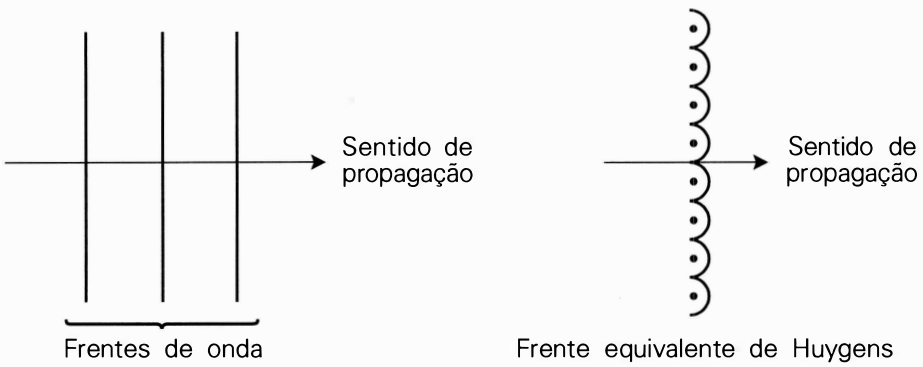


Figura 2.7 Princípio de Huygens.

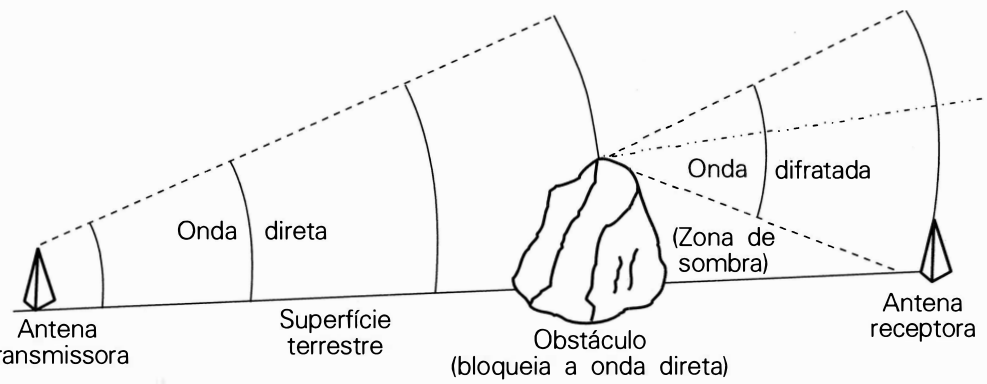


Figura 2.8 Difração da onda de rádio por um obstáculo.

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

Propagação das Ondas de Rádio

A propagação das ondas eletromagnéticas nas proximidades do solo dependem da freqüência e das características do percurso. As Tabelas 2.1 e 2.2 mostram o resumo das principais características das OEM para diversas faixas de freqüência.

Tabela 2.1 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 2.2 Características principais das ondas de rádio.

FREQÜÊNCIA	*MODO DE PROPAGAÇÃO*	*ALCANCE*	*VARIAÇÃO*
menor do que 3 MHz (VLF, LF e 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 2.3 mostra as características mais importantes das diversas camadas ionosféricas.

Tabela 2.3 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 2.9).

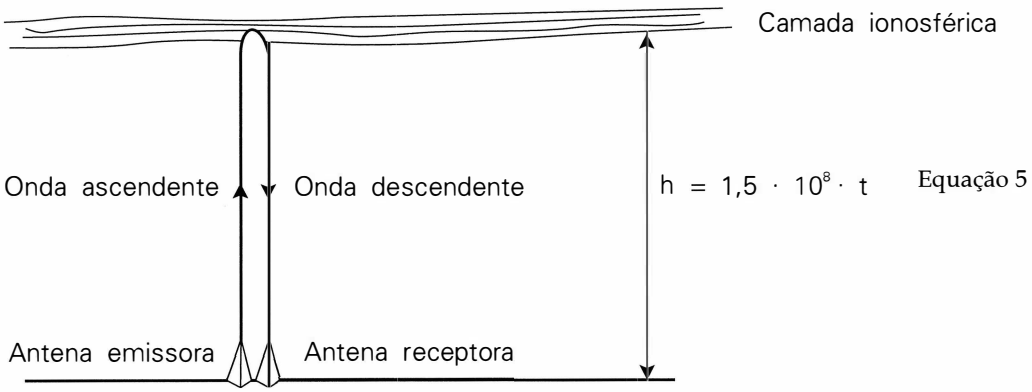


Figura 2.9 Medição da altura da camada ionizada. "t" é o período de tempo entre a emissão e a recepção da onda de rádio.

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 na intensidade de uma OEM que ocorre 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 óptico. Na verdade, o horizonte de rádio é 4/3 mais distante que o horizonte óptico (Figura 2.10).

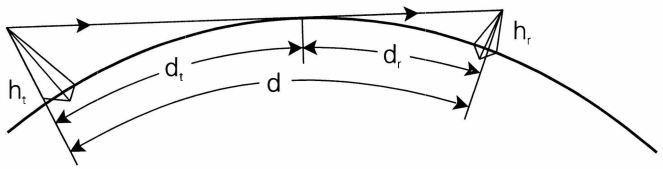


Figura 2.10 Horizonte de rádio para ondas diretas.

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

$$d_t = 4\sqrt{h_t}$$ 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:

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

onde: h_r = altura da antena receptora em metros.

Exemplo 2.4: 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 2.4 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.

FOT = 0,85 MUF

LUF = 0,6 x MUF

Tabela 2.4 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 diretas e constituem os sistemas de enlace por visibilidade, nos quais uma antena deve "ver" a outra. A potência de emissão pode ser pequena — de apenas alguns watts —, em virtude da reduzida intensidade de ruído presente nas freqüências superiores a 30 MHz e do ganho das antenas que, devido a suas dimensões mais reduzidas, facilita a utilização de elementos diretores, o que concentra a energia irradiada pela antena em uma 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 2.11). Modernamente, prefere-se a utilização de um satélite geoestacionário orbitando a Terra a aproximadamente 36.000 km de altitude (Figura 2.12).

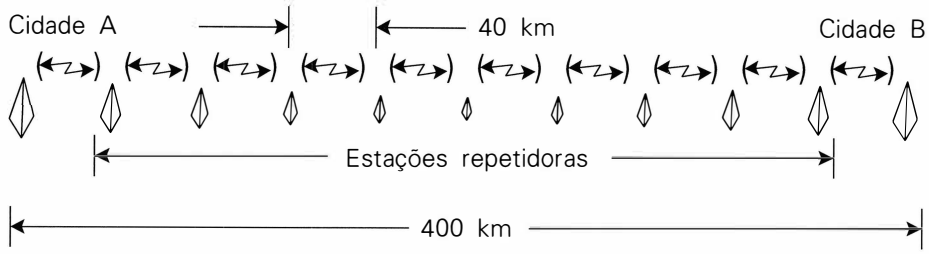


Figura 2.11 Enlace de radiovisibilidade entre duas cidades afastadas, via repetidora.

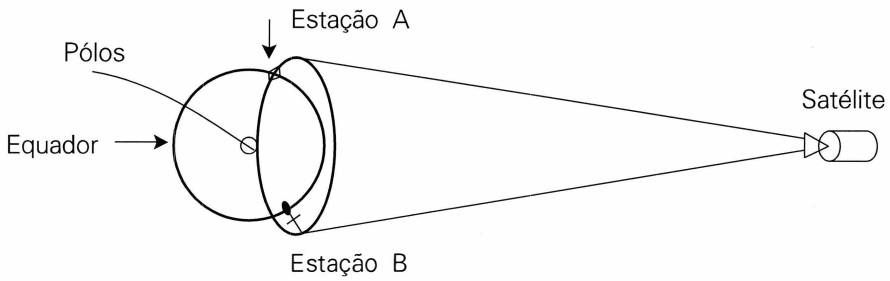


Figura 2.12 Enlace via satélite.

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 da Linha 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) Qual a finalidade das antenas transmissoras e receptoras?
2) Qual a composição de uma onda eletromagnética?
3) Qual a velocidade de propagação das ondas eletromagnéticas no vácuo?
4) Como se calcula o comprimento de uma onda eletromagnética?
5) O que determina a polarização de uma onda eletromagnética?
6) Como varia a densidade de potência de uma onda eletromagnética em relação à distância da fonte?
7) O que é uma fonte ou irradiador isotrópico?
8) O que significa a impedância característica do meio?
9) Quais os fenômenos que afetam a propagação de uma onda eletromagnética?
10) O que significa "coeficiente de reflexão"? Como ele varia, de acordo com o tipo de material refletor?
11) O que é a refração e quais são as suas causas mais comuns?
12) Qual o fenômeno de propagação que possibilita a recepção de ondas eletromagnéticas atrás de obstáculos?
13) Quais as principais características das ondas de rádio, de acordo com a sua faixa de freqüência?
14) Quais as características das ondas de superfície?
15) Qual a faixa de freqüência que mais é beneficiada pela propagação de ondas ionosféricas?
16) Por que as camadas superiores da ionosfera mantêm a sua ionização durante a noite?
17) Qual o efeito da densidade da camada ionizada sobre a reflexão de ondas eletromagnéticas de diferentes freqüências?
18) O que é a freqüência crítica de uma camada ionosférica?
19) O que significa a máxima freqüência utilizável de uma camada ionosférica?
20) O que é o desvanecimento de uma onda eletromagnética e quais as suas causas?
21) O que são ondas diretas?
22) Qual a relação existente entre a distância do horizonte de rádio e o horizonte óptico?
23) Quais os fatores que limitam o alcance das transmissões de rádio nas faixas de VHF, UHF e SHF?
24) Qual a distância máxima típica entre duas estações repetidoras de rádio que operam nas faixas de VHF, UHF e SHF?
25) Quais os limites de freqüência adequados para as comunicações via satélite?
26) Qual a altitude de operação de um satélite de comunicações síncrono e qual a distância máxima entre duas estações terrestres de comunicações via satélite?
27) Quais as características dos sinais gerados por um satélite de comunicações?
28) Quais os fatores que determinam o alcance das emissões de rádio?

29) Qual a potência utilizada para a comunicação em ondas curtas?
30) Qual a faixa de freqüência apropriada para a comunicação à distância de 600 km, durante o dia?

Problemas Propostos

1) Desenhe o diagrama de um sistema de comunicação via rádio.
2) Desenhe a representação de uma onda eletromagnética.
3) Forneça a classificação das ondas de rádio de acordo com a freqüência.
4) Classifique as ondas de rádio segundo o modo de propagação.
5) Descreva a constituição da ionosfera, sua origem e localização.
6) Descreva os mecanismos de reflexão ionosférica para ondas eletromagnéticas de diversos comprimentos.
7) Calcule o comprimento de uma onda eletromagnética de freqüência igual a 4,105 MHz.
8) Calcule a densidade de potência de uma onda direta gerada por uma antena isotrópica alimentada por uma potência de transmissão de 1 W, em uma distância de 3 km da fonte irradiadora.
9) Calcule a intensidade de campo, para os dados da questão anterior.
10) Sabendo-se que a freqüência crítica de uma camada ionosférica é de 8 MHz, calcule a MUF para um ângulo de incidência de 70°.
11) Com relação ao problema anterior, determine a freqüência ótima de trabalho (FOT) e a mínima freqüência utilizável (LUF).

Capítulo 3

Transmissores

A modulação em amplitude é, sem dúvida, um dos meios mais utilizados 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 radiotáxi e faixa-do-cidadão, sem falar nos equipamentos utilizados pelos radioamadores e nos aparelhos de radiocontrole.

Diagramas Básicos de Transmissores de AM

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

As Figuras 3.1 e 3.2 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 3.1 emprega o método da modulação síncrona, que será discutido no Capítulo 7. 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 3.2 utiliza o método da absorção para conseguir a modulação em amplitude. Um microfone de carvão é acoplado através do transformador de RF ao

1. Modalidade de comunicação por rádio na qual o cidadão comum pode obter uma licença para operar transmissores.

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.

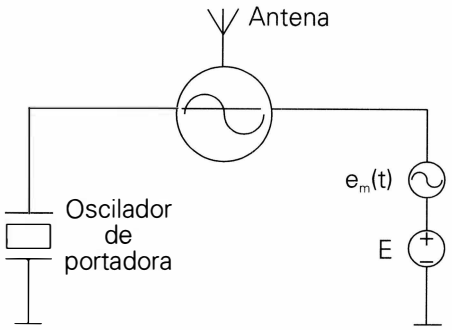


Figura 3.1 Oscilador modulado em amplitude.

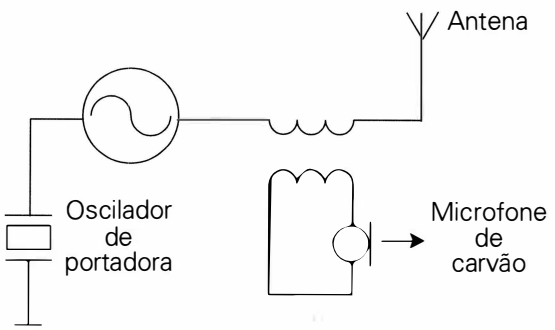


Figura 3.2 Modulação por absorção.

Embora funcionem, os circuitos da Figura 3.1 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 aplicadas ao oscilador, como no circuito da Figura 3.1, provocam alterações nas capacitâncias intereletródicas do dispositivo oscilador, que, por sua vez, fazem variar a freqüência do oscilador. No circuito da Figura 3.2, 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 de 15 Hz por MHz, é necessária a adoção das seguintes medidas:

a) a modulação deve ser efetuada em um 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 3.3 mostra a localização correta dos estágios separador e multiplicador, em um transmissor de rádio.

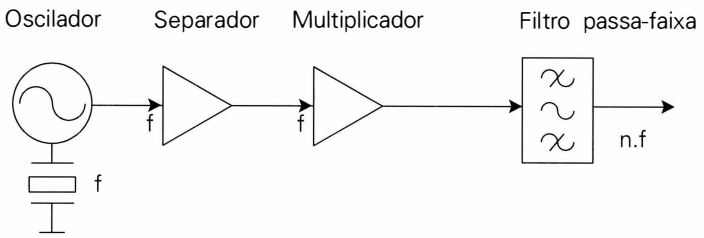


Figura 3.3 Localização dos estágios separador e multiplicador.

Obtenção de Potência de Saída Adequada

A potência de saída necessária para um transmissor varia em função do 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 depende da 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 3.4).

Analisando-se os valores apresentados na Figura 3.4, percebe-se como o ganho de potência, G_P, diminui com o aumento da potência de saída. Por isso, a obtenção de potências 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 W 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.

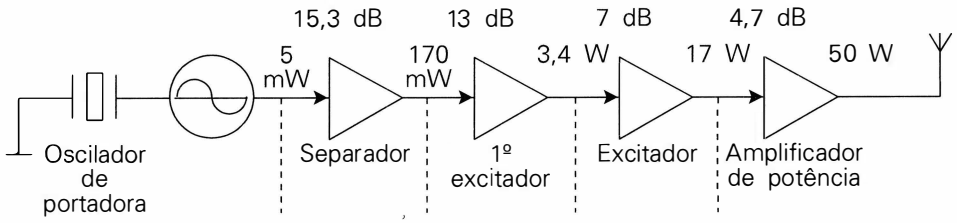


Figura 3.4 Distribuição típica de ganho de um transmissor transistorizado.

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 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 3.5 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.

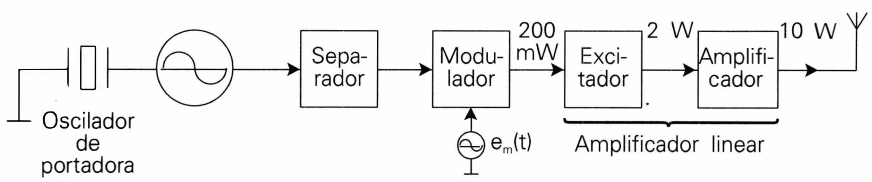


Figura 3.5 Transmissor de AM com modulação em baixo nível.

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

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 sua linearidade. 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.

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 3.6 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.

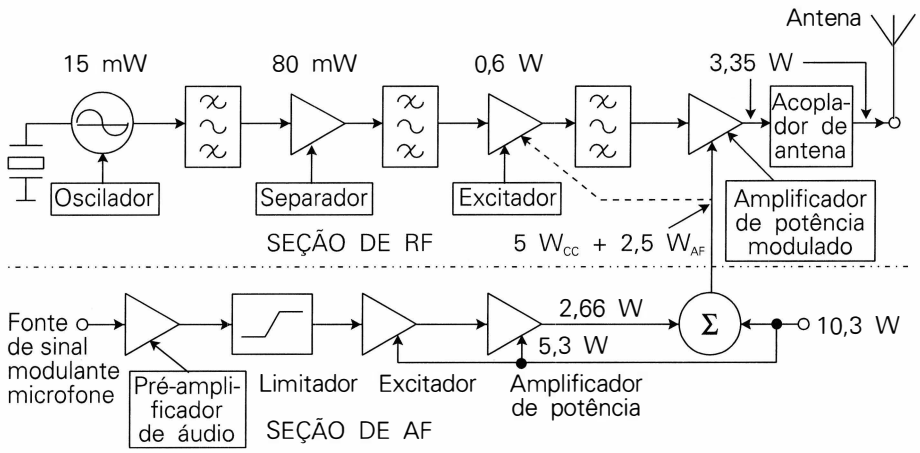


Figura 3.6 Diagrama em blocos de um transmissor de AM para a faixa de 11 m.

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 3.7).

Para manter-se a estabilidade em freqüência, é utilizado um elo de controle automático de freqüência do tipo PLL, no qual 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.

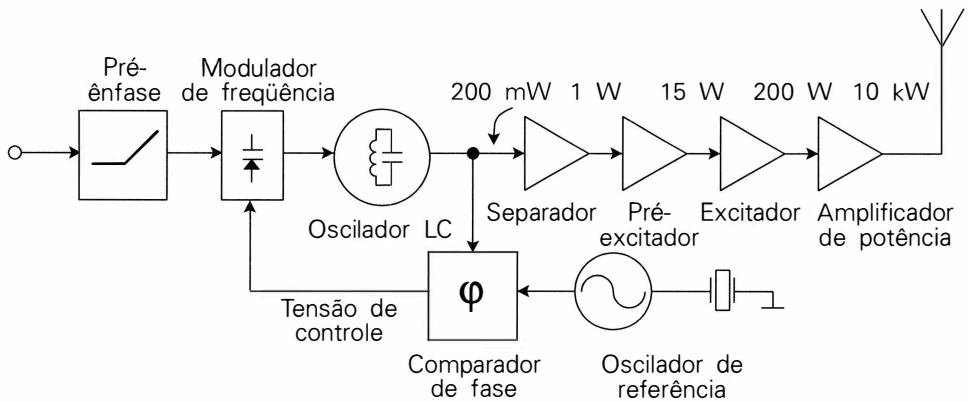


Figura 3.7 Diagrama em blocos de um transmissor de FM para radiodifusão.

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.

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 3.8). 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.

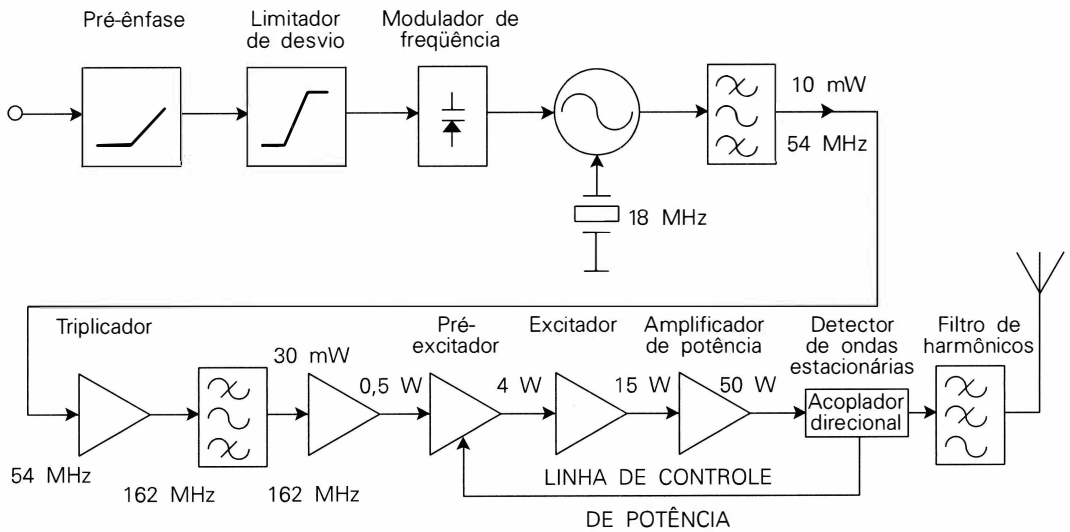


Figura 3.8 Diagrama em blocos de um transmissor de VHF-FM para radiocomunicação.

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 3.8 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 em uma 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 3.9). A razão para se usar esse tipo de circuito é a possibilidade que ele 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.

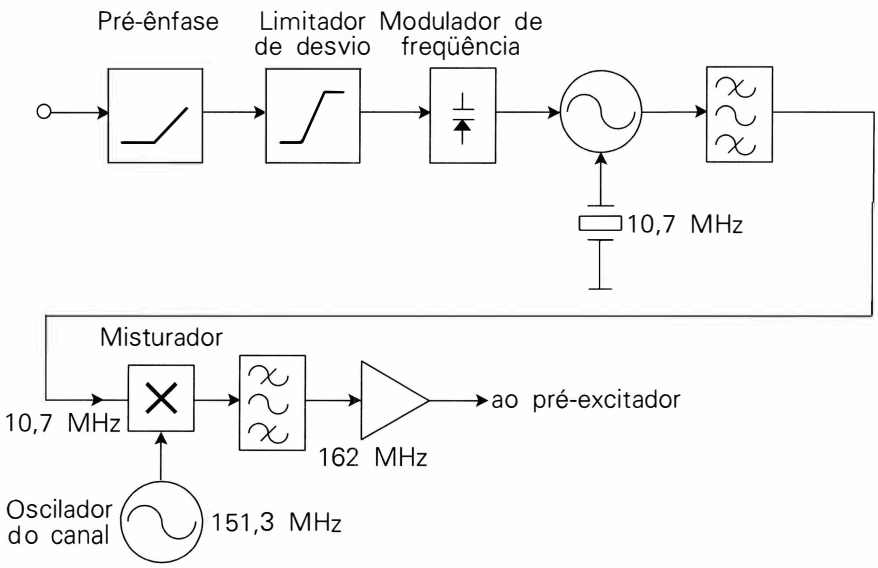


Figura 3.9 Diagrama em blocos de um transmissor de VHF-FM para radiocomunicação do tipo de heteródino.

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) Como varia a potência de saída de RF, em função da tensão de alimentação, para o circuito da Figura 3.1?
5) Quais os inconvenientes dos circuitos básicos apresentados nas Figuras 3.1 e 3.2?
6) Quais as características essenciais dos transmissores de rádio?
7) Por que um oscilador de portadora não deve trabalhar em alta potência?
8) Quais os fatores que limitam a potência de saída dos transmissores básicos das Figuras 3.1 e 3.2?
9) Quais as causas para a modulação em freqüência que pode ocorrer quando a modulação em amplitude é efetuada diretamente sobre o oscilador de portadora?
10) Quais são as medidas necessárias para a obtenção de estabilidade em freqüência em um transmissor de AM?
11) Qual a finalidade dos multiplicadores de freqüência?
12) Quais as razões para a utilização de multiplicadores de freqüência?
13) Quais os fatores que determinam a potência de saída necessária para um transmissor de rádio?
14) Como varia o ganho de um amplificador de potência em função da potência de saída de RF?
15) Quais as técnicas básicas para a construção de transmissores de AM?
16) Onde é efetuada a modulação em um transmissor de AM com modulação em alto nível?
17) Quais as características dos transmissores de AM com modulação em alto nível?
18) Quais as vantagens dos transmissores de AM com modulação em alto nível sobre os que empregam modulação em baixo nível?
19) Qual a razão para utilização da modulação em freqüência nas faixas de VHF e UHF?
20) Quais os meios utilizados para a obtenção de sinais modulados em freqüência, de acordo com a finalidade do sistema?
21) 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?
22) Por que o diagrama em blocos de um transmissor de FM para radiocomunicação é diferente do utilizado em radiocomunicação?
23) Quais são os dois métodos geralmente utilizados para a construção de transmissores de VHF-FM, para radiocomunicação?
24) Quais as características dos transmissores de VHF-FM que utilizam multiplicadores de freqüência para a obtenção da freqüência final de transmissão?

25) A mesma pergunta da questão anterior, mas com relação aos transmissores que utilizam o processo heteródino.
26) Por que o desvio de freqüência produzido pelo oscilador modulado é menor nos transmissores por multiplicação de freqüência?
27) Qual a vantagem da utilização do processo heteródino para a obtenção do sinal transmitido?
28) Em um transmissor, qual a finalidade do estágio separador, sua localização correta e suas características?
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?

Problemas Propostos

1) Desenhe os diagramas em blocos de dois transmissores de AM básicos.
2) Descreva o funcionamento do circuito da Figura 3.2.
3) Descreva as características e aplicações de transmissores que empreguem modulação em baixo nível.
4) Desenhe o diagrama em blocos completo de um transmissor de AM para a faixa de 11 metros.
5) No circuito da Figura 3.7, explicar o funcionamento do oscilador de portadora, especialmente a constituição dos elos de realimentação.
6) Desenhe o diagrama em blocos de um transmissor para radiodifusão em FM.
7) Descreva o funcionamento de um transmissor de FM para radiofusão.
8) Compare o desempenho dos amplificadores de potência de RF transistorizados com os valvulados.
9) Desenhe o diagrama em blocos de um transmissor transistorizado, fornecendo a potência de saída e o ganho de cada estágio.

Capítulo 4

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 4.1). O oscilador de batimento é empregado apenas na recepção de sinais com portadora suprimida, ou de CW.

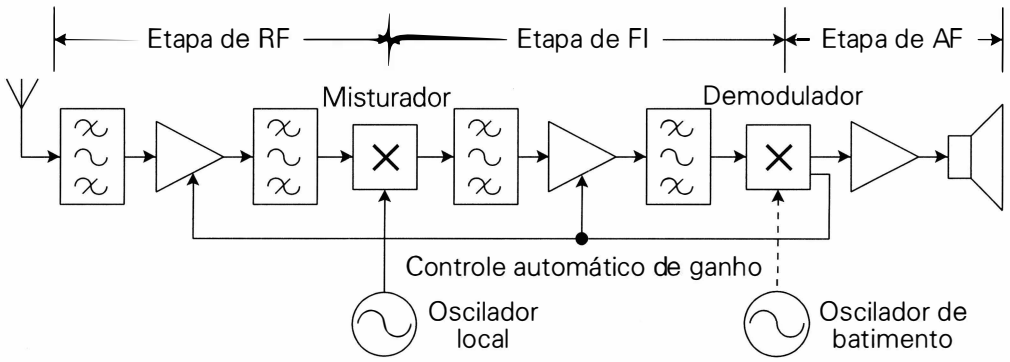


Figura 4.1 Diagrama em blocos de um receptor super-heteródino para recepção de AM, telegrafia ou SSB.

O Funcionamento do Super-heteródino

Em um 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 este uma diferença de freqüência constante e igual à freqüência de operação do amplificador de freqüência intermediária. O detector 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 detector um oscilador que opere em uma 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 discutido 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 detectar 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, o que equivale 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 em uma 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 detector 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 detectado.

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 4.2).

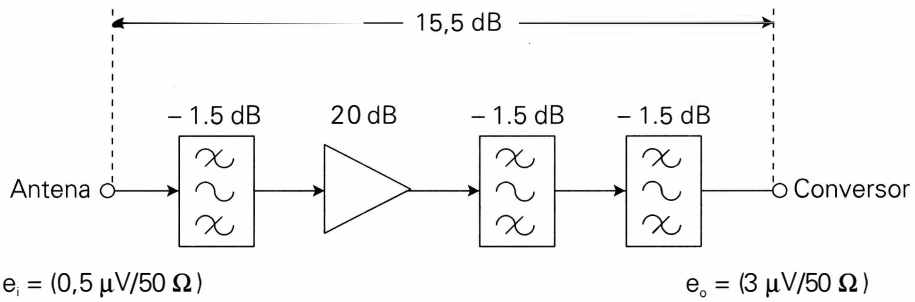


Figura 4.2 Diagrama em blocos do amplificador de RF e os valores típicos de ganho e atenuação.

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 à de FI, mas não é a freqüência desejada. De fato, a FI pode ser calculada por:

$$f_i = | f_{OL} - f_r | \qquad \text{Equação 1}$$

onde: f_i = freqüência a;
f_{OL} = freqüência e;
f_r = freqüência a.

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 4.3. A relação sinal/imagem deve ser superior a 30 dB nos receptores comuns e superior a 50 dB nos de melhor qualidade.

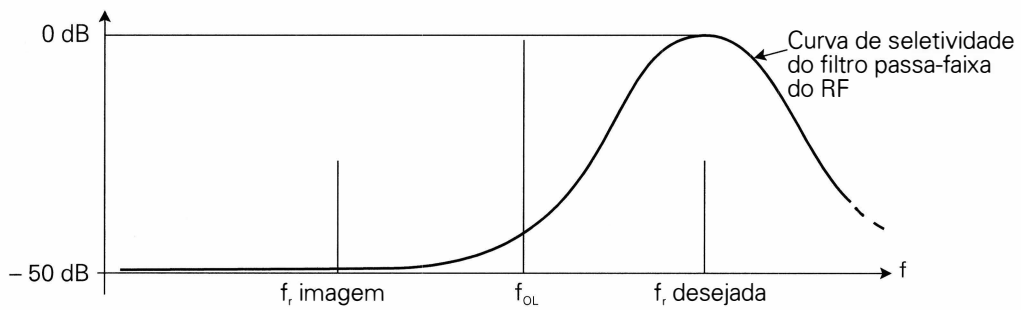


Figura 4.3 Curva de resposta do filtro passa-faixa de RF.

Conversores de Freqüência

São circuitos que atuam exatamente da mesma maneira que os moduladores. A diferença entre um conversor e um modulador reside mais no detalhe do que na concepção do circuito.

Basicamente, um modulador, da mesma forma que um conversor, tem a finalidade de transferir a informação contida em uma 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 4.4).

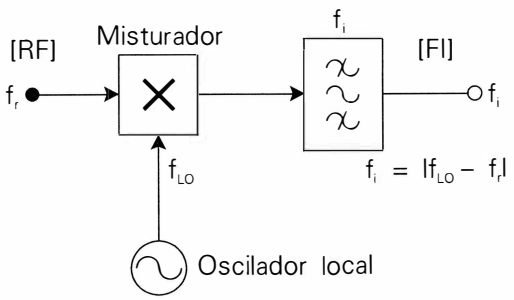


Figura 4.4 Conversor subtrativo *down-converter*.

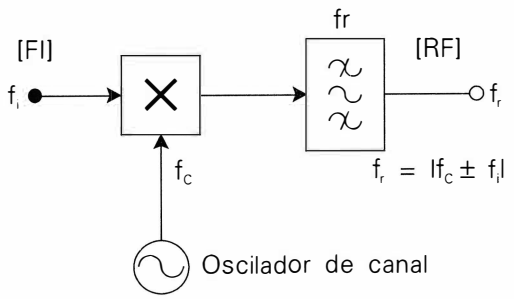


Figura 4.5 Conversor aditivo *up-converter*.

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.

Exercício 4.1: Em um 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, em um conversor desbalanceado, aparecerão na saída as freqüências de entrada (Figura 4.6).

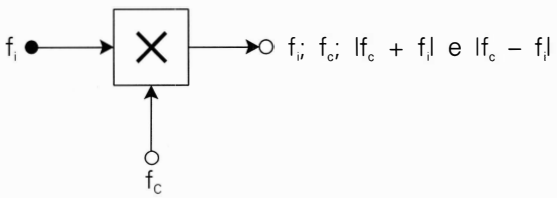


Figura 4.6 Sinais de saída de um misturador desbalanceado.

Um conversor balanceado, da mesma forma que um modulador balanceado, é capaz de eliminar na saída um dos sinais presentes em sua entrada (Figura 4.7).

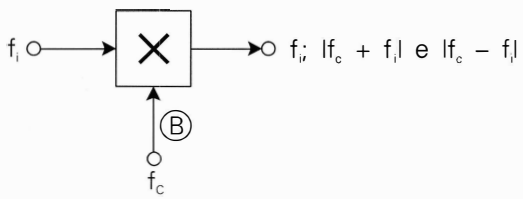


Figura 4.7 Sinais de saída de um misturador balanceado. A entrada B é balanceada em relação à saída.

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 4.8).

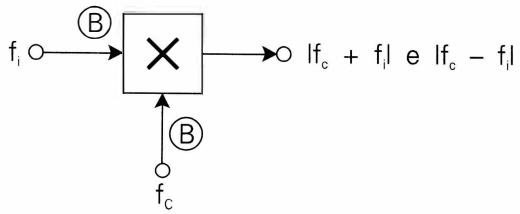


Figura 4.8 Sinais de saída de um conversor duplamente balanceado.

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).

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 4.9 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.

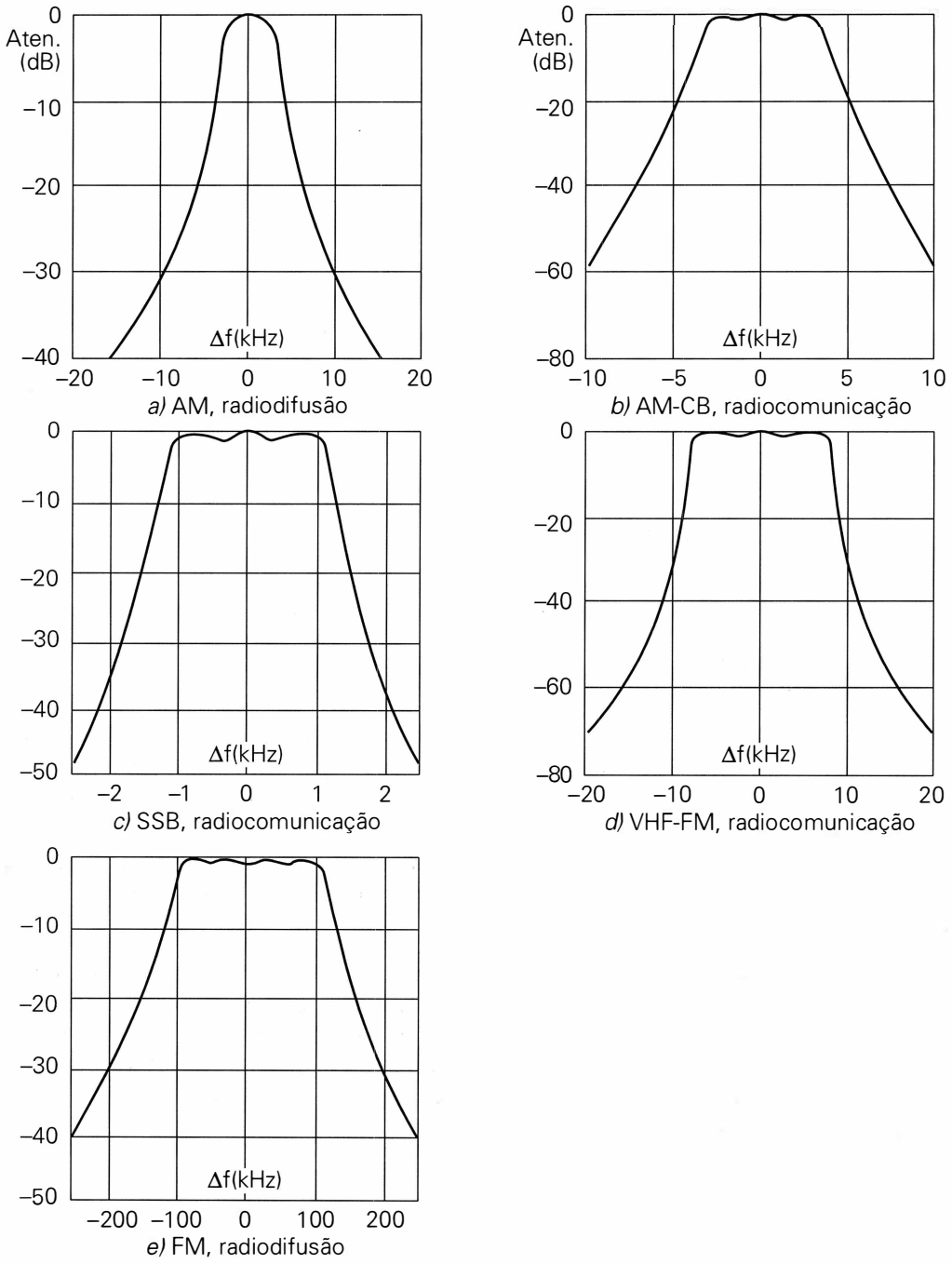


Figura 4.9 Curvas de resposta de freqüência do canal de FI para diversos tipos de receptores.

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 4.10), 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 em um 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 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.

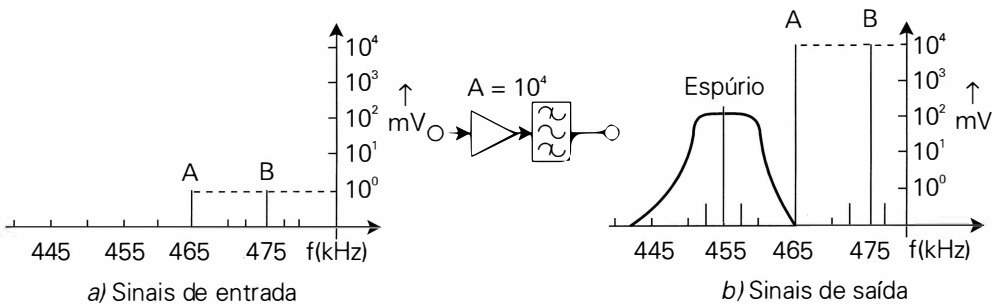
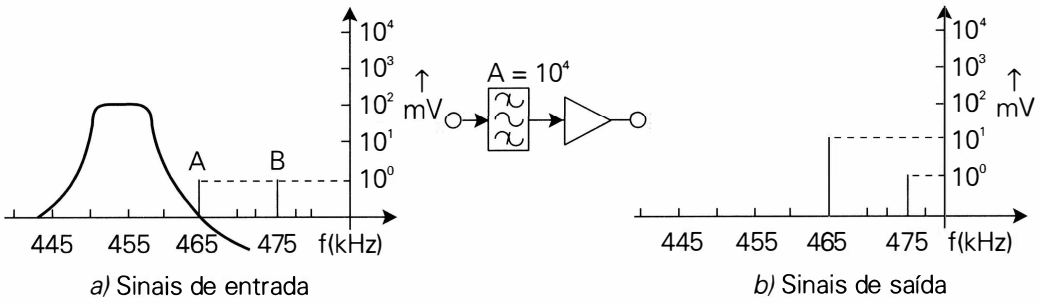


Figura 4.10 A ausência de filtragem antes do amplificador pode ocasionar respostas espúrias.

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 4.11).



a) Sinais de entrada *b)* Sinais de saída

Figura 4.11 O uso de um filtro antes do amplificador evita a sobrecarga mostrada no circuito da Figura 4.10.

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 4.11b.

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 à 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 detector. Fazendo-se a corrente do transistor inversamente proporcional à amplitude do sinal demodulado, através da aplicação da tensão retificada pelo diodo detector 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 detector 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 4.12 e 4.13 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 detector. 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 – 0,3 V será suficiente para levar o transistor praticamente ao corte, reduzindo o ganho a valores inferiores à unidade. O resultado é mostrado na Figura 4.13.

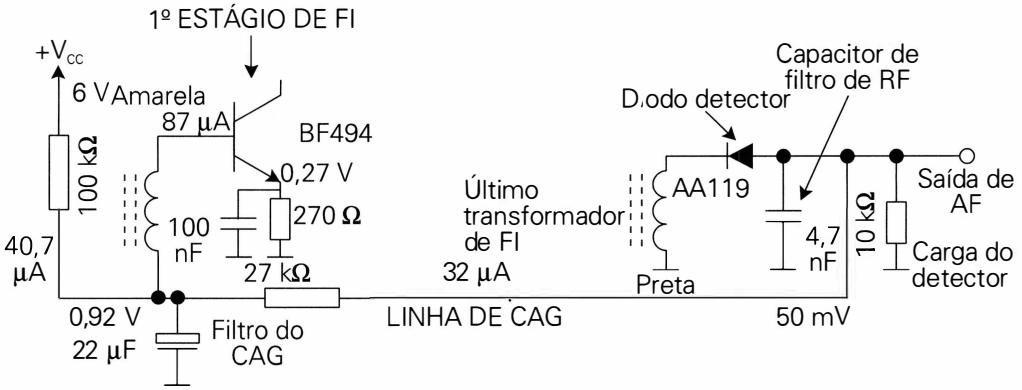


Figura 4.12 Obtenção de CAG através da retificação da tensão da portadora.

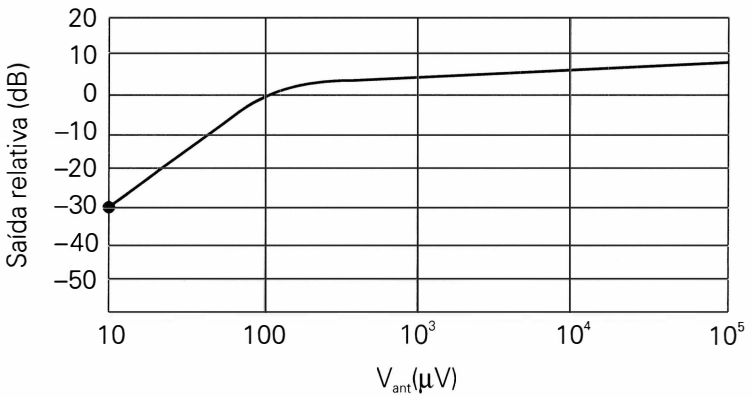


Figura 4.13 Curva de atuação do CAG.

Outro circuito normalmente associado ao detector de envoltória é o supressor de ruídos mostrado na Figura 4.14. 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.

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.

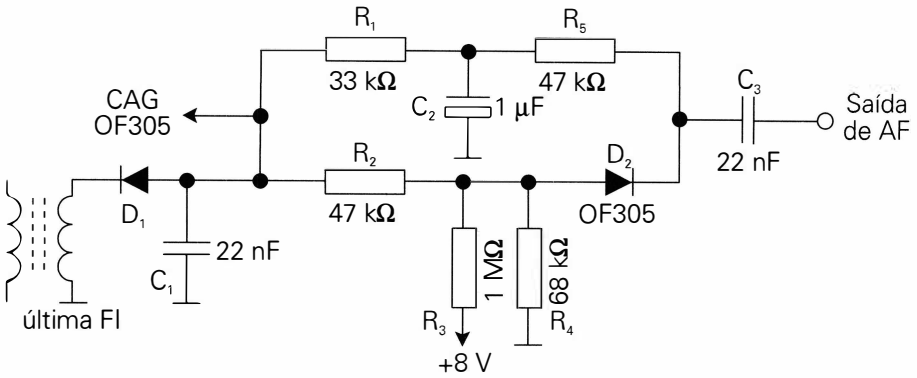


Figura 4.14 Supressor de impulsos de ruído em receptores AM.

Observe que o circuito se ajusta automaticamente ao nível do sinal detectado, já que a maior parte da polarização necessária ao seu funcionamento é fornecida pelo próprio sinal detectado.

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 detector.

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 4.15).

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. Essa disposição também 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.

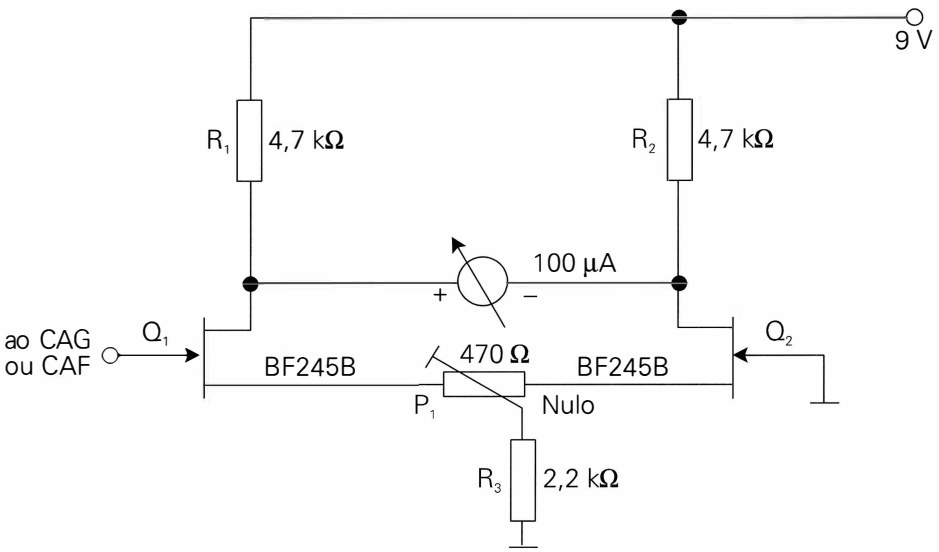


Figura 4.15 Circuito de um indicador de intensidade de sinal.

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 de 10 kHz em 10 kHz (ver Figura 4.16).

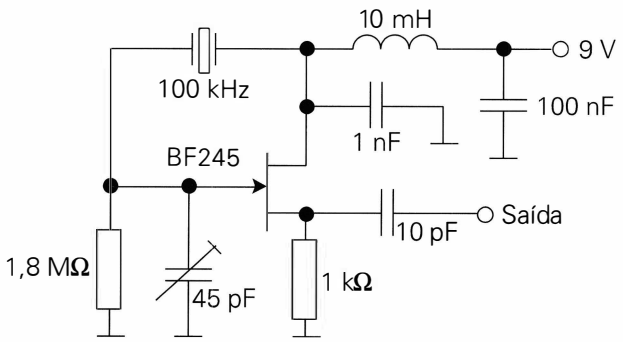


Figura 4.16 Calibrador de 100 kHz a cristal.

O Receptor de FM

Os receptores de FM possuem a mesma estrutura adotada nos receptores de AM, diferenciando-se pelo tipo de detector utilizado. Este deverá apresentar características que permitam a transformação de variações de freqüência em variações de amplitude, para se recuperar o sinal modulante. Na Figura 4.17 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 detector 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.

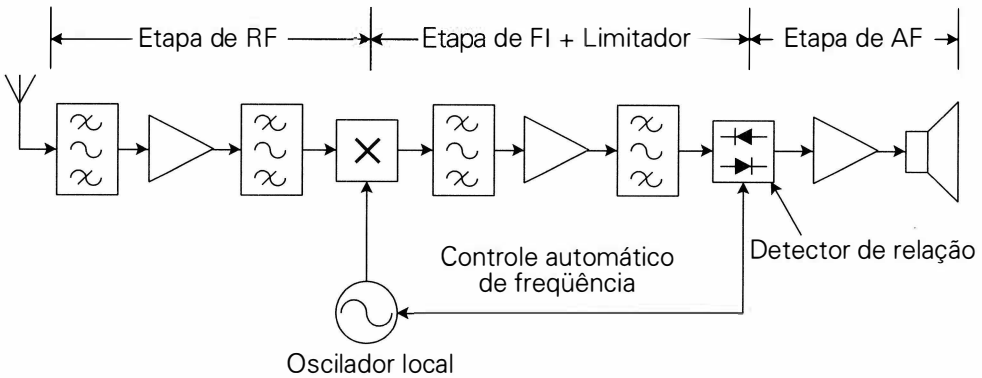


Figura 4.17 Diagrama em blocos de um receptor de FM.

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 4.18 mostra graficamente a ação limitadora sobre um sinal de entrada de amplitude variável.

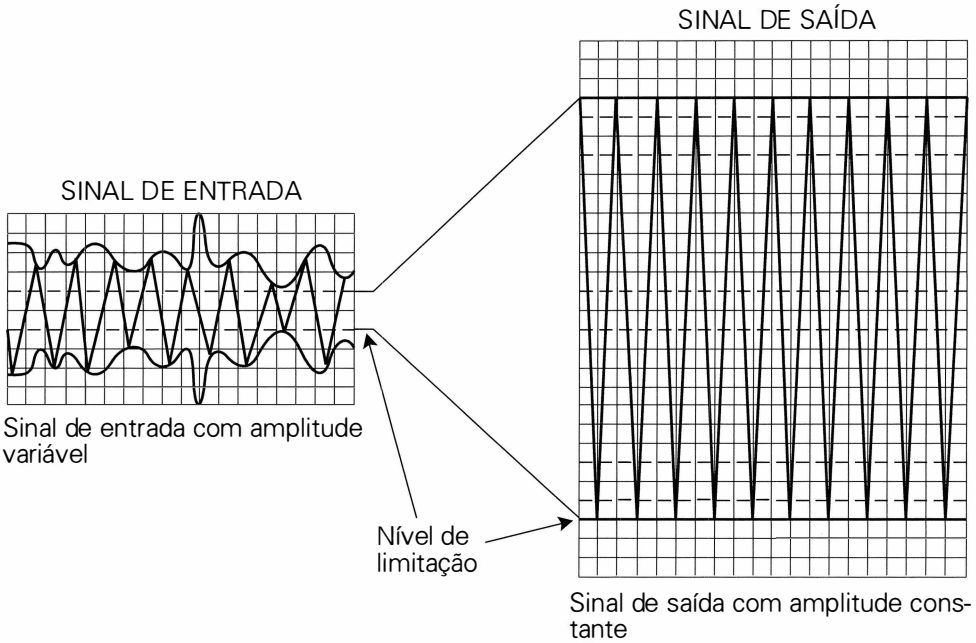


Figura 4.18 Ação limitadora sobre as variações do sinal de entrada.

Controle automático de freqüência (CAF): (Figura 4.19) 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 detector 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.

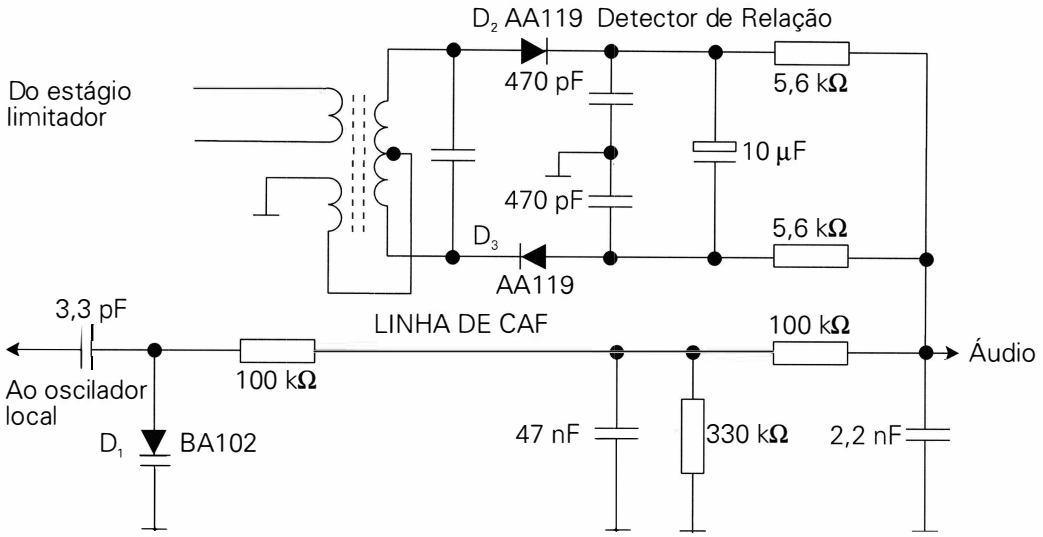


Figura 4.19 Circuito de controle automático de freqüência e detector de relação.

A descrição mostrada anteriormente (Figura 4.19) presume que o oscilador local trabalhe em uma 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.

Questionário

1) O que são receptores?
2) Qual a relação existente entre freqüência recebida e a freqüência do oscilador local de um receptor super-heteródino?
3) Qual é a finalidade do oscilador de batimento e quando ele é utilizado?
4) Quais os fatores que influenciam na sensibilidade de um receptor?
5) Quais são os circuitos normalmente encontrados em um receptor de rádio?
6) Quais as finalidades dos amplificadores de RF utilizados nos receptores de rádio?
7) O que é freqüência-imagem, quais as suas causas e como ela pode ser suprimida?
8) 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?

9) O que é a intermodulação, quais as suas causas e como pode ser eliminada?
10) Qual a finalidade do CAG e como ele atua?
11) Como funciona um supressor de ruídos e qual a sua finalidade?
12) Quais as diferenças que existem entre os receptores de FM e os receptores de AM?
13) Qual a finalidade do estágio limitador, onde ele é utilizado e qual o seu princípio de funcionamento?
14) Qual a finalidade do CAF, onde ele é utilizado e como ele funciona?
15) Quais as características do conversor utilizado no circuito da Figura 4.16?
16) Descreva o funcionamento do circuito da Figura 4.16.
17) Descreva o funcionamento do circuito da Figura 4.17.
18) Quais as diferenças existentes entre os circuitos dos receptores para AM, CW e SSB?
19) Quais os valores de atenuação da freqüência-imagem recomendados para os diversos tipos de receptores?
20) 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) Desenhe o diagrama em blocos de receptor super-heteródino para AM, telegrafia ou SSB.
2) Cite as características de um receptor de rádio e sua definição.
3) Cite a finalidade e as características de cada circuito utilizado nos receptores de rádio.
4) Cite as características das curvas de respostas do canal de FI para receptores destinados a diferentes aplicações.
5) Em um receptor super-heteródino, dotado de um amplificador de freqüência intermediária de 3,65 MHz, deseja-se receber um sinal de 26,86 MHz. Calcule as freqüências do oscilador local.
6) Calcule a freqüência de sinais fora de faixa que possam causar interferências por intermodulação, em um receptor que possua uma freqüência central de 1 MHz, sabendo-se que existe um sinal intenso na freqüência de 950 kHz.

Amplificadores Sintonizados

Equipamentos de rádio fazem uso intensivo de amplificadores sintonizados. Esses amplificadores são responsáveis pela sensibilidade e seletividade dos receptores.

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 sua qualidade. Normalmente, os filtros passa-faixa são dispostos entre os dispositivos amplificadores, fazendo parte da rede de acoplamento do sinal. A Figura 5.1 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 são usados em equipamentos de radiocomunicação, radioamador, TV e outros.

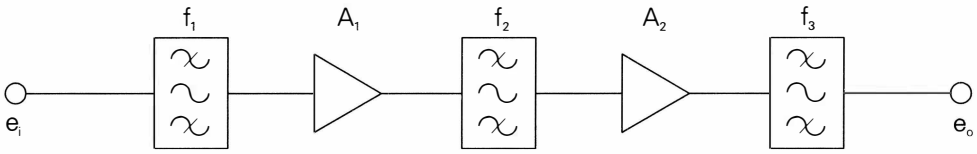


Figura 5.1 Amplificador sintonizado em 2 estágios com 3 filtros.

Sintonia Múltipla

Os filtros podem estar sintonizados na mesma freqüência ou em freqüências distintas, resultando, evidentemente, de curvas de resposta de freqüência diferentes (Figuras 5.2).

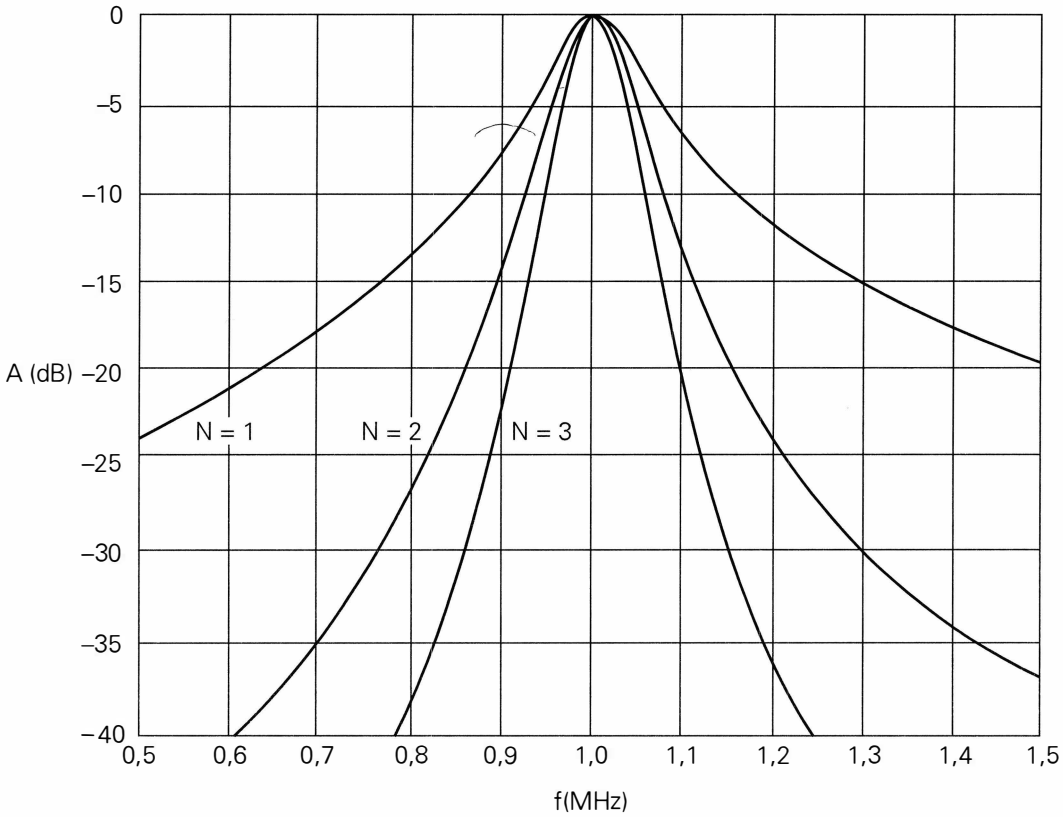


Figura 5.2 Curva de resposta de freqüência para amplificador de RF com 1, 2 ou 3 filtros LC paralelos idênticos.

As curvas da Figura 5.2 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 5.2 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 5.1: 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 5.2: 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 = *a reatância* dos elementos de sintonia, Ω;
R_t = 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 5.3: 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. Esta é obtida pelo uso de filtros que tenham freqüências de ressonância ligeiramente diferentes. O afastamento de freqüência pode ser obtido da Tabela 5.1, assim como a largura de faixa correspondente.

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.

Tabela 5.1 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	$0{,}96\ BW_t$	$0{,}30\ BW_t$

Sensibilidade

A sensibilidade dos amplificadores está relacionada com o número de estágios empregados, o ganho de cada estágio e o nível de ruído. 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:

$$N_f = \frac{(S + R)/R(\text{entrada})}{(S + R)/R(\text{saída})} \qquad \text{Equação 5}$$

onde: S = valor eficaz do sinal, V;
R = valor eficaz do ruído, V.

O fator de ruído pode ser expresso em dB pela equação:

$$N_f = 20 \log N_f \qquad \text{Equação 6}$$

O fator de ruído do amplificador indica o quanto ele 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:

$$N_{ft} = N_{f1} + \frac{N_{f2} - 1}{A_1} + \frac{N_{f3} - 1}{A_1 \cdot A_2} + \ldots + \frac{N_{fn} - 1}{A_1 \cdot A_2 \ldots A_{n-1}} \qquad \text{Equação 7}$$

onde: N_{ft} = fator de ruído total;
N_{fn} = fator de ruído do estágio "n";
n = o número do estágio.

Exercício 5.4: Em um 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 7 e do Exercício 5.4, que o fator de ruído do amplificador é determinado praticamente pelo primeiro estágio. Por isso, o primeiro estágio deve ser cuidadosamente projetado, visando ao 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) 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 descritas 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 uma menor faixa dinâmica. Já a capacidade de potência do amplificador, quando elevada, aumenta a faixa dinâmica, desde que não haja prejuízo ao fator de ruído.

Procedimentos para o Aumento da Faixa Dinâmica

Pode-se aumentar a faixa dinâmica dos amplificadores por meio 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 50.000, 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 10.000 vezes, ou 80 dB. Com realimentação negativa, é possível aumentar-se pelo menos 10 dB 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.

Questionário

1) Que características dos receptores estão relacionadas com os amplificadores sintonizados?
2) Quais são as principais características dos amplificadores sintonizados?
3) Quais os tipos de filtros normalmente utilizados nos amplificadores sintonizados?
4) Em um amplificador sintonizado, quais os tipos de curvas de resposta em freqüência que podem ser obtidos pela utilização de vários filtros?
5) Qual a utilidade da sintonia escalonada, em amplificadores sintonizados?
6) Em um amplificador sintonizado, como pode ser obtida a curva de resposta total?
7) Por que, em um amplificador com sintonia escalonada, existe uma perda de ganho em relação a um amplificador com sintonia coincidente?
8) Quais os fatores que determinam a sensibilidade de um amplificador?
9) O que é o fator de ruído em um amplificador?
10) Qual é o fator de ruído de um amplificador ideal?
11) Qual o fator de ruído aceitável para finalidades práticas?
12) Em um amplificador de vários estágios, qual deles exerce maior influência sobre o fator de ruído total?
13) Quais os requisitos que devem ser atendidos no projeto de amplificadores de baixo ruído?
14) O que é a faixa dinâmica de um amplificador?
15) Quais os fatores que determinam a faixa dinâmica de um amplificador?
16) Qual a influência do ganho sobre a faixa dinâmica de um amplificador?
17) Quais são os procedimentos que permitem o aumento da faixa dinâmica de um amplificador?
18) Quais os fatores que devem ser levados em conta na escolha de um dispositivo amplificador?

19) Por que motivo o ganho dos primeiros estágios de um amplificador deve ser mantido tão pequeno quanto possível?
20) Por que motivo utilizam-se amplificadores de potência nos amplificadores de faixa larga, e qual a sua localização correta?

Problemas Propostos

1) Desenhe o diagrama em blocos de um amplificador sintonizado, relacionando suas características aos elementos que o compõem.
2) Descreva o comportamento dos diversos dispositivos, quando utilizados como amplificadores sintonizados.
3) Calcule a largura de faixa de um amplificador com quatro filtros de largura de faixa de 10 kHz, cada um.
4) Calcule a largura de faixa de um único filtro, para um amplificador com três filtros e largura de faixa total de 300 kHz.

Osciladores de RF

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.

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.

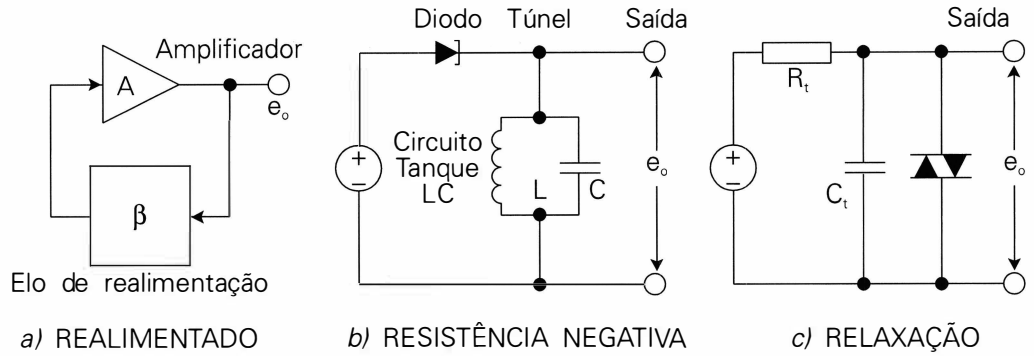


Figura 6.1 Classificação dos osciladores quanto ao princípio de funcionamento.

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 6.2.

Por meio da análise do circuito da Figura 6.2, 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.

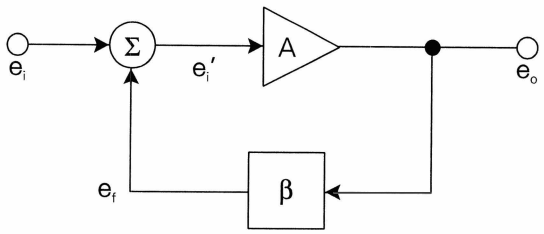


Figura 6.2 Diagrama em blocos de um amplificador realimentado.

Da Figura 6.2, 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 em um 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 forneça, 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, nas quais 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, devido ao 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.

Os osciladores LC proporcionam uma estabilidade de freqüência em torno de 100 Hz/MHz. Tanto a estabilidade de freqüência do oscilador quanto a sua precisão estão relacionadas principalmente com a qualidade dos componentes utilizados no elo de realimentação positiva, que é a parte do circuito responsável pela determinação da freqüência gerada. A Figura 6.3 mostra o diagrama esquemático de um oscilador LC típico.

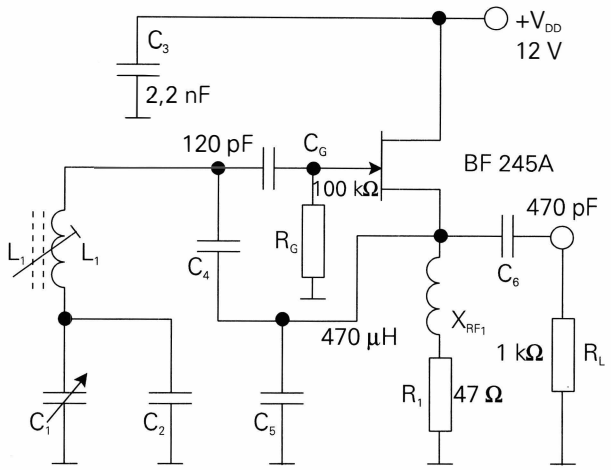


Figura 6.3 Oscilador LC do tipo Clapp.

Um FET operando na configuração fonte-comum fornece o ganho necessário para o funcionamento do oscilador. Um elo de realimentação, composto por L_1, C_1, C_2 e C_5, determina a freqüência da oscilação. O capacitor variável C_1 permite variar a freqüência do oscilador.

O oscilador LC pode ser usado como um oscilador de freqüência variável.

Elos de Realimentação com Três Impedâncias

A Figura 6.4 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:

$$\beta = \frac{e_f}{e_o}$$

Desprezando-se a influência da impedância de entrada do amplificador, pode-se escrever:

$$i = \frac{e_o}{Z_2 + Z_3}$$

$$e_f = i \cdot Z_2 \; ; \; e_f = \frac{e_o}{Z_2 + Z_3} \cdot Z_2$$

$$\frac{e_f}{e_o} = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3}$$

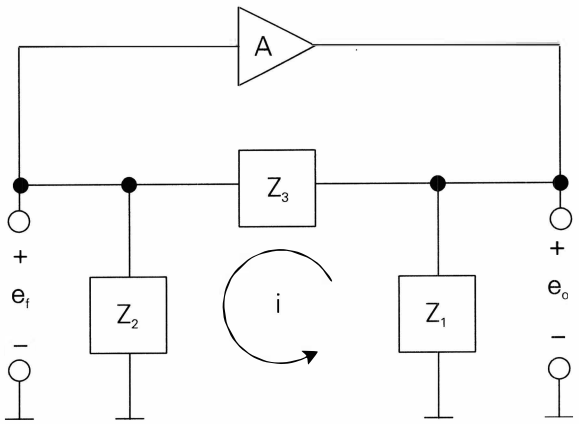


Figura 6.4 Diagrama em blocos de um oscilador realimentado a três impedâncias.

$$\beta = \frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \qquad \text{Equação 7}$$

Pela análise da Equação 7, conclui-se que, se Z_2 for do mesmo tipo que Z_3 (ambos capacitores ou indutores), isso resultará em um 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 6.5 apresenta um resumo das conclusões e os circuitos equivalentes para radiofreqüência 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 6.6 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 6.6, pode-se escrever a seguinte equação nodal, para o dreno do FET:

$$i_L + i_1 + i_2 = - i_o \qquad \text{Equação 8}$$

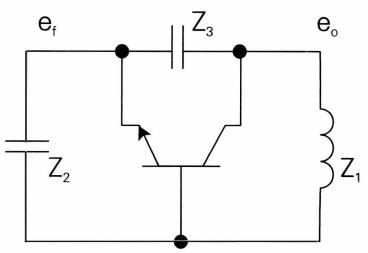
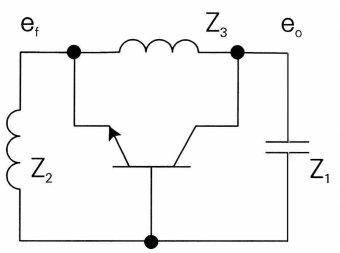
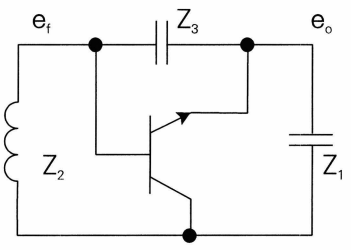
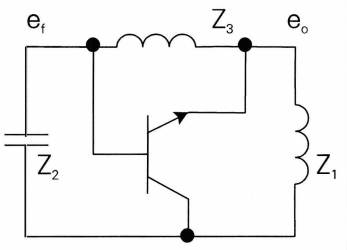
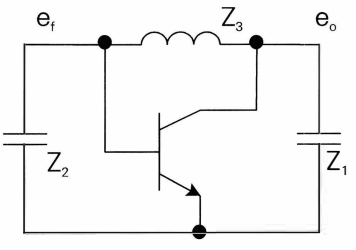
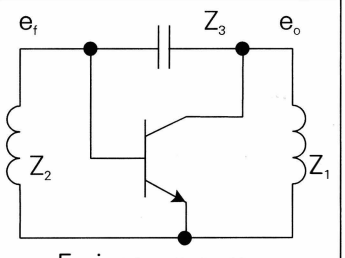
CONDIÇÃO	β	COLPITTS	HARTLEY
$\frac{Z_2}{Z_3} > 0$	> 0	 Base-comum	 Base-comum
$\lvert Z_2\rvert > \lvert Z_3\rvert$ e $\lvert Z_2\rvert > \lvert Z_2+Z_3\rvert$	> 1	 Coletor-comum	 Coletor-comum
$\frac{Z_2}{Z_3} < 0$ e $\lvert Z_3\rvert > \lvert Z_2\rvert$	< 0	 Emissor-comum	 Emissor-comum

Figura 6.5 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:

$$i_L = - i_o$$

$$\frac{e_o}{R_L} = - g_m \cdot e_i$$

$$A = \frac{e_o}{e_i}$$

$$A = - g_m R_L \qquad \text{Equação 9}$$

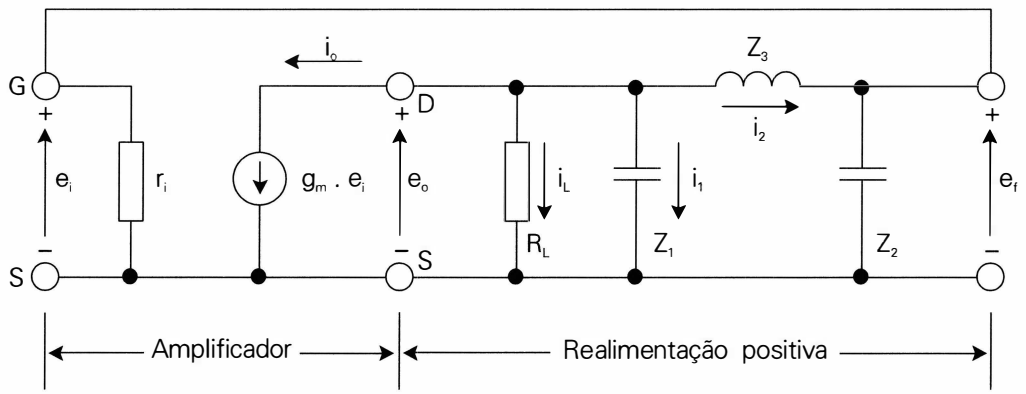


Figura 6.6 Circuito equivalente de um oscilador Colpitts em fonte-comum.

Sabe-se que, para o circuito oscilar, o ganho de malha fechada deverá ser unitário. Portanto, se:

$$\beta \cdot A = 1, \qquad \text{então}$$

$$\beta = \frac{1}{A} \qquad \text{Equação 10}$$

Substituindo-se na equação anterior a Equação 7, tem-se:

$$\frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} = \frac{1}{A} \qquad \text{Equação 11}$$

Devido à sintonia, pode-se escrever que:

$$Z_3 + Z_2 = - Z_1 \qquad \text{Equação 12}$$

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.*

Considerações de Projeto do 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_o). Os capacitores deverão ser cerâmicos, com coeficiente contro-

lado 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 (Honey-comb, 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 6.7 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 ser enumeradas.

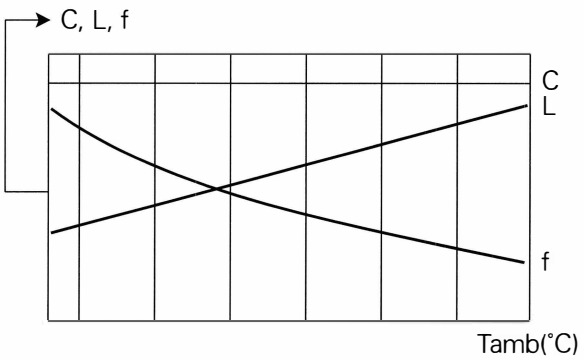


Figura 6.7a Oscilador sem compensação de temperatura.

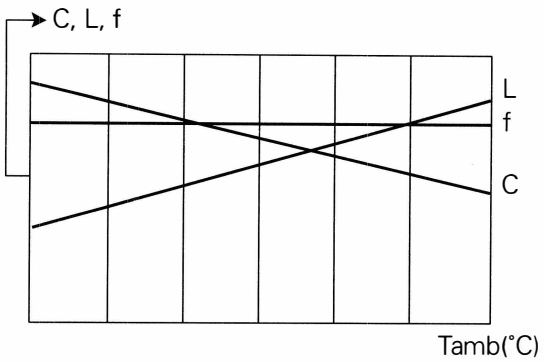


Figura 6.7b Oscilador com compensação de temperatura.

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 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 6.8.

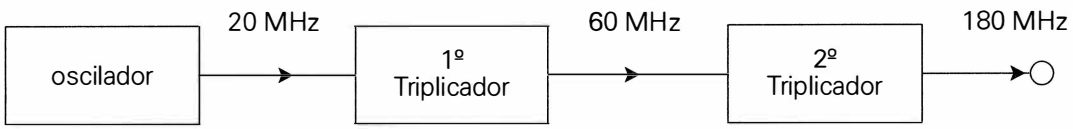


Figura 6.8 Oscilador de freqüência baixa (HF), seguido por uma cadeia multiplicadora. É utilizado para gerar sinais na faixa de VHF.

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.

Osciladores a Cristal

Os osciladores a cristal são muito utilizados nos equipamentos de comunicações devido a sua excelente precisão e estabilidade de freqüência. Um oscilador a cristal possui uma estabilidade de freqüência da ordem de 10 Hz/MHz, na faixa de temperatura de 0 a 50°C. A precisão pode chegar a 1 Hz/MHz, depois de calibrado. Cristais especiais, mantidos em temperatura estabilizada, podem ter esses valores melhorados em até dez vezes.

Nos equipamentos de rádio, os osciladores a cristal são responsáveis pela geração da portadora e outros sinais de batimento como, por exemplo, o oscilador local usado nos receptores super-heteródinos. A Figura 6.9 mostra o diagrama esquemático de um oscilador típico a cristal.

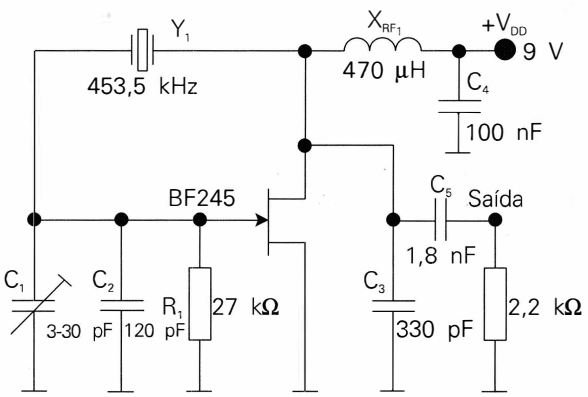


Figura 6.9 Oscilador a cristal do tipo Pierce.

Um FET operando na configuração dreno-comum fornece o ganho necessário para o funcionamento do oscilador. Um cristal, Y_1, fazendo parte do elo de realimentação, juntamente com C_1, C_2 e C_3, determina a freqüência da oscilação. O trimmer C_1 permite o ajuste exato da freqüência.

O oscilador a cristal é um oscilador de freqüência fixa, significando que a freqüência de funcionamento do oscilador é determinada, basicamente, na fabricação do cristal.

Os osciladores a cristal também são utilizados em equipamentos digitais para a geração da base de tempo. Um equipamento PCM de 30 canais, por exemplo, utiliza um oscilador a cristal de 2,048 MHz com precisão de ± 50 Hz/MHz.

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 6.10).

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 eletroacústicos, 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.

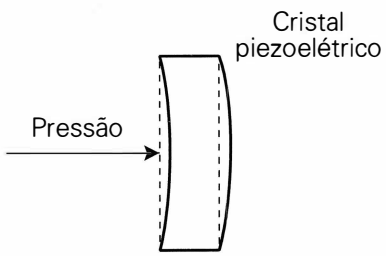


Figura 6.10a

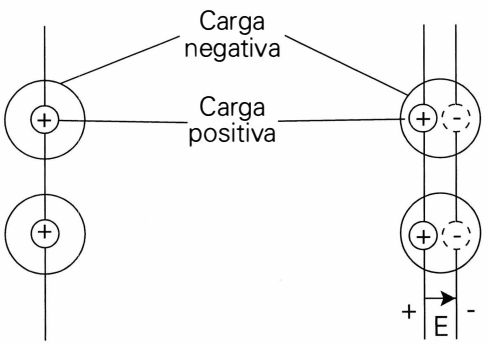


Figura 6.10b

Figura 6.10c

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 6.11 apresenta o circuito equivalente mecânico e elétrico de um cristal oscilador.

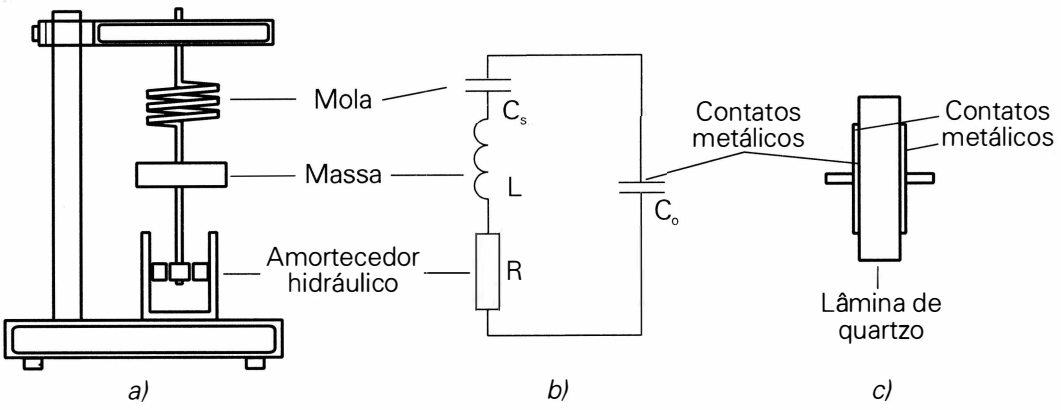


Figura 6.11a Equivalente mecânico do cristal.

Figura 6.11b Equivalente elétrico do cristal.

Figura 6.11c 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 6.12, 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 5 MHz, para o cristal da Figura 6.13. 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 16

e

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot \frac{C_s \cdot C_o}{C_s + C_o}}}$$ Equação 17

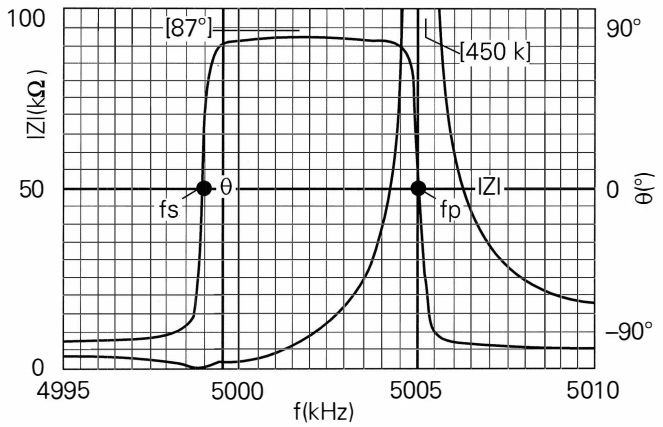


Figura 6.12 Curva da impedância e do ângulo de fase em função da freqüência.

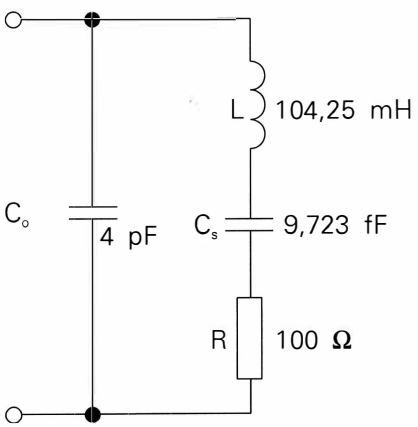


Figura 6.13 Circuito equivalente de um cristal oscilador típico de 5 MHz.

Conhecendo-se o valor de C_o, pode-se deduzir os valores de L e C_s. Na ressonância série, tem-se:

$$L = \frac{1}{\omega_s^2 C_s}$$ Equação 18

$$C_s = C_o \left[\left(\frac{f_p}{f_s} \right)^2 - 1 \right]$$ Equação 19

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 deveria, 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 6.14). O fato de existirem dois pontos — como por exemplo P_1 e P_2, na Figura 6.14a — 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.

Por esse motivo, o elo de realimentação contendo o cristal deverá ser projetado para que *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 6.12 e 6.13, e ao seu baixo coeficiente de temperatura. Na Figura 6.15 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 kHz e 500 kHz. O corte GT é utilizado em cristais muito estáveis na faixa de 100 kHz a 500 kHz.

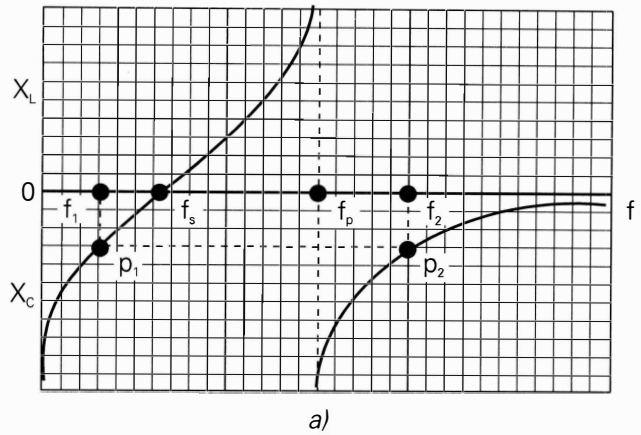


Figura 6.14a Curva de resposta de um cristal de Q infinito.

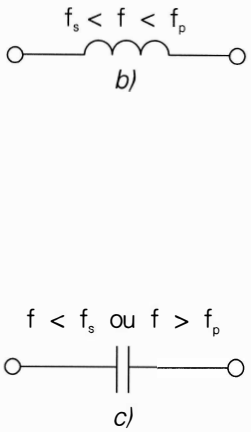


Figura 6.14b e c Circuito equivalente em função da freqüência.

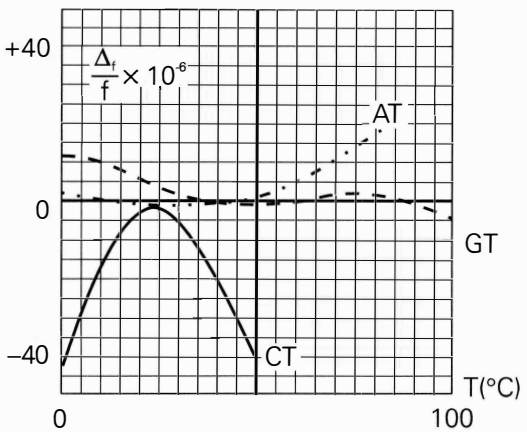


Figura 6.15 Variação da freqüência de ressonância com a temperatura para diferentes tipos de cristais.

Atividade: Apesar de o 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 6.13, por exemplo, apresenta a 5000 kHz uma impedância de 144 + 1590 Ω, o que implica um 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 Ω 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 simples-

mente substituir o indutor de 50,6 mH 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, sob pena de o circuito não oscilar. O fato de o 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 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.

Cristais de Sobretom

Para freqüências superiores a 18 MHz, os cristais osciladores são produzidos para abrigar, não uma, mas três, cinco, sete ou mais ondas acústicas, como mostrado na Figura 6.16. 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 ser obtidas com a utilização de cristais que empreguem o modo fundamental.

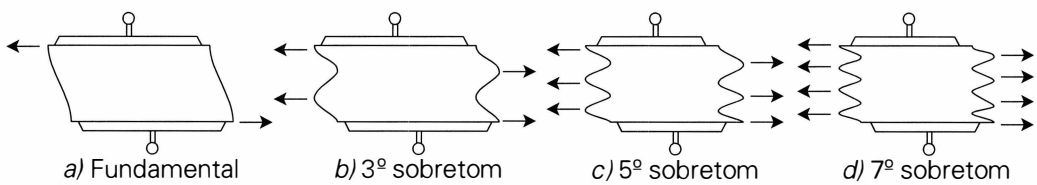


Figura 6.16 Vibração por cisalhamento para diversos modos de oscilação em cristais osciladores de corte AT e BT.

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 em um 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 para prevenir oscilações espúrias.

O circuito da Figura 6.16b, 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.

Questionário

1) O que são osciladores?
2) O que são osciladores realimentados?
3) Qual o valor do ganho de malha fechada necessário para a oscilação estável?
4) O que são osciladores LC?
5) Por que os osciladores LC são apropriados para o funcionamento em altas freqüências?
6) Quais as características dos osciladores Hartley e Colpitts?
7) Cite a finalidade de cada uma das três impedâncias de um elo de realimentação LC.
8) Qual deverá ser a relação entre a impedância de entrada de um amplificador e a impedância Z_2 da rede de realimentação utilizada em um circuito oscilador?
9) Quais as duas configurações mais favoráveis para os amplificadores utilizados em osciladores Colpitts? E para os osciladores Hartley?
10) Em que condições é recomendada a utilização das configurações base-comum e porta-comum?
11) O que acontece com a soma das três impedâncias da rede de realimentação, para uma freqüência igual à freqüência de oscilação?
12) Quais os fatores que determinam a potência de saída de um oscilador?
13) Por que, no projeto de um oscilador realimentado, deve-se utilizar um ganho de malha fechada igual a 3?
14) Em um oscilador realimentado, qual deve ser a relação entre a freqüência de oscilação e a freqüência de transição do transistor amplificador?
15) Quais os tipos de capacitores e indutores apropriados para a utilização em osciladores LC?
16) Como se comporta um indutor de ferrite quando submetido a variações de temperatura?

17) Por que a estabilidade de um oscilador, principalmente daqueles que utilizam a configuração emissor-comum, costuma diminuir com o aumento da freqüência de operação?
18) Qual a finalidade dos multiplicadores de freqüência?
19) Quais os fatores que determinam a escolha do ponto de operação de transistores utilizados em osciladores?
20) Quais os cuidados necessários na escolha da configuração do circuito de polarização de um transistor oscilador?
21) Quais os materiais piezoelétricos mais utilizados na construção de cristais osciladores?
22) Quais os fatores que determinam a freqüência de oscilação natural de uma lâmina de cristal?
23) Quais os fatores determinantes da estabilidade de freqüência de um cristal oscilador?
24) Qual o efeito causado sobre a impedância, pela aplicação de uma capacitância externa em paralelo com um cristal oscilador?
25) Como devemos proceder para a determinação das freqüências de ressonância série e paralela de um cristal oscilador?
26) Quais são as duas maneiras pelas quais um cristal poderá ser aproveitado no circuito de um oscilador?
27) Qual o significado da expressão "atividade", quando empregada com relação a um cristal oscilador?
28) Qual a faixa de valores apropriados para a capacitância externa conectada em paralelo com um cristal oscilador típico?
29) O que é piezoeletricidade?

Problemas Propostos

1) Forneça as diversas classificações dos osciladores.
2) Desenhe o diagrama em blocos de um amplificador realimentado.
3) Justifique o caráter geral das equações que permitem o cálculo de cada uma das três impedâncias de uma rede de realimentação positiva.
4) Desenhe o circuito equivalente elétrico de um cristal oscilador.
5) Relacione o circuito equivalente elétrico de um cristal oscilador com o seu equivalente mecânico.
6) Desenhe a curva da variação da impedância de um cristal oscilador em função da freqüência do sinal aplicado.
7) Discuta a forma de atuação típica de um cristal, no elo de realimentação de um oscilador.

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, no qual 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 7.1. O dispositivo não-linear executa o produto da portadora com o sinal modulante.

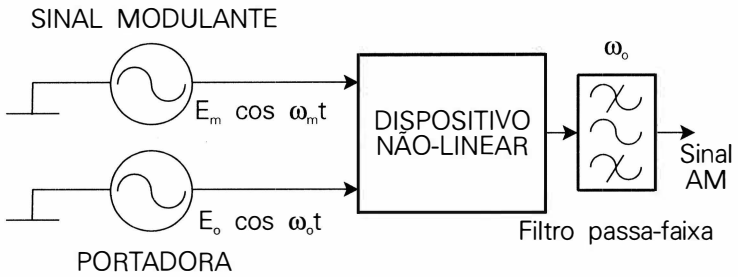


Figura 7.1 Diagrama em blocos do modulador.

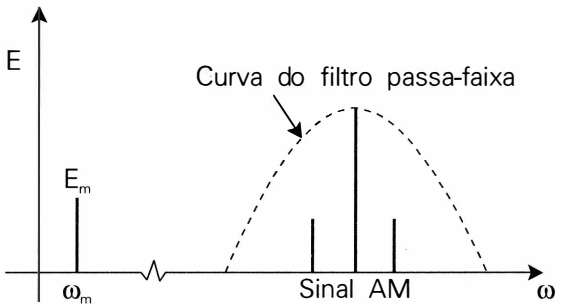


Figura 7.2 Espectro do sinal AM.

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 7.2).

Modulador de Amplitude Síncrono, Ativo, de Alto Nível

Na Figura 7.3, 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.

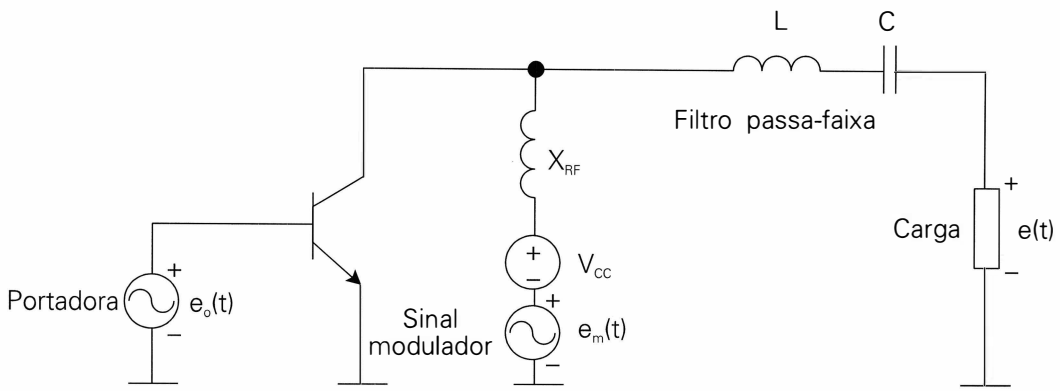


Figura 7.3 Circuito simplificado de um modulador de amplitude.

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 sobremodulação e introduzindo distorção.

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

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

$$e_o(t) = E_o \cos\ \omega_o t \qquad \text{Equação 3}$$

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

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

Fazendo-se as seguintes substituições:

$\cos A \cdot \cos B = \frac{1}{2} \cos (A + B) + \frac{1}{2} \cos (A - B)$, fazendo-se $A = \omega_o t$ e $B = \omega_m t$

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

$$e(t) = KV_{CC} \cos \omega_o t + \frac{mKV_{CC}}{2} \cos (\omega_o + \omega_m)t + \frac{mKV_{CC}}{2} \cos (\omega_o - \omega_m)t \qquad \text{Equação 5}$$

Portadora | Faixa lateral superior | Faixa lateral inferior

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 7.1: Em um modulador transistorizado de 4 W, sobre 50 Ω, e alimentado por 12 V_{CC}, determinar K.

Primeiramente, determina-se e(t):

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

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

$E_o = 20$ 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 7.2: No modulador do Exemplo 7.1, 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 7.4 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 $I_m = I_C$.

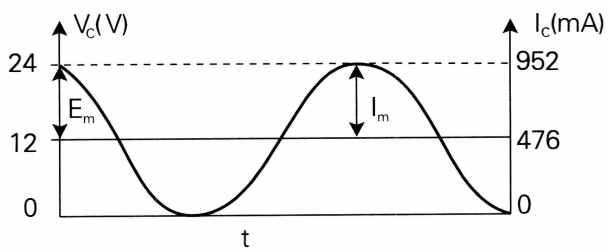


Figura 7.4 Condições de operação do modulador do Exemplo 7.1.

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 7.3: No Exemplo 7.2, 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 7.5 mostra 3 tipos de circuitos utilizados em transmissores comerciais. O circuito da Figura 7.5a é o mais empregado porque o transformador T_{AF} atua como casador das impedâncias entre a fonte de sinal modulante e o amplificador modulado.

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 7.5b é interessante porque equivale 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 7.5a, 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.

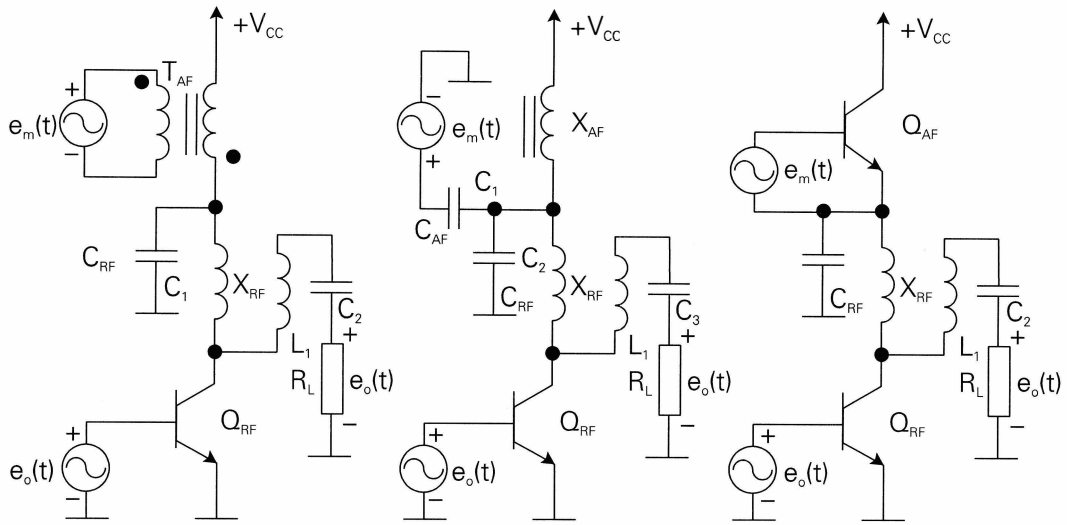


Figura 7.5 *a)* Modulação a transformador. *b)* Modulação a choque (Heising). *c)* Modulação em série.

O circuito da Figura 7.5c tem como única vantagem o fato de apresentar ampla resposta às baixas freqüências, devido à 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 7.6 apresenta o diagrama teórico do circuito.

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 7.7 mostra as formas de onda típicas do circuito da Figura 7.8.

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.

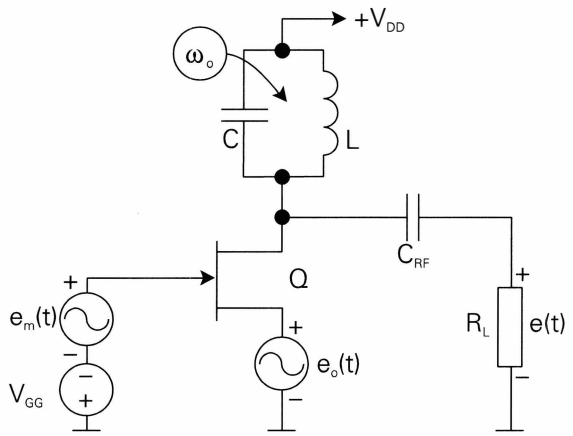
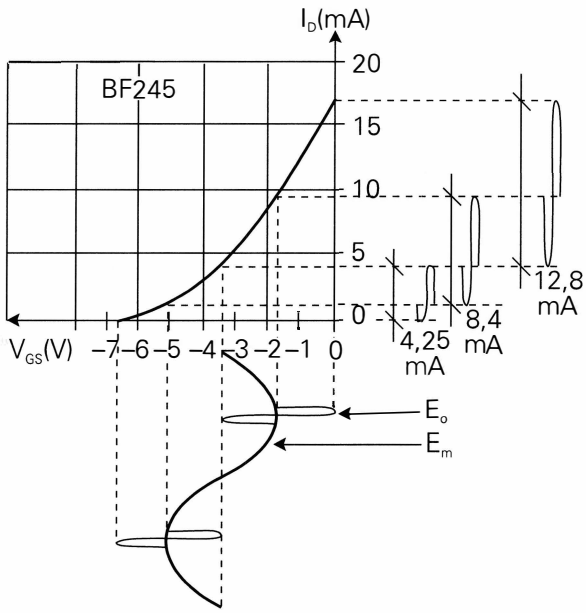
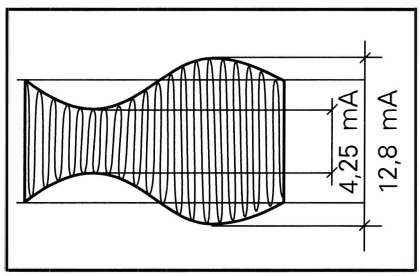


Figura 7.6 Modulador quadrático básico com transistor de efeito de campo.





Forma de onda da corrente na carga.

Figura 7.7 Formas de ondas do modulador quadrático da Figura 7.8 *(ver Exemplo 7.3).*

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 $c = e_o(t)$ e 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 $B = \omega_m t$

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

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

Faixa lateral superior | Faixa lateral inferior

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:

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

Exemplo 7.4: No modulador da Figura 7.8, 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 7.7). 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, $E_m = 3,25 - E_o$. Fazendo-se a substituição 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.

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)

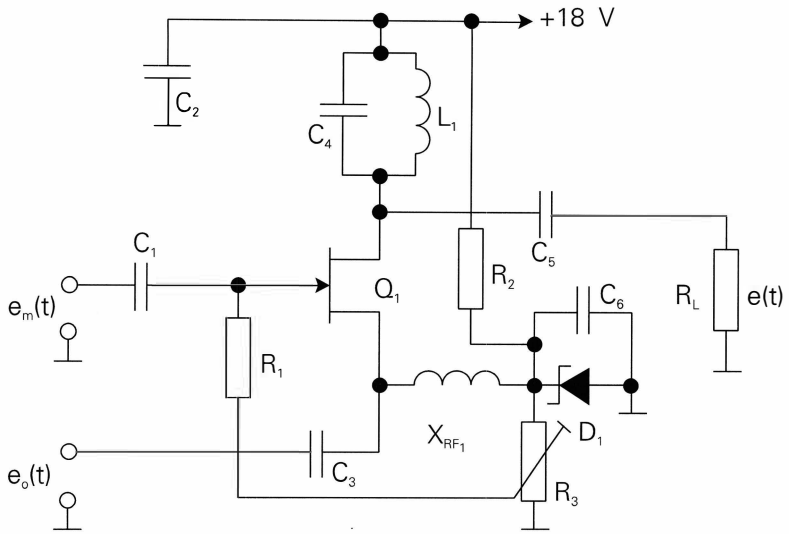


Figura 7.8 Modulador quadrático, correspondente ao Exemplo 7.3.

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 a 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 $I_D = | -2{,}14 + (-4{,}12) | = 6{,}34\ mA \cdot R_L = V/I = 10/0{,}00634 = 1{,}58\ k\Omega$.

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
O índice de modulação é dado por:

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

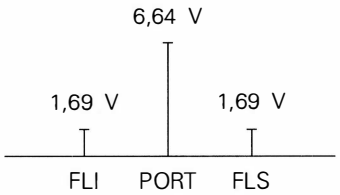


Figura 7.9 Espectro correspondente ao modulador da Figura 7.8.

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 pelo aumento da amplitude do sinal modulador, E_m.

Medição do Índice de Modulação

Por meio 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 7.10 mostra um sinal AM típico.

Uma vez determinados os valores de A e B, é possível calcular o valor de m por meio da Equação 16.

$$m = \frac{B - A}{B + A} \qquad \text{Equação 16}$$

Outra maneira para determinar-se o índice de modulação de um sinal AM é pelo uso do *método do trapézio,* mostrado na Figura 7.11.

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 7.12 mostra alguns exemplos de sinais AM, juntamente com os comentários relativos aos mesmos.

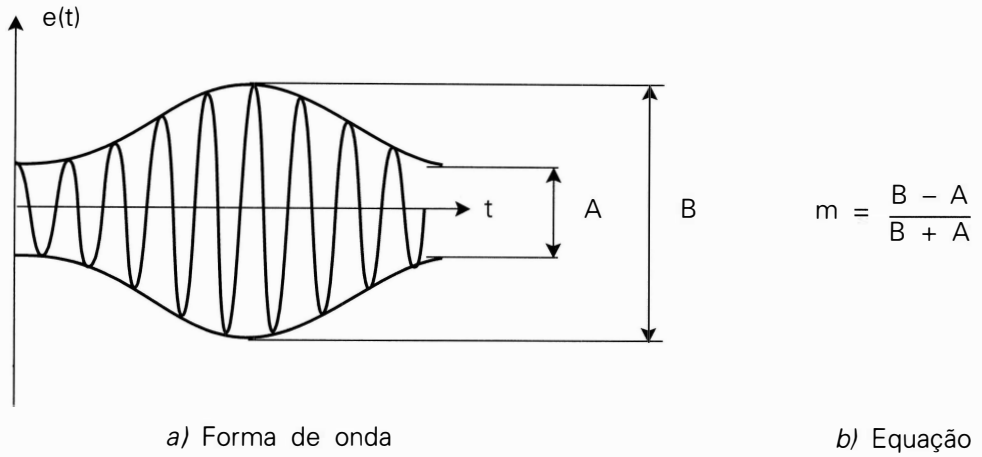


Figura 7.10 Determinação do índice de modulação pela medição da envoltória.

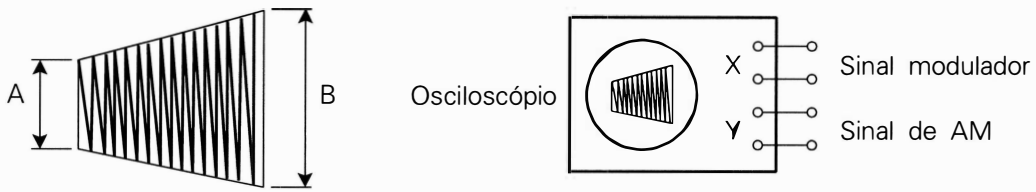


Figura 7.11 *a)* Forma de onda. *b)* Disposição dos instrumentos.

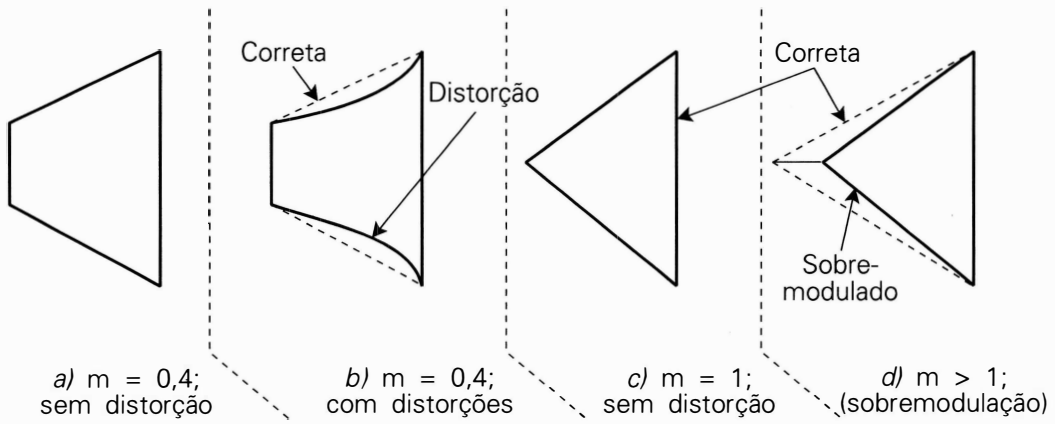


Figura 7.12 Formas de ondas típicas obtidas pelo método dos trapézios.

Exemplo 7.5: Em um sinal AM foram tomadas as seguintes medidas, A = 2 e B = 0,5 (Figura 7.13). Determinar "m" e comentar a linearidade de modulação.

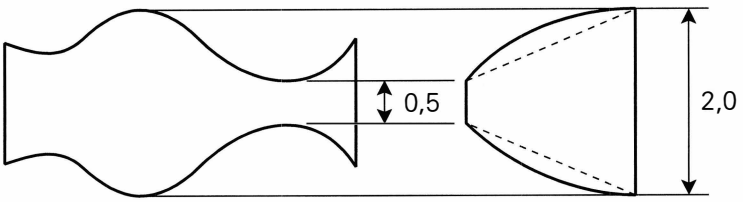


Figura 7.13 Forma de onda referente ao Exemplo 7.5.

Aplicando-se a Equação 16, tem-se:

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

$m = 0,6$

Quanto à linearidade, como se pode observar na Figura 7.13, o sinal de AM apresenta distorção, evidenciada pela curvatura na figura trapezoidal.

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 detector de envoltória. Os detectores 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 detector. Sua desvantagem é introduzir distorção em sinais modulados.

Síncrono: é o tipo onde o sinal a ser detectado tem geralmente grande amplitude. Nesse caso, um diodo pode atuar como retificador, sendo a tensão retificada e filtrada posteriormente. O detector a diodo operará como detector quadrático se for polarizado no início da região de condução e for acionado por um sinal de baixa intensidade.

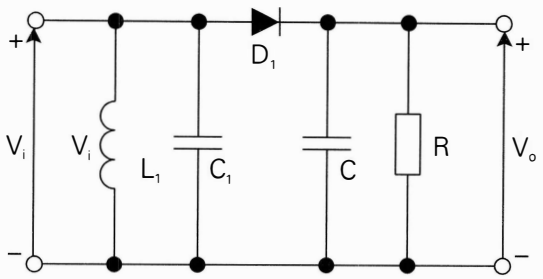


Figura 7.14 Detector de envoltória.

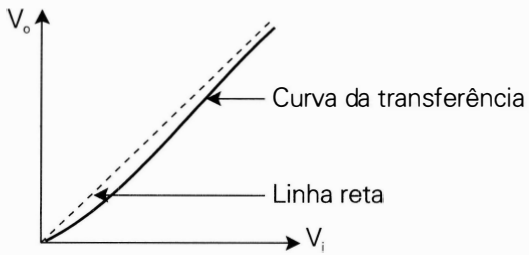
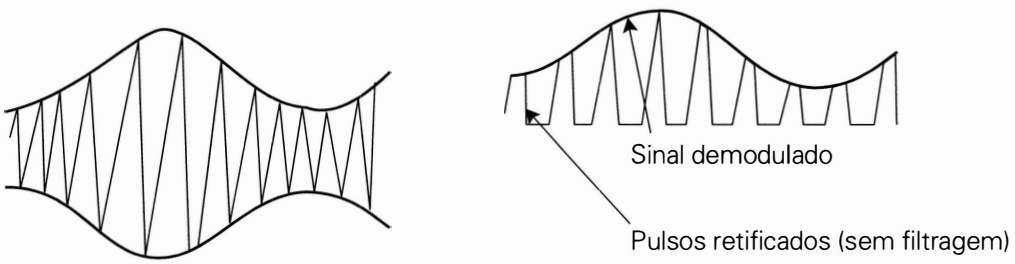


Figura 7.15 Curva de transferência do detector.



a) Sinal de RF (V_i) *b)* Sinal demodulado

Figura 7.16 Formas de onda de um detector 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 pequena em relação ao período do sinal modulante. Tem-se:

$T = RC$

$T >> 1/f_P$ e $T << 1/f_m$.

Resistência equivalente do detector: como o diodo absorve alguma potência do sinal de RF e a transforma em uma certa potência de sinal detectado, tem-se:

$P_{rf} = v_i^2/(2r_{eq})$ e

$P_{det} = v_o^2/R$

fazendo-se:

$v_i = v_o$ 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

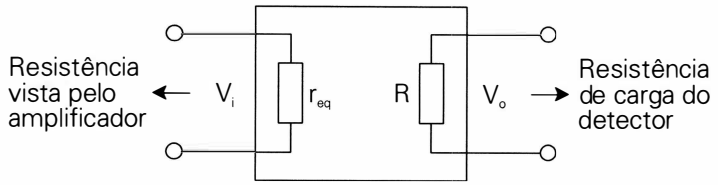


Figura 7.17 Circuito equivalente do detector.

Projeto de um Detector de Envoltória a Diodo

O projeto de um detector de envoltória a diodo deve levar em consideração a freqüência máxima do sinal modulante e a resistência equivalente que o detector deve oferecer ao último estágio.

Exemplo 7.6: 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:

$$C = \frac{1}{2\pi\,f_m\,R} \qquad \text{Equação 18}$$

$$C = \frac{1}{2\pi \cdot 7{,}5 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^3} = 2{,}12 \text{ nF}$$

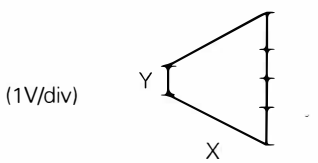
Questionário

1) Qual a finalidade do filtro passa-faixa utilizado na saída de um modulador em amplitude?
2) Quais as aplicações dos moduladores síncrono, ativo e de alto nível?

3) Quais as características de um modulador de amplitude síncrono, ativo e de alto nível?
4) Quais os requisitos de potência para o sinal modulante, necessários para o funcionamento de um modulador de amplitude síncrono, ativo e de alto nível?
5) Qual o ponto de operação correto para um FET operando como modulador quadrático?
6) Em um 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?
7) O que é método do trapézio?
8) Qual a vantagem do método do trapézio sobre o método convencional?
9) Como são determinados os valores dos componentes utilizados no filtro passa-baixa de um modulador?
10) Por que o demodulador síncrono é mais utilizado que o demodulador quadrático?
11) Quais os cuidados para a operação linear de um detector de envoltória?
12) Quais os cuidados que devem ser tomados no projeto de um demodulador de envoltória?

Problemas Propostos

1) Classifique os diversos tipos de moduladores em amplitude.
2) Desenhe o diagrama em blocos de um modulador genérico.
3) Desenhe o diagrama do circuito simplificado de um modulador de amplitude síncrono, ativo e de alto nível.
4) Descreva o funcionamento de um modulador de amplitude síncrono, ativo e de alto nível.
5) Cite os três circuitos mais comumente utilizados para a modulação em alto nível, juntamente com as suas características.
6) Desenhe o circuito de um modulador quadrático com FET.
7) Desenhe o circuito para a medição do índice da modulação em amplitude.
8) Determine o índice de modulação do sinal na figura mostrada a seguir.



Capítulo 8

Modulação AM sem Portadora

A modulação AM sem portadora é usada com a finalidade de se melhorar a eficiência da transmissão. Existem dois tipos básicos de modulação AM sem portadora: AM-DSB/SC ou, simplesmente, DSB, e AM-SSB/SC ou SSB.

Modulação AM-DSB/SC

A modulação AM-DSB/SC (Amplitude Modulation Double Sideband with 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 teoricamente justificada 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

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 detectados simultaneamente pelo receptor. Como na transmissão AM-DSB/SC a portadora é suprimida, esse tipo de interferência não existe/ocorre.

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 para a 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 8.1 mostra o princípio básico de funcionamento de um modulador AM-DSB/SC.

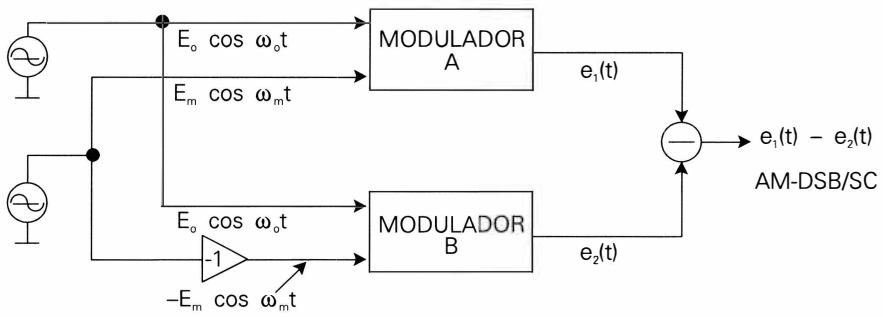


Figura 8.1 Diagrama em blocos de um modulador AM-DSB/SC.

Na Figura 8.2, 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 7.

No circuito da Figura 8.2, 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.

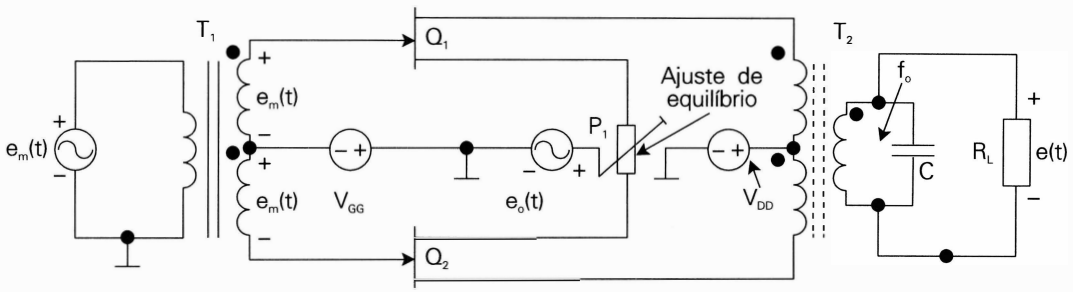


Figura 8.2 Modulador balanceado AM-DSB/SC.

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 dada pelas expressões:

$$I_{D_1}(FL) = - \frac{I_{DSS}\, E_m\, E_o}{V_P^2} \cos (\omega_o + \omega_m) t - \frac{I_{DSS}\, E_m\, E_o}{V_P^2} \cos (\omega_o - \omega_m) t$$

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 qualquer uma delas. (Note o sinal de subtração na frente de E_m, o que faz as duas parcelas tornarem-se positivas). Assim, a diferença $I_{D_1} - I_{D_2} = I_D$ será igual a:

$$I_D(FL) = -2 \left[\frac{I_{DSS}\, E_m\, E_o}{V_P^2} \cos (\omega_o + \omega_m) t + \frac{I_{DSS}\, E_m\, E_o}{V_P^2} \cos (\omega_o - \omega_m) t \right] \qquad \text{Equação 1}$$

$$\left| \text{ Faixa lateral superior } \right| + \left| \text{ Faixa lateral inferior } \right|$$

Exemplo 8.1: Determinar o espectro de saída do circuito da Figura 8.2, 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) $$I_D(FL) = -2\frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 0{,}5 \cdot 1{,}0}{(-3)^2} = -557\ \mu A$$

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

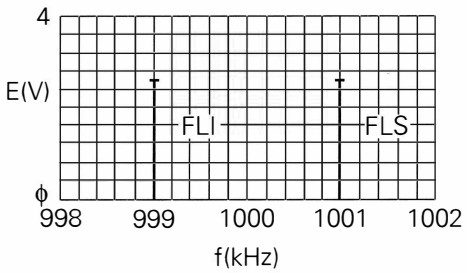


Figura 8.3 Espectro do sinal referente ao Exemplo 8.1. Notar a ausência da portadora.

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 8.2, 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 8.2. Seu valor está compreendido na faixa de 50 a 500 Ω.

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 8.4 mostra um modulador balanceado com o CA 3028.

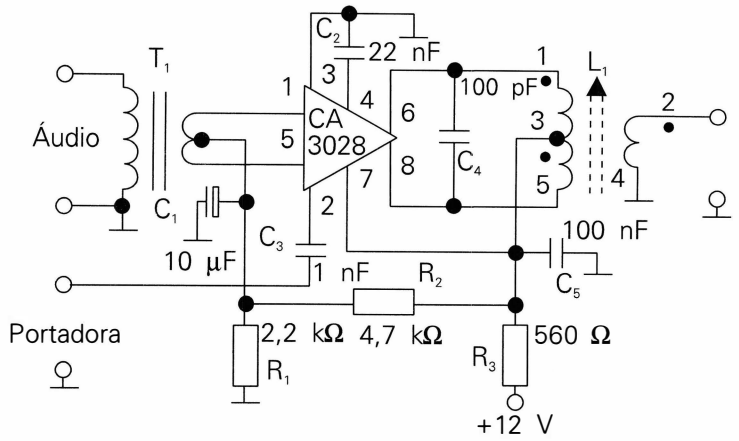


Figura 8.4a Modulador balanceado (ou misturador de canal) com o circuito integrado CA 3028.

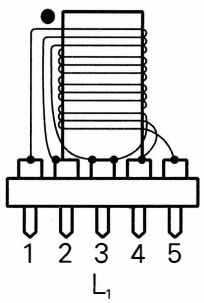


Figura 8.4b Bobina trifilar L_1.

Analisando-se o diagrama interno do CA 3028, mostrado na Figura 8.5, percebemos que o circuito da Figura 8.4a é equivalente ao da Figura 8.2. Os resistores R_1 e R_2 (Figura 8.4a) polarizam as bases do amplificador diferencial. L_1 é uma bobina trifilar, sintonizada por meio de C_4 na freqüência desejada. O nível do sinal de portadora é da ordem de 30 mV. O nível de supressão da portadora é de cerca de 40 dB.

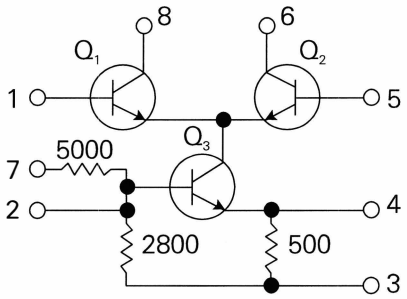


Figura 8.5 Amplificador diferencial (Q_1 e Q_2) CA 3028, dotado de um gerador de corrente (Q_3) interno. Pode ser utilizado até 120 MHz, como misturador, amplificador, modulador e detector de produto.

Moduladores Síncronos

O sinal AM-DSB/SC também pode ser obtido 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 8.6, Figura 8.8 e Figura 8.9). 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 em um filtro passa-faixa, para a eliminação dos harmônicos e reconstituição da forma de onda senoidal.

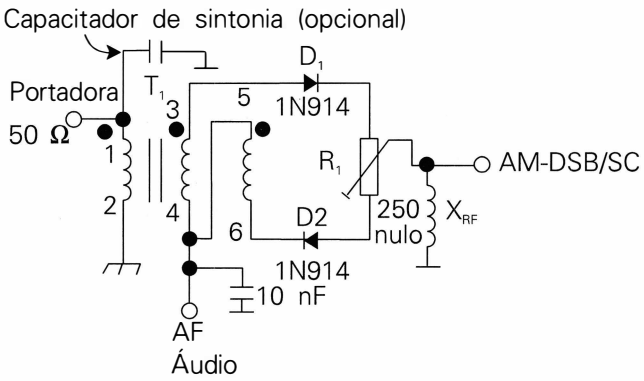


Figura 8.6 Modulador síncrono passivo a diodo. T_1 é o transformador toroidal de ferrite de enrolamento trifilar. R_1 ajusta o nulo da portadora.

No circuito da Figura 8.6, 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 8.8, 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.

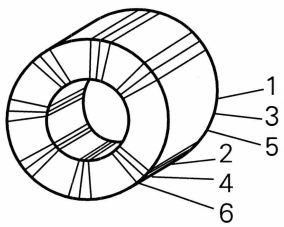
Os enrolamentos dos transformadores utilizados nos moduladores AM-DSB/SC precisam possuir uma perfeita simetria e um bom acoplamento entre o primário e o secundário, devendo-se dar preferência, na sua construção, aos núcleos de ferrite do tipo toroidal. No caso dos circuitos faixa-larga, a reatância do transformador deve ser igual ou superior a 5 vezes a impedância do gerador.

A indutância de um enrolamento toroidal é dada por:

$$L_m = 0{,}4\ \pi \cdot N^2\ \mu_e \frac{A_e\ (cm^2)}{l_e\ (cm)} \cdot 10^{-8}\ H \qquad \text{Equação 2}$$

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 8.7 mostra um transformador trifilar toroidal.



$$L = N^2 A_L \cdot 10^{-4}\ \mu H \qquad \text{Equação 3}$$

Figura 8.7 Transformador trifilar toroidal de 7 espiras.

Usando-se a fórmula da Figura 8.7, 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.

Moduladores em Anel

Outro modulador muito utilizado é o modulador em anel. O circuito da Figura 8.8 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 8.6. 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.

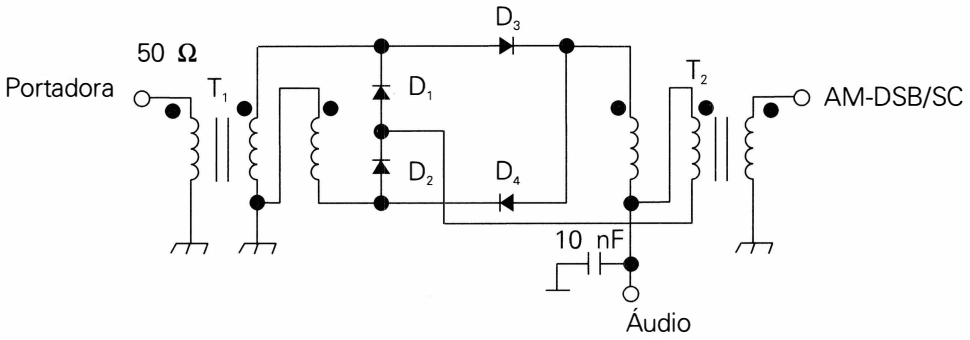


Figura 8.8 Modulador duplamente balanceado em anel.

Tanto o circuito da Figura 8.6 quanto o da Figura 8.8 necessitam de um sinal de portadora com nível de potência de aproximadamente 10 mW. Em uma impedância de 50 Ω isso implica 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 8.6, 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 8.9 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 dB a -50 dB.

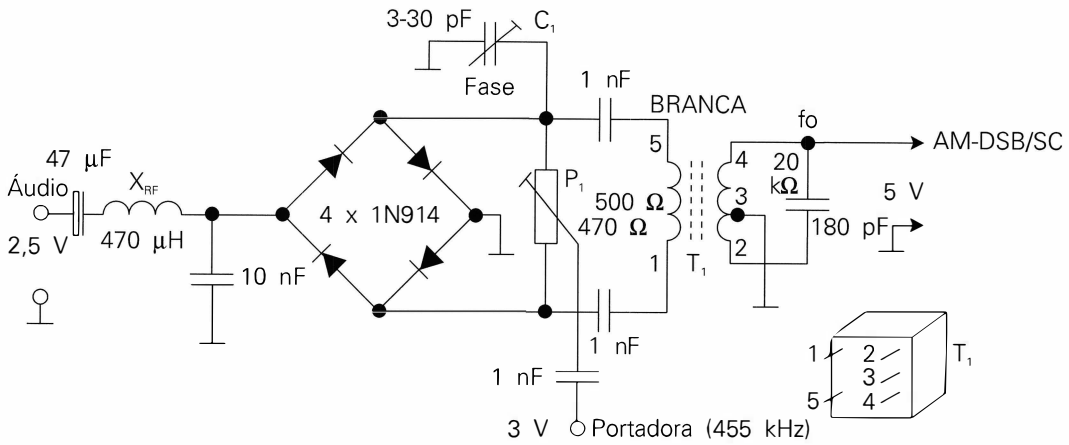


Figura 8.9 Modulador em anel com ajuste de equilíbrio de amplitude (trimpot) e equilíbrio de fase (trimmer).

Modulação 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 8.10 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 para 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.

Atualmente, 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 8.11). O funcionamento deste transmissor pode ser descrito como se segue.

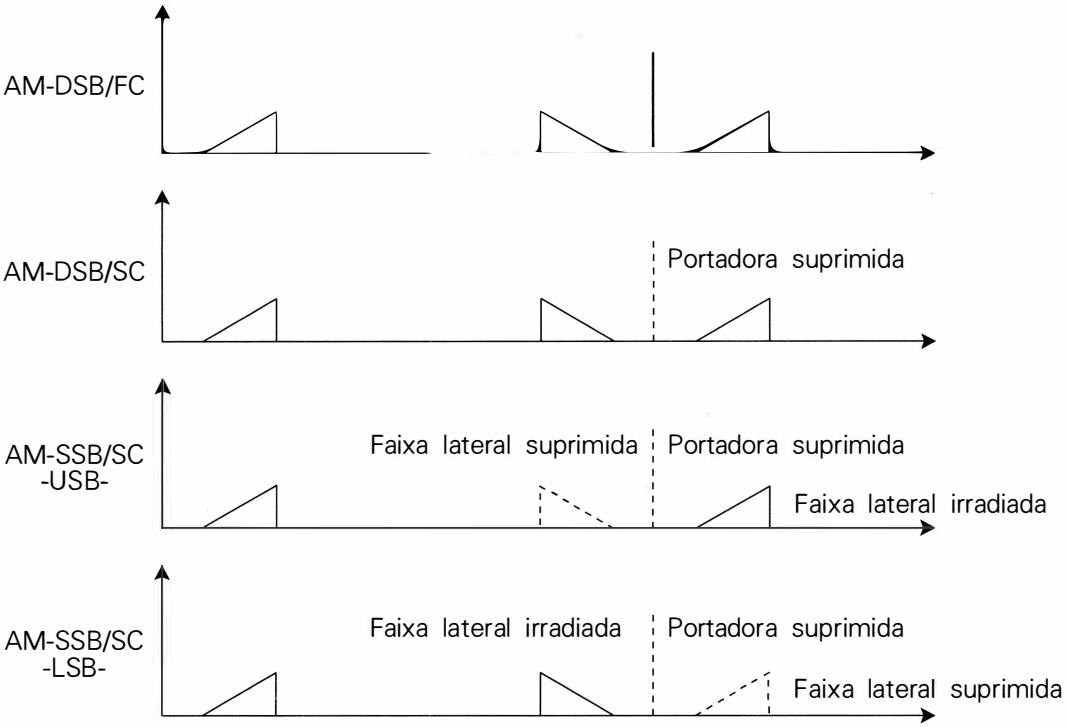


Figura 8.10 Espectro dos vários tipos de modulação em amplitude.

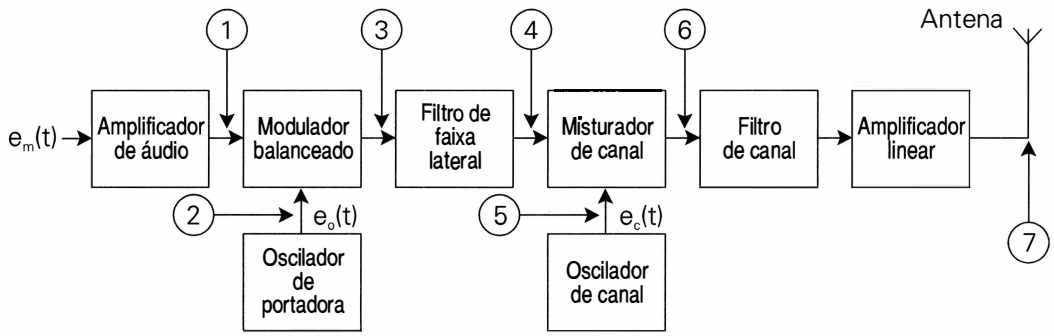


Figura 8.11a Diagrama em blocos de um transmissor SSB por filtragem.

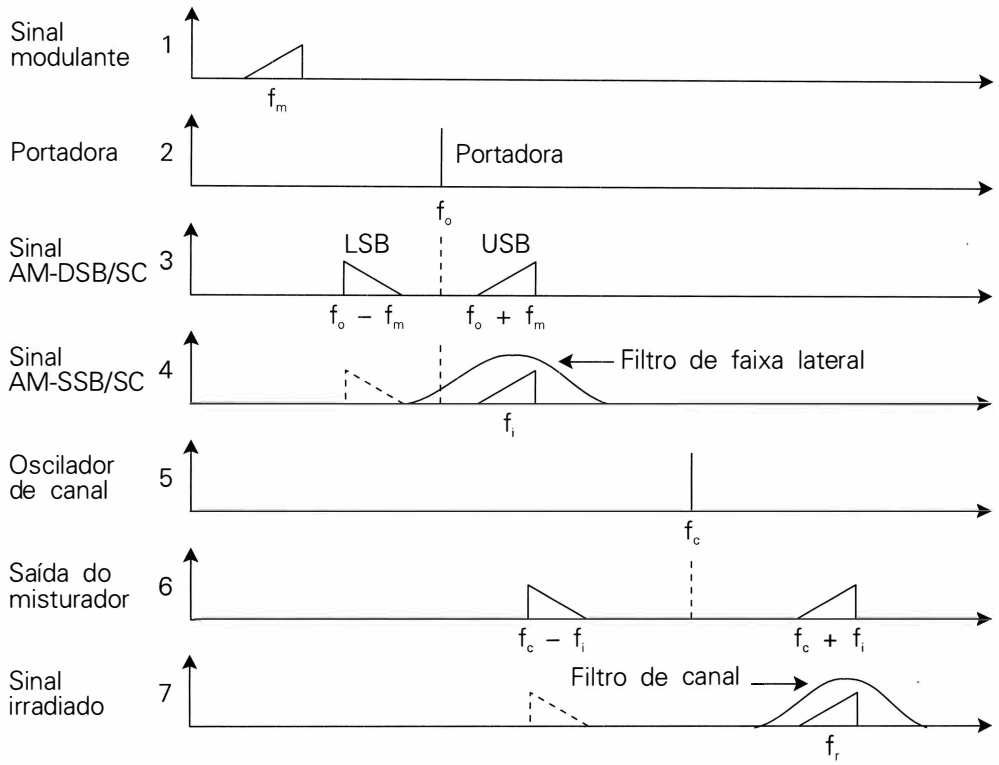


Figura 8.11b Espectros dos sinais ao longo do circuito de um transmissor SSB por filtragem.

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 inteligibilidade. 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: por meio 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 8.12. 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 a 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.

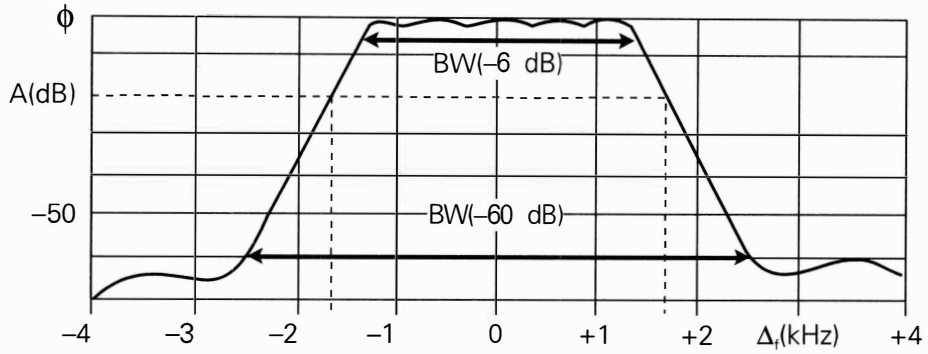


Figura 8.12 Curva de resposta de um filtro de faixa lateral.

Exemplo 8.2: Na Figura 8.12, 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:

$$f_o = \Delta f \Big|_{A = -20\ dB} + f_{central} \qquad \text{Equação 5}$$

$f_{o1} = -1,7 + 455 = 453,3$ kHz

$f_{o2} = 1,7 + 455 = 456,7$ kHz

Exemplo 8.3: Para o filtro da Figura 8.12, 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 8.12, encontra-se:

A (f = 454,3 kHz) = ϕ dB

A (f = 452,3 kHz) = – 65 dB

$A_{LSB} = A_{USB} - A_{LSB} = 0 - (-65) = 65$ 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 10.000 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 8.13 ilustra o modo de operação de um filtro mecânico. A Figura 8.14 mostra a constituição interna de um filtro com transdutores magneto-estritivos. Outros filtros utilizam transdutores piezoelétricos.

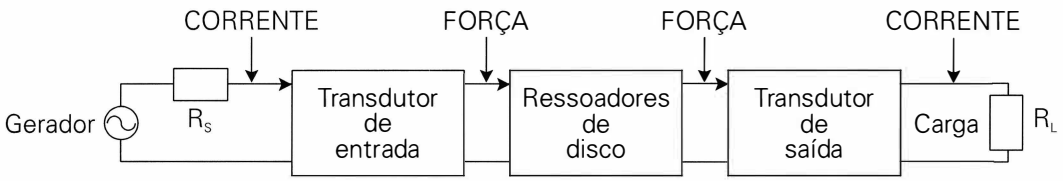


Figura 8.13 Princípio de operação de um filtro mecânico.

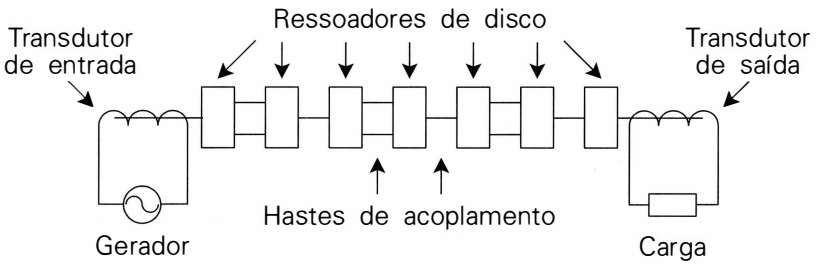


Figura 8.14 Constituição interna de um filtro mecânico com transdutores magneto-estritivos.

A Figura 8.15 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.

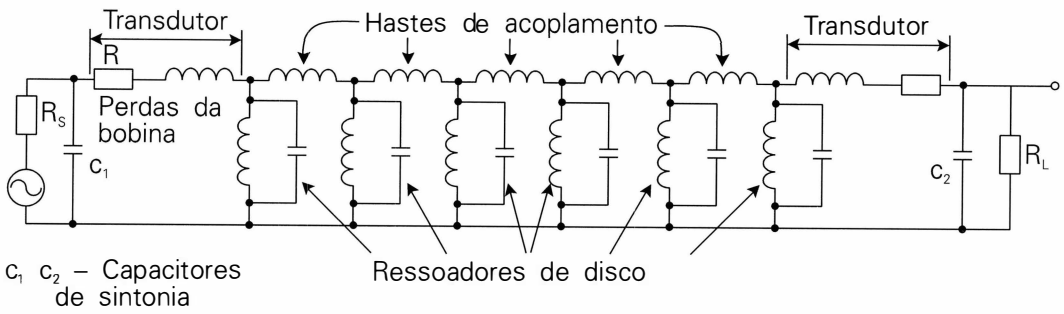


Figura 8.15 Circuito equivalente de um filtro mecânico.

A impedância de terminação é de aproximadamente 50 kΩ para um filtro magnetoestritivo 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.

Amplificador Linear

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 a gerar intermodulação, o que poderia causar interferência sobre os canais vizinhos ao da freqüência irradiada. A Figura 8.16 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.

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 8.17).

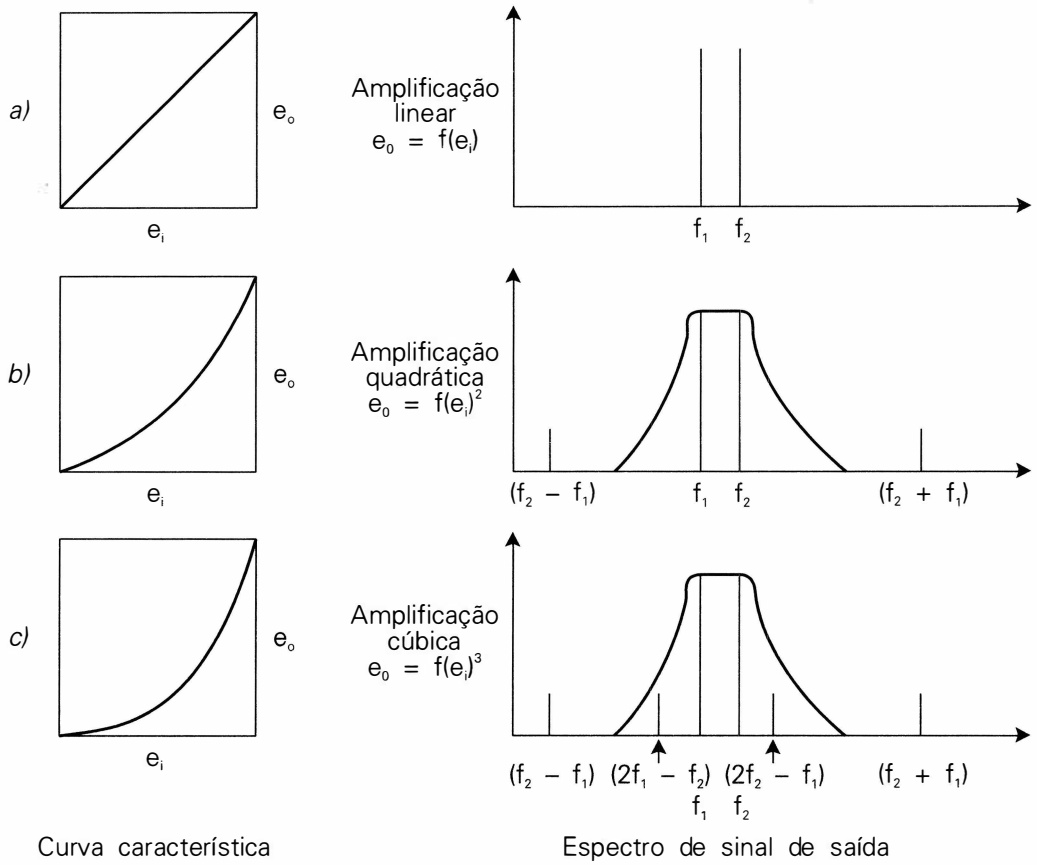


Figura 8.16 Gráficos que relacionam a geração de espúrios com a curva característica de transferência do amplificador.

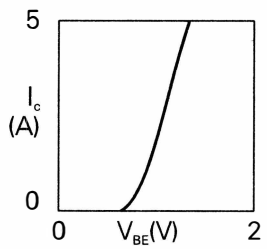


Figura 8.17a Curva $I_C \times V_{BE}$ de um BJT.

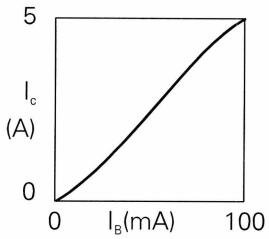


Figura 8.17b Curva $I_C \times I_B$ de um BJT.

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.

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 8.18 mostra um circuito típico de polarização classe AB, muito utilizado em amplificadores lineares.

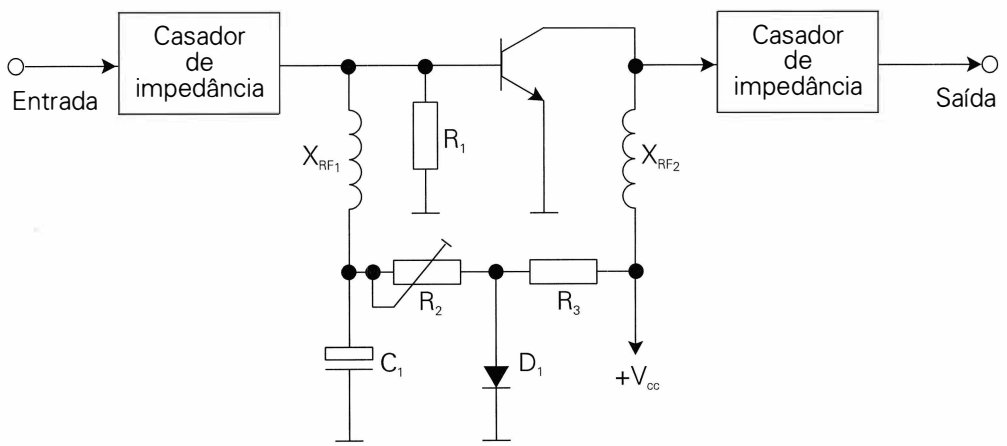


Figura 8.18 Circuito de polarização regulada compensada em temperatura.

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.

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 e R_1. Juntamente com R_2 e a resistência ôhmica do choque, R_1 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.

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) Qual a função do capacitor C conectado em paralelo com o transformador T_2 do circuito da Figura 8.2?
7) Qual a finalidade dos transformadores T_1 e T_2 no modulador balanceado da Figura 8.2?
8) Qual a finalidade do potenciômetro P_1, colocado nas fontes dos FETs do modulador balanceado da Figura 8.2?
9) Qual o nível de atenuação da portadora que deve proporcionar um modulador balanceado?
10) Quais os cuidados necessários na seleção dos componentes utilizados na construção de moduladores balanceados?
11) Por que é preferível utilizar-se circuitos integrados no lugar de componentes discretos, quando da construção de moduladores balanceados?
12) Qual é o outro processo empregado para a obtenção do sinal AM-DSB/SC, além da utilização de moduladores balanceados?
13) Por que os moduladores AM-DSB/SC, síncronos, utilizam sempre pares de diodos em sua construção?
14) Qual a vantagem dos moduladores em anel sobre aqueles que utilizam apenas dois diodos?
15) Quais as características dos transformadores utilizados na construção de moduladores AM-DSB/SC?
16) Qual o nível de potência da portadora injetada nos moduladores AM-DSB/SC a diodos?
17) Qual a potência de saída máxima dos moduladores AM-DSB/SC com dois e quatro diodos para a potência de injeção recomendada?

18) Qual o significado da sigla SSB?
19) Qual a principal característica da transmissão em SSB?
20) Quais são as duas modalidades de emissão para os sinais SSB?
21) Quais são os métodos para a obtenção de sinais em SSB?
22) Qual o método mais utilizado, modernamente, para a obtenção do sinal SSB?
23) Por que é obrigatória a utilização do misturador de canal em um transmissor de SSB?
24) Quais as características de um filtro de faixa-lateral apropriado para SSB?
25) Em que época, aproximadamente, iniciou-se a fabricação de filtros mecânicos para SSB?
26) Quais os valores típicos para a freqüência central e a faixa de passagem de filtros mecânicos?
27) Qual a função do amplificador linear?
28) Quais os fatores que determinam a quantidade de seletividade necessária após o misturador de canal?
29) Quais os valores de freqüência adequados para o filtro de faixa-lateral dos transmissores de SSB de freqüência superior a 10 MHz?
30) Qual a finalidade da utilização de duas conversões de freqüência para a obtenção do sinal irradiado?
31) Quais as características que deve apresentar um amplificador linear?
32) Quais são os produtos de intermodulação, gerados por amplificadores lineares, mais prejudiciais?
33) Por que os produtos de intermodulação, gerados por um dispositivo quadrático, não causam problemas nos transmissores SSB?
34) Quais as causas da distorção nos amplificadores transistorizados?
35) Quais as medidas que podem ser tomadas no sentido de reduzir a distorção nos amplificadores transistorizados?
36) Quais as características do circuito de polarização de um amplificador transistorizado?

Problemas Propostos

1) Desenhe o espectro de freqüências de um sinal AM-DSB/SC.
2) Desenhe o diagrama em blocos de um modulador AM-DSB/SC.
3) Desenhe o circuito de um modulador em anel que dispensa a utilização de transformadores especiais.
4) Desenhe o espectro de um sinal SSB.
5) Desenhe o diagrama em blocos de um transmissor em SSB por filtragem.
6) Desenhe a curva de resposta de um filtro de faixa-lateral para SSB.
7) Desenhe o diagrama em blocos de um filtro mecânico, mostrando o seu princípio de operação.
8) Classifique os amplificadores lineares e forneça suas aplicações.
9) Descreva os sinais gerados por amplificadores que possuam função de transferência cúbica.

MAKRON
Books

Capítulo 9

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 varia 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 9.1a e 9.1b. 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.

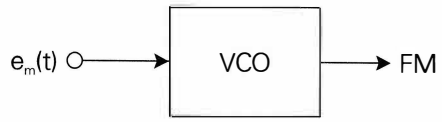


Figura 9.1a Modulador de freqüência.

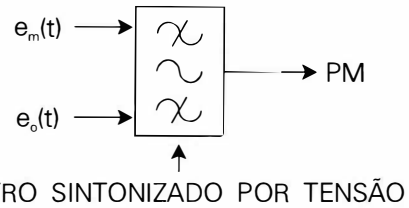


Figura 9.1b Modulador em fase.

Constante de Freqüência e Fase

O modulador de freqüência deve exibir uma característica freqüência *versus* tensão a 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 *versus* 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, na qual é gerado apenas um par de faixas laterais, na modulação angular um grande número de pares de faixas laterais é gerado 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 em 180° com respeito à faixa lateral superior correspondente. A amplitude das raias espectrais do sinal FM pode ser calculada por meio da Equação 9. Os coeficientes J_n são obtidos da Figura 9.2.

PORTADORA $e(t) = A \{J_o (\beta) \text{ sen } \omega_o t +$

1º PAR $+ J_1 (\beta) [\text{sen } (\omega_o + \omega_m) t - \text{sen } (\omega_o - \omega_m) t]$

2º PAR $+ J_2 (\beta) [\text{sen } (\omega_o + 2\omega_m) t + \text{sen } (\omega_o - 2\omega_m) t]$

Equação 9

3º PAR $+ J_3 (\beta) [\text{sen } (\omega_o + 3\omega_m) t - \text{sen } (\omega_o - 3\omega_m) t]$

4º PAR $+ J_4 (\beta) [\text{sen } (\omega_o + 4\omega_m) t + \text{sen } (\omega_o - 4\omega_m) t] + ...\}$

FAIXA LATERAL SUPERIOR — FAIXA LATERAL INFERIOR

Observando a Figura 9.2, 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.

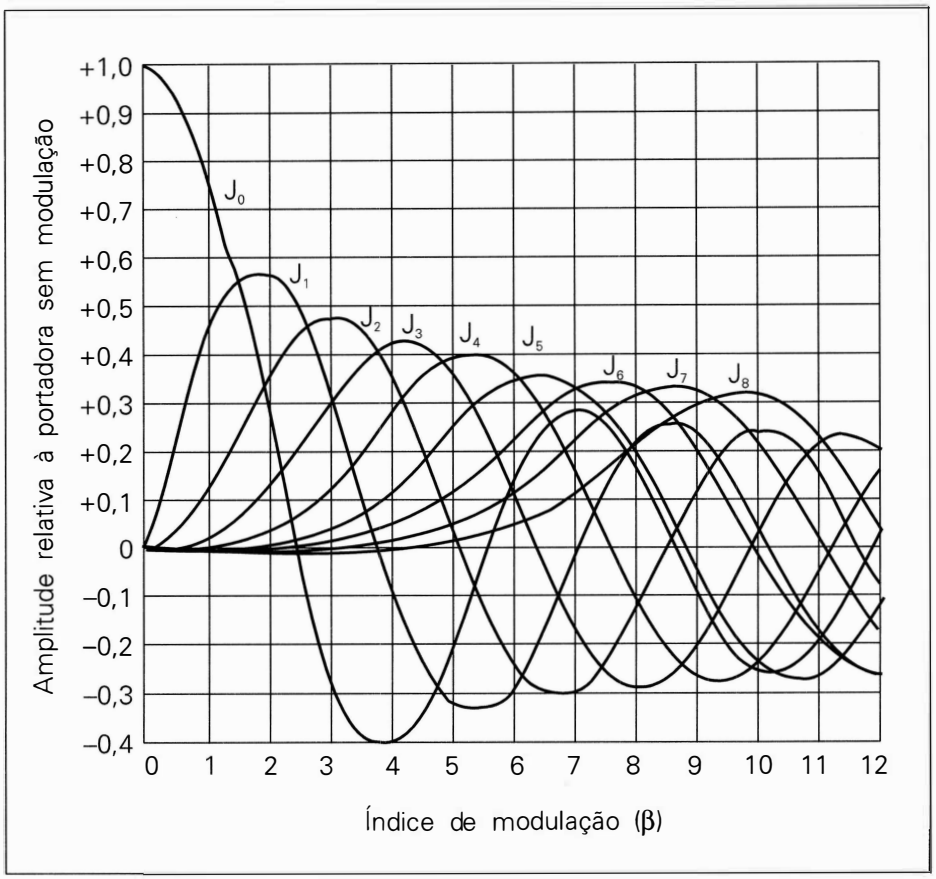


Figura 9.2 Gráfico da função de Bessel.

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 9.1 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 9.1 Características dos tipos mais comuns de transmissão em FM.

APLICAÇÃO	Δ_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 9.1: 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 9.2:

$J_0 = 0{,}23$; $J_1 = 0{,}56$; $J_2 = 0{,}36$ e $J_3 = 0{,}13$

Utilizando-se a Equação 9 e fazendo-se A igual a 5 V, tem-se:

Portadora: $E_o \cdot J_o = 5 \cdot 0{,}23 = 1{,}15$V

1ª Faixa lateral superior: $= E_o \cdot J_1 = 5 \cdot 0{,}56 = 2{,}8$ V
1ª Faixa lateral inferior: $= -E_o \cdot J_1 = 5 \cdot 0{,}56 = -2{,}8$V
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 9.3 mostra o espectro referente ao Exercício 9.1.

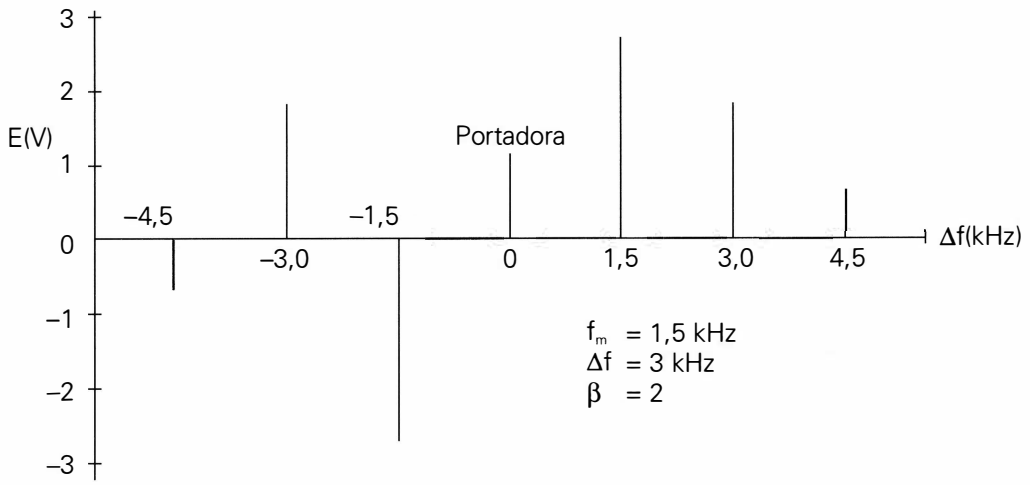


Figura 9.3 Espectro do sinal de FM referente ao Exercício 9.1.

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 em um 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 9.4 mostra um circuito de pré-ênfase e a curva de resposta obtida.

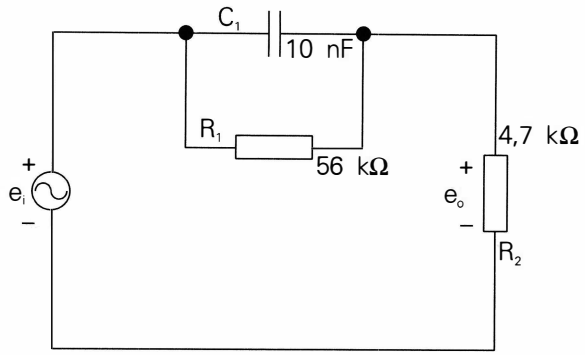


Figura 9.4a Circuito de pré-ênfase usado em radiocomunicação.

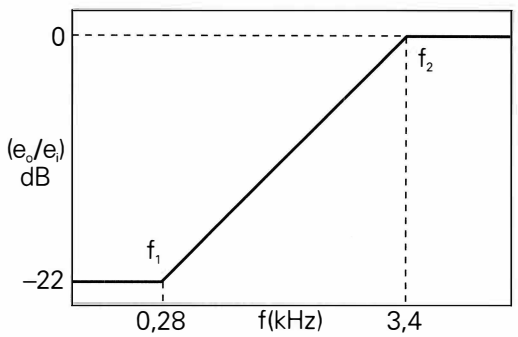


Figura 9.4b Curva de resposta do circuito da Figura 9.4a.

O circuito da Figura 9.4 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

Em um sistema prático de comunicação por rádio, é necessário limitar-se a quantidade de modulação para evitar um desvio excessivo da freqüência da portadora, sob pena de se causar interferência em canais adjacentes. Isso é conseguido pela limitação da amplitude do sinal modulante entregue ao modulador de freqüência, como pôde ser observado pela análise das Equações 3 e 4.

O limitador de desvio consiste em um 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/8ª preferencialmente, iniciando o corte em uma freqüência igual à da maior freqüência do sinal modulante.

Modulador de Freqüência a Varactor

A Figura 9.5 mostra um modulador FM a varactor, cuja freqüência é controlada a cristal. Seu uso é indicado em transmissores nos quais se utiliza o processo heteródino para a obtenção da freqüência irradiada.

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 1 pF 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.

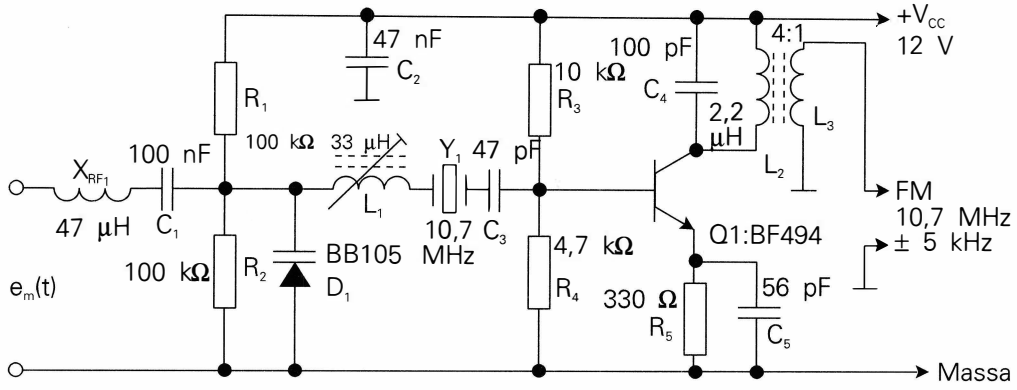


Figura 9.5 Oscilador de FM com varicap.

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 + j1500 Ω. 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 9.5 é aplicado ao oscilador de FM por meio 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, esta irá variar de acordo com o sinal modulante. A Figura 9.6 ilustra o que foi explicado.

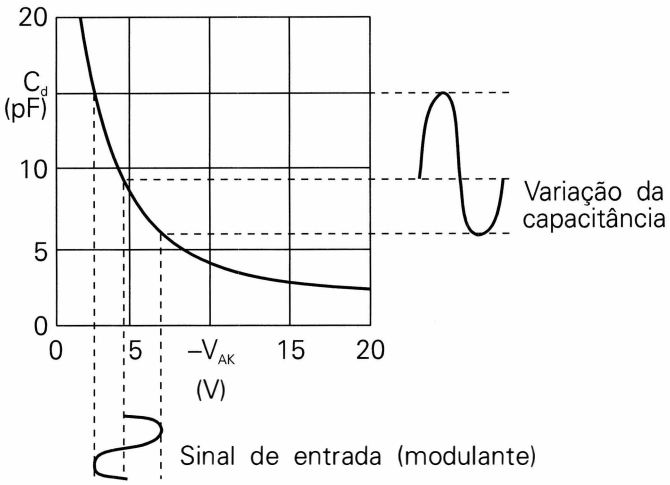


Figura 9.6 Processo de modulação através do varactor.

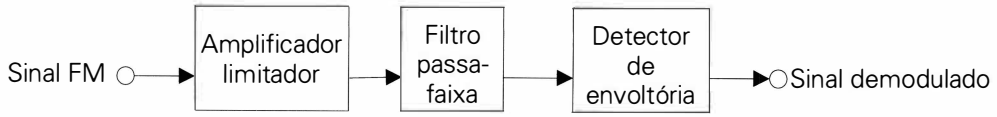
Demodulador FM

Na demodulação de sinais modulados são empregadas duas técnicas: os detectores de inclinação e os detectores de quadratura.

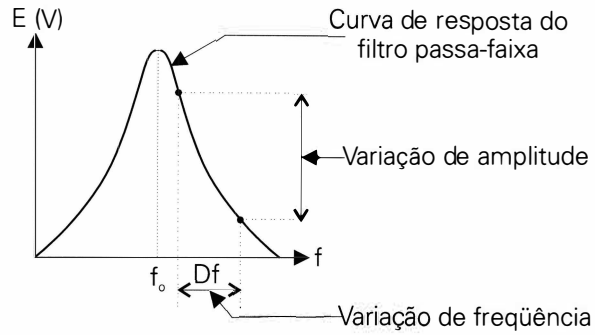
Detectores de Inclinação

Os detectores de inclinação utilizam a variação da amplitude em função da freqüência de um ou dois FPF (filtro passa-faixa) para transformar variações de freqüência em variações de amplitude. Para isso, a freqüência de ressonância do FPF é deslocada em relação à freqüência da portadora do sinal FM, de maneira a colocar a faixa de freqüência ocupada pelo sinal FM na região inclinada da curva de resposta do FPF. Assim, quando a freqüência do sinal FM variar, será produzida uma variação de amplitude no sinal. O sinal é então demodulado por um detector de envoltória, sendo recuperada a informação contida no sinal. A Figura 9.7 mostra o princípio de funcionamento de um detector de inclinação típico.

Desvantagens do Detector de Inclinação. O detector de inclinação apresenta algumas desvantagens: ele é sensível às variações de amplitude (e ruídos) presentes no sinal aplicado, obrigando ao uso de limitadores para suprimir essas variações; apresenta baixa sensibilidade porque o filtro passa-faixa opera fora de sua freqüência central; distorce o sinal demodulado porque a inclinação da curva de resposta do filtro passa-faixa não é linear.



a) Estrutura básica de um detector de envoltória



b) Curva de resposta do filtro passa-faixa usada para transformar variações de freqüência em variações de amplitude

Figura 9.7 Detector de inclinação.

Detector de Travis. Para minimizar essas desvantagens, é utilizado o detector de Travis, no qual são usados dois filtros passa-faixa, um sintonizado acima da freqüência do sinal e outro abaixo. Para cada filtro é usado um detector de envoltória, sendo somadas as duas saídas. Antes, porém, é invertida a fase de um dos sinais demodulados. A Figura 9.8 mostra o diagrama esquemático de um detector de Travis.

Esse circuito opera em 455 kHz, com um dos filtros sintonizados em 445 kHz (C_4, L_2 e C_5) e outro em 465 kHz (C_1, L_1, C_2). Quando o sinal aplicado possui a freqüência exata de 455 kHz, ambos os filtros exibem a mesma resposta. Assim, ambos os detectores retificarão sinais da mesma amplitude, mas com fases opostas: D_1 retificará uma tensão positiva que será filtrada em C_3; D_2 retificará uma tensão negativa que será filtrada em C_6. Os resistores R_1 e R_2, de mesmo valor, combinarão essas duas tensões, conduzindo-as para a saída. Como as tensões em C_3 e C_6 são iguais em módulo mas possuem polaridades opostas, a resultante será nula.

Se a freqüência do sinal de FM aumentar, o filtro de 465 kHz irá exibir uma resposta maior que a do filtro de 445 kHz, fazendo com que a tensão em C_3 torne-se maior que a sobre C_6, resultando em uma tensão positiva na saída do circuito. O oposto é verdadeiro: se a freqüência do sinal diminuir, tornando-se inferior a 455 kHz, a tensão sobre C_6 será maior, em módulo, que a tensão sobre C_3, resultando em uma tensão de saída negativa. A Figura 9.9 ilustra a operação do detector de Travis.

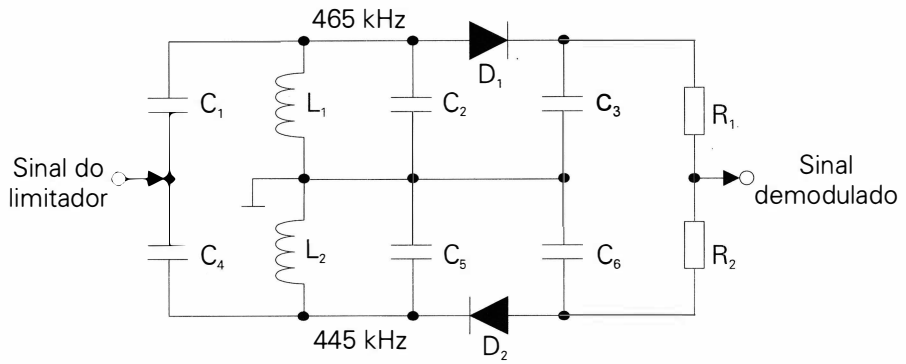


Figura 9.8 Detector de Travis.

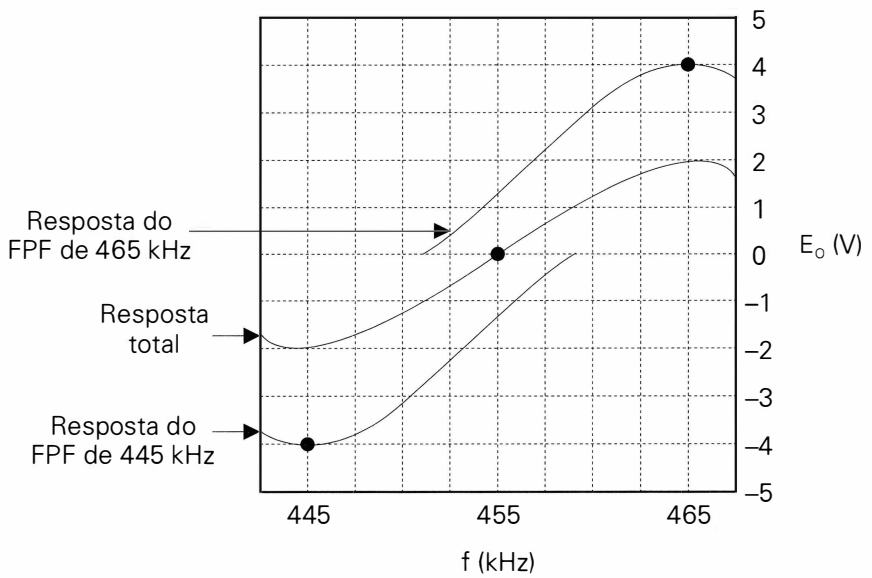


Figura 9.9 Resposta em freqüência do detector de Travis.

Detector de Quadratura

O outro tipo de detector de FM muito utilizado é o detector de quadratura. Seu princípio de funcionamento é diferente do usado nos detectores de inclinação porque está baseado na variação da fase em função da freqüência do sinal aplicado. Essa variação de fase ocorre nos filtros passa-faixa quando a freqüência do sinal varia nas proximidades da sua freqüência central, mais especificamente, dentro da faixa de passagem do filtro. Entre as

freqüências de corte inferior e superior, a fase muda de +45° a -45°, sendo nula na freqüência central. E a variação de fase é muito linear entre os pontos de -3 dB, como mostrado na Figura 9.10

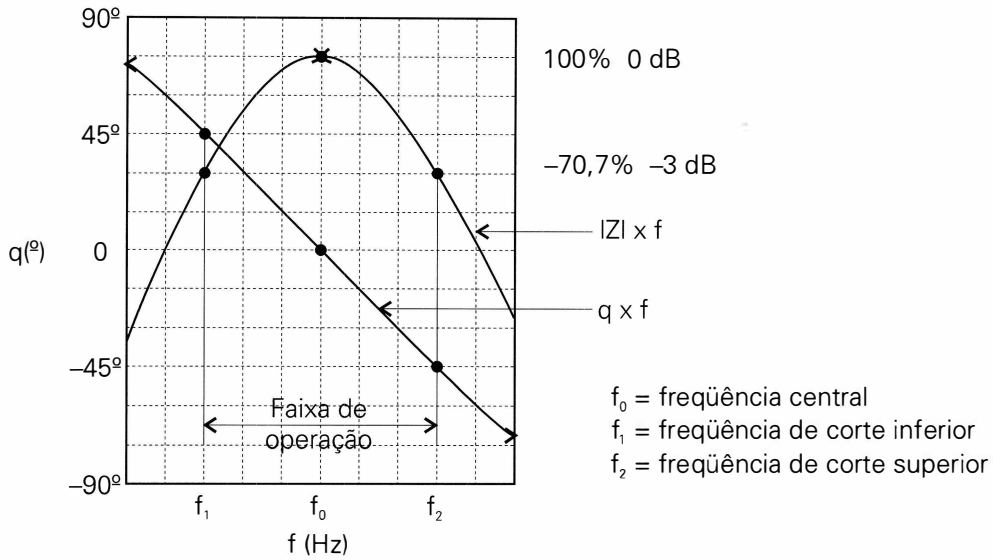


Figura 9.10 Curva de resposta de um filtro passa-faixa. Módulo da impedância e fase em função da freqüência.

O detector de quadratura recupera a informação contida no sinal FM por meio das seguintes operações:

a) Converte as variações de freqüência em variações de fase, por meio de um filtro passa-faixa, que atua como circuito de quadratura;
b) Converte as variações de fase em variações de amplitude, por meio de um circuito misturador, que atua como comparador de fase;
c) Filtra as variações de amplitude, removendo os componentes de radiofreqüência, por meio de um filtro passa-baixa, restando apenas a informação.

A Figura 9.11 mostra a estrutura do detector de quadratura.

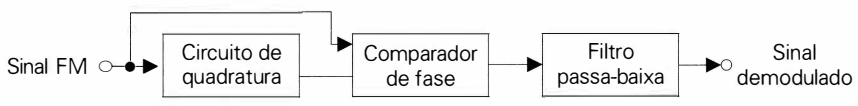


Figura 9.11 Diagrama em blocos de um detector de quadratura.

O circuito de quadratura pode ser constituído por um FPF-LC como mostrado na Figura 9.12.

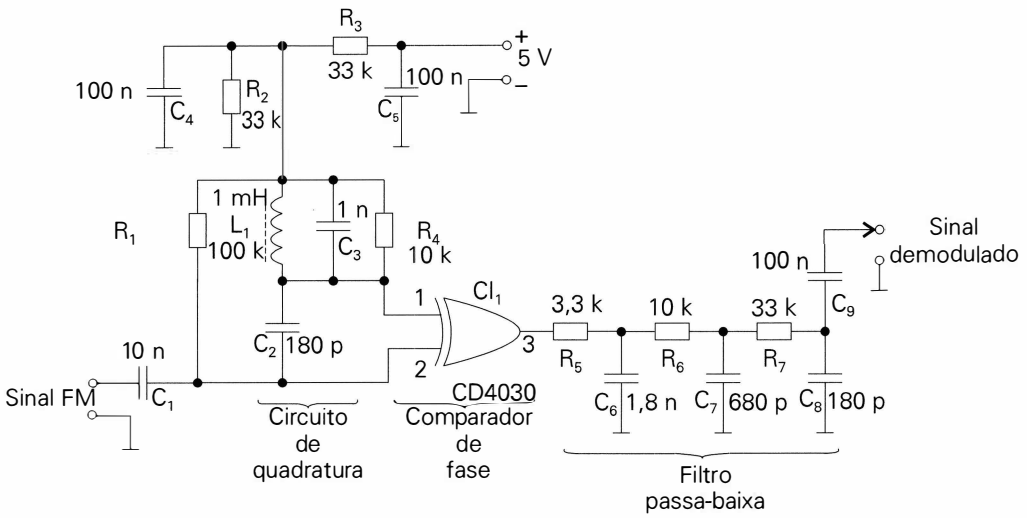


Figura 9.12 Detector de quadratura.

O circuito de quadratura provoca uma rotação de fase de 90° no sinal aplicado, quando a freqüência do sinal é igual à freqüência central do circuito (que não coincide com a freqüência de ressonância LC). A tabela abaixo mostra o comportamento do circuito de quadratura para sinais de freqüência igual a f_1, f_0 e f_2.

f (kHz)	140	151	162
e_1 / e_2	$0{,}662 \angle 136°$	$1{,}02 \angle 90{,}6°$	$0{,}803 \angle 46°$

Os valores de e_1 / e_2 correspondem aos pinos 1 e 2 da porta ou-exclusivo. Note como a fase varia de 136° até 46° quando a freqüência varia de 140 kHz (freqüência de corte inferior) a 162 kHz (freqüência de corte superior). As diferenças entre os valores conseguidos (136° no lugar de 135°, 90,6° no lugar de 90° e 46° no lugar de 45°) e os teóricos é normal e pode ser compensada por meio de ajustes no circuito. As variações de amplitude observadas nas diferentes freqüências são absorvidas pelo comparador de fase e não prejudicam o funcionamento do circuito.

A porta ou-exclusivo atua como misturador, executando o produto dos sinais aplicados. Na saída da porta aparece o sinal multiplicado. A Figura 9.13 mostra as formas de ondas nas entradas e na saída da porta, para três valores diferentes de freqüência.

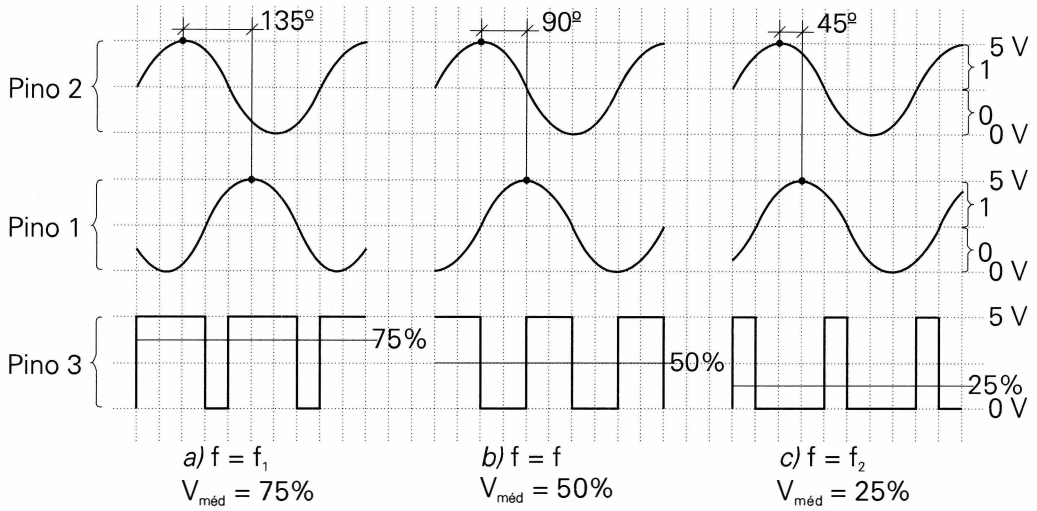


Figura 9.13 Formas de ondas nos terminais do comparador de fase.

Observe que a saída do comparador de fase fica em nível alto sempre que o nível dos sinais aplicados são opostos. Por isso, à medida que a defasagem entre os sinais diminui, cai o nível médio do sinal de saída ($V_{méd}$). Para $\theta = 135^o$ os sinais permanecem do ciclo em fases opostas. Para $\theta = 90^o$ somente metade do tempo os sinais estão em fases opostas e, para $\theta = 45^o$, os sinais estão em fase na maior parte do tempo. A tensão média na saída do comparador reflete as diferentes condições de fase. Quando é aplicado o sinal de FM, a tensão média irá variar de acordo com a freqüência instantânea do sinal aplicado. Um filtro passa-baixa usado na saída do comparador de fase remove a componente pulsante, restando então a componente CA correspondente à informação.

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) Quais os fatores que determinam a largura de faixa de um sinal contendo modulação angular?
5) Qual o critério adotado para a determinação do número de faixas laterais de um sinal contendo modulação angular?
6) Quais as características que diferenciam um sinal modulado em amplitude de um sinal modulado em fase?
7) Quais as características dos tipos mais comuns de transmissão em FM?
8) Por que é necessária a utilização da pré-ênfase nos sinais modulados em freqüência?
9) Desenhe a curva de resposta em freqüência de um circuito de pré-ênfase para sistemas de comunicações em FM.
10) Qual a finalidade do limitador de desvio e onde ele é utilizado?
11) Qual a característica de atenuação, em função da freqüência, para o filtro que sucede o estágio limitador?
12) Que tipo de circuito pode ser utilizado como limitador de desvio?
13) Como pode ser limitada a quantidade de modulação em freqüência em um modulador FM?
14) Explique o funcionamento de um modulador em freqüência a varactor.
15) No oscilador de FM da Figura 9.6, quais os fatores que determinam o índice de modulação obtido?
16) Quais as técnicas empregadas na demodulação de sinais FM?
17) Como são chamados os detectores de FM que utilizam a variação da amplitude *versus* freqüência de um FPF?
18) Quais as características e desvantagens de um detector de inclinação?
19) Quais as características e vantagens de um detector de Travis?
20) Quais as vantagens do detector de quadratura?

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, calcule:
   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) Calcule a largura de faixa necessária para sinais de:
   a) radiodifusão;
   b) radiocomunicação;
   c) canal de áudio em televisão, todos modulados em freqüência.
3) Desenhe o circuito de um detector de Travis e descreva seu funcionamento.
4) Descreva o funcionamento do detector de quadratura.
5) Desenhe as formas de ondas dos sinais presentes em um detector de quadratura.
6) Desenhe o diagrama em blocos de um detector de quadratura.
7) Defina constante de freqüência de um modulador angular.
8) Defina constante de fase de um modulador angular.
9) Desenhe a estrutura de um detector de inclinação e descreva seu funcionamento.

Capítulo 10

Misturadores de Freqüência

Os receptores de rádio fazem uso de circuitos especialmente concebidos para sua finalidade. Pelo diagrama em blocos da Figura 10.1 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.

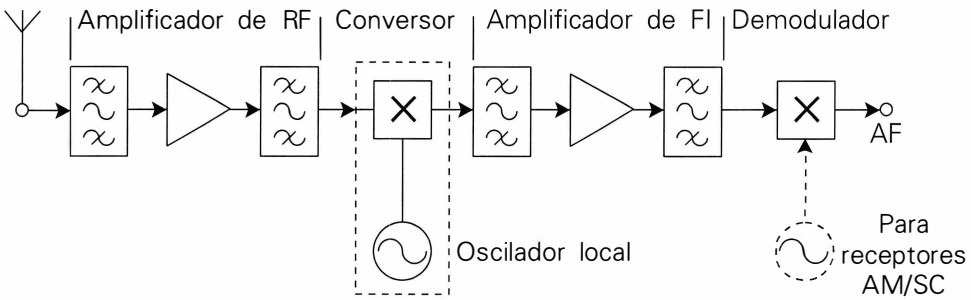


Figura 10.1 Diagrama em blocos de um receptor super-heteródino de AM.

A análise matemática desses três circuitos, todos derivados do misturador, é a mesma. As diferenças entre os circuitos ocorrem em função das freqüências de trabalho nas três portas do misturador. A Tabela 10.1 mostra as denominações para os diversos usos de misturadores, inclusive os sinais presentes em suas entradas e saídas.

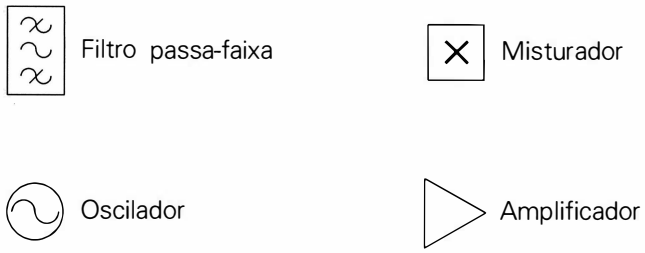


Figura 10.2 Simbologia dos blocos utilizados na Figura 10.1.

Tabela 10.1 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.

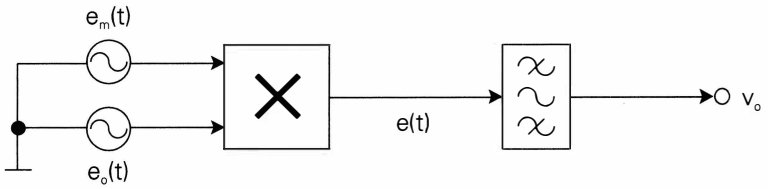


Figura 10.3 Diagrama em blocos de um estágio misturador típico.

Um misturador (Figura 10.3) é constituído por 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 10.4) 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.

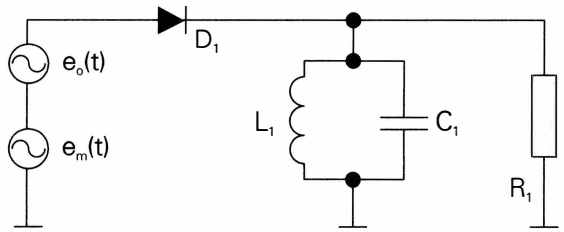


Figura 10.4 Circuito simplificado de um misturador síncrono a diodo.

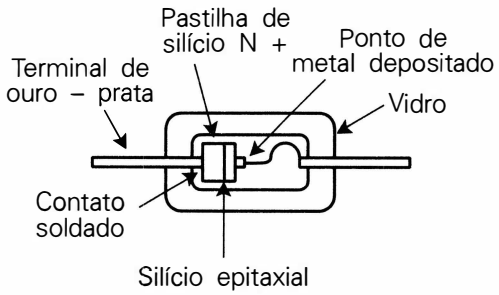


Figura 10.5 Vista interna de um diodo *schottky*.

O diodo *schottky* apresenta uma queda de potencial igual à metade da queda produzida por diodo de junção (Figura 10.6). A Figura 10.7 mostra as curvas de desempenho esperado com o uso desse diodo.

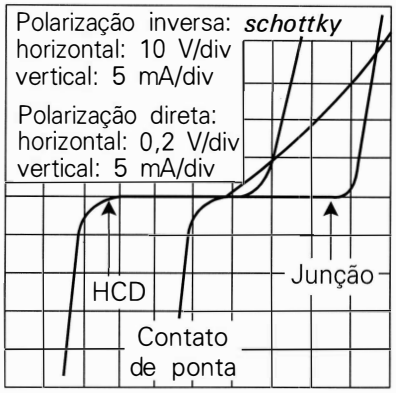


Figura 10.6 Curvas características de diodos de junção, *schottky* e de contato de ponta.

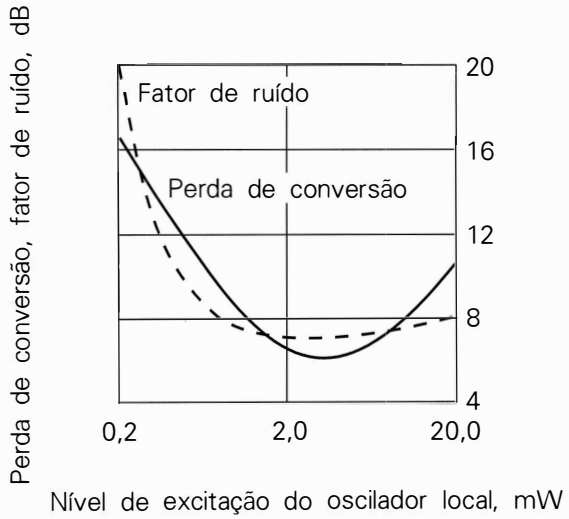


Figura 10.7 Curvas da perda de conversão e do fator de ruído em função do sinal de injeção.

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, cuja expressão é aproximada pela seguinte série:

$$y = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \operatorname{sen} x - \frac{2}{\pi}\left[\frac{\cos 2x}{3} + \frac{\cos 4x}{15} + \frac{\cos 6x}{35} + \ldots\right]$$

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:

$$i_d = k(e_o(t) + e_m(t)) \cdot \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \operatorname{sen} \omega_o t - \frac{2}{3\pi} \cos 2\omega_o t\right)$$

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:

$$i_d = k\left(\frac{1}{\pi} E_o \operatorname{sen} \omega_o t + \frac{1}{2} \operatorname{sen}^2 \omega_o t - \frac{2}{3\pi} E_o \operatorname{sen} \omega_o t \cos 2\omega_o t + \right.$$

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

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:

$$i_d = k\left(\frac{1}{\pi} E_o \operatorname{sen} \omega_o t + \frac{1}{2} E_m \operatorname{sen} \omega_m t \cdot \operatorname{sen} \omega_o t\right)$$

Aplicando-se na expressão anterior a identidade trigonométrica:

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

sendo $A = \omega_o t$ e $B = \omega_m t$, tem-se:

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

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 10.1: Para o misturador da Figura 10.4, 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 à isolação entre as três portas do misturador, que, nesse caso, não existe. O uso de dois ou quatro diodos em uma disposição adequada permite a obtenção de um ganho de conversão de –6 a –9 dB. A Figura 10.8 mostra os diagramas de dois conversores, um balanceado, o outro 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 10.9 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 em uma freqüência acima da faixa de operação.

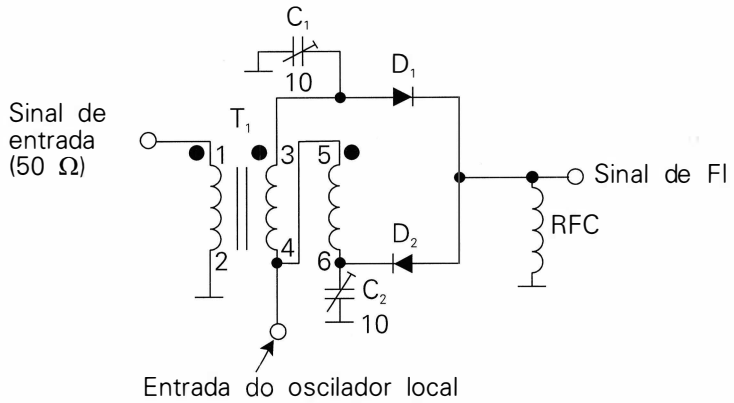


Figura 10.8a Misturador balanceado.

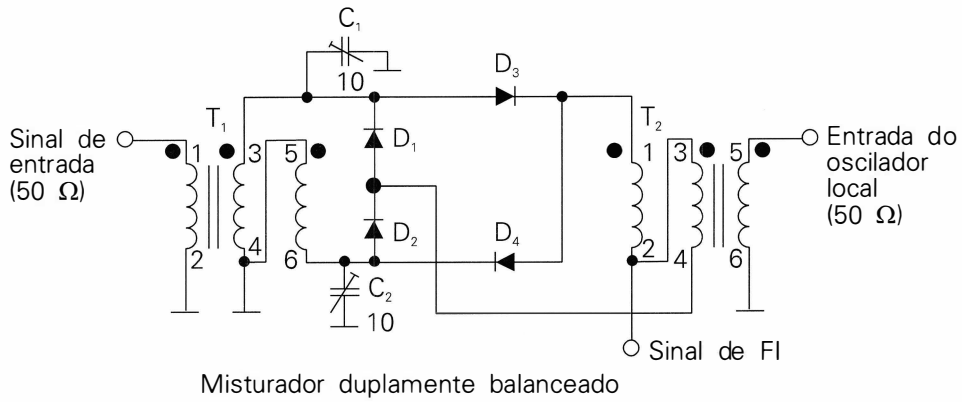


Figura 10.8b Misturador duplamente balanceado.

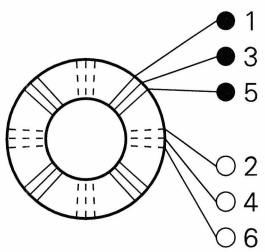


Figura 10.9 Transformador trifilar toroidal de ferrite, próprio para aplicações faixa-larga. O número de espiras depende da freqüência inferior. Varia a cerca de 30 espiras, para 3 MHz, a 2 ou 3 espiras, para VHF.

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 10.8b leva vantagem - ele consegue suprimir tanto o sinal de entrada quanto o sinal de injeção. O circuito da Figura 10.8a 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 10.7).

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 10.2: 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:

$$L_{mín} = X_L/(2\pi f) = 150/(2 \cdot \pi \cdot 213 \cdot 10^6)$$

$$L_{mín} = 112 \cdot 10^{-9}\ H = 112\ nH$$

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 10.10).

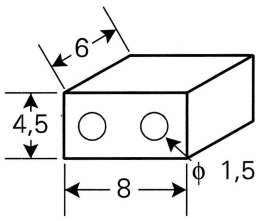


Figura 10.10 Núcleo de ferrita apropriado para aplicações na faixa de 10 MHz a 1 GHz. As dimensões são dadas em milímetros. (SONTAG N3F 7660/20)

Misturador quadrático à FET. O uso de dispositivos amplificadores com característica de transferência quadrática é o mais adequado na construção de misturadores, tanto balanceados quanto não-balanceados, pelo fato de os dispositivos apresentarem pouca geração de produtos de ordem superior à segunda, o que costuma suceder com transistores junção bipolares. A Figura 10.11 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 10.11b 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 em uma FI bem menor do 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, mas exige algum trabalho, baseando-se na característica quadrática mostrada na Figura 10.12, 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.

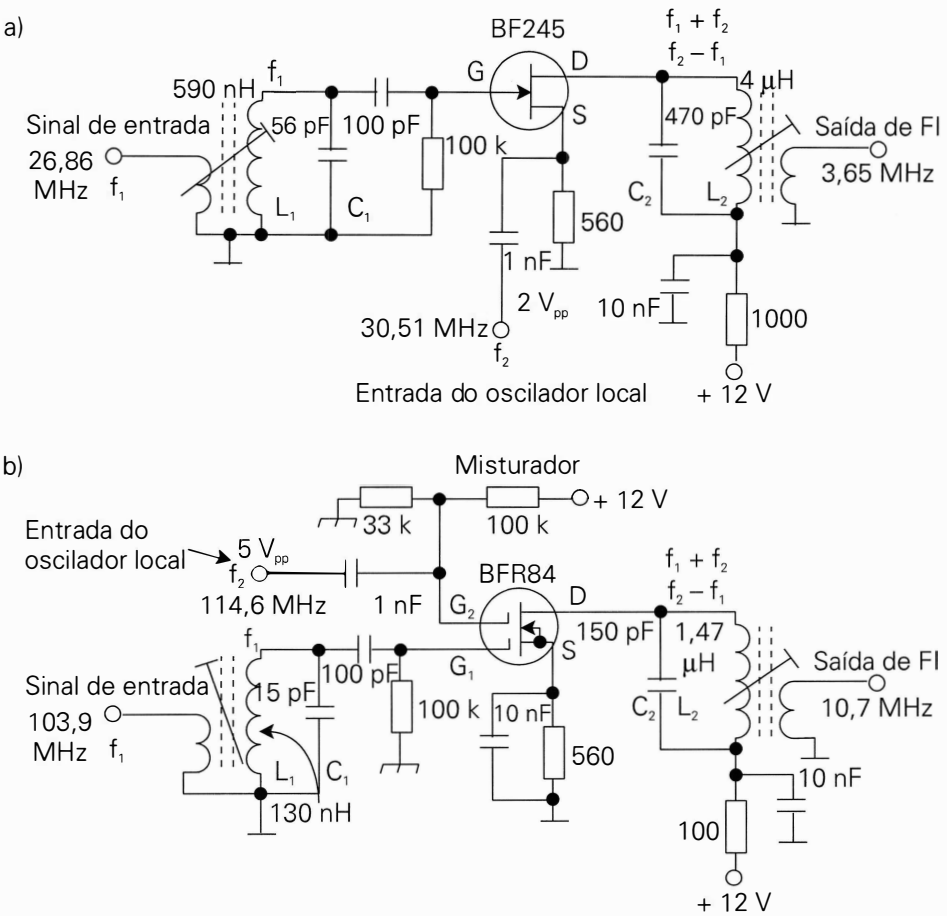


Figura 10.11 Misturadores quadráticos.

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:

$$V_{GS} = V_{GG} + e_m(t) - e_o(t)$$

Elevando-se ao quadrado a expressão entre parênteses (Equação 6):

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - 2\frac{V_{GS}}{V^P} + \frac{V_{GS}{}^2}{V_p{}^2}\right) \qquad \text{Equação 7}$$

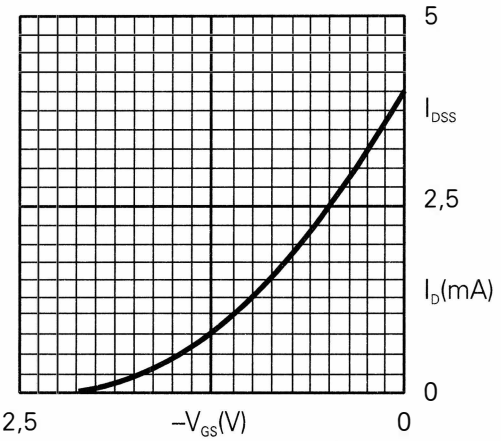


Figura 10.12 Curva característica de transferência do FET BF245A.

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 = $e_o(t)$ e substituindo essas igualdades no quadrado da expressão entre parênteses, fica:

$$I_D = I_{DSS}\left[1 - \frac{2}{V_P}(a + b - c) + \frac{1}{V_p^2}(a^2 + b^2 + c^2 + 2ab - 2ac - 2bc)\right] \qquad \text{Equação 8}$$

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:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_p^2}\left[E_m\ E_o \cos (\omega_o + \omega_m)t + E_m\ E_o \cos (\omega_o - \omega_m)t\right] \qquad \text{Equação 9}$$

O valor de I_D, correspondente ao sinal do oscilador local, corresponde às parcelas em que aparece o fator *c*. Resolvendo-as, tem-se:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_p^2}(V_p - V_{GG}) \cdot 2\,E_o \cos \omega_o t \qquad \text{Equação 10}$$

Exercício 10.3: 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:

$$E_o = (V\gamma - V_{(P)GS})/2 \qquad \text{Equação 11}$$

$$E_o = (0{,}6 - (-2))/2 = 1{,}3\ V$$

b) Determina-se agora o valor de R_L. Para o máximo ganho, faz-se:

$$R_L = 1/g_{os} = 1/(25 \cdot 10^{-6}) = 40\ k\Omega$$

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:

$$R_t = 40 \cdot 10^3 // 1/(25 \cdot 10^{-6}) = 20\ k\Omega$$

$$C = \frac{1}{2\pi\ BW\ R_t} \qquad \text{Equação 12}$$

O valor de BW (a largura de faixa) é muitas vezes determinado pelo tipo de modulação do sinal recebido. Neste 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 em uma $|\ I_L\ | \leq 2$ dB. Como Q_o está ao redor de 250 para indutores construídos com núcleo de ferrite, faz-se $Q_L = 50$. Isso implica BW = 4 MHz/50 = 80 kHz. Aplicando-se na Equação 12, fica:

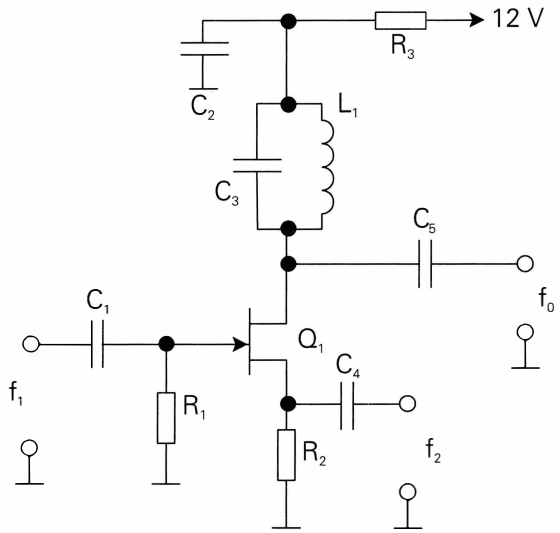
$$C = \frac{1}{2\ \pi\ 80 \cdot 10^3 \cdot 20 \cdot 10^3} \cong 100\ pF$$

d) Determina-se o valor de L com o auxílio de

$$L = \frac{1}{4\ \pi^2\ f^2\ C} \qquad \text{Equação 14}$$

$$L = \frac{1}{4\ \pi^2\ (4 \cdot 10^6)^2 \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 15{,}8\ \mu H$$

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 10.13 Misturador quadrático para 455 kHz.

$$N = \sqrt{\frac{L\ (0{,}45D + C)}{D^2} \times \frac{1{,}016 \cdot 10^6}{\mu_r \cdot S}}$$ Equação 15

onde N = número de espiras
L = indutância em H
D = diâmetro do enrolamento em m
C = comprimento do enrolamento em m
μ_r = permeabilidade relativa do núcleo ($\mu_r = 1{,}5$)
S = fator de blindagem (igual a 1 quando sem blindagem)
Depende da relação D_S/D. Fator de blindagem será 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 10.14. 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.

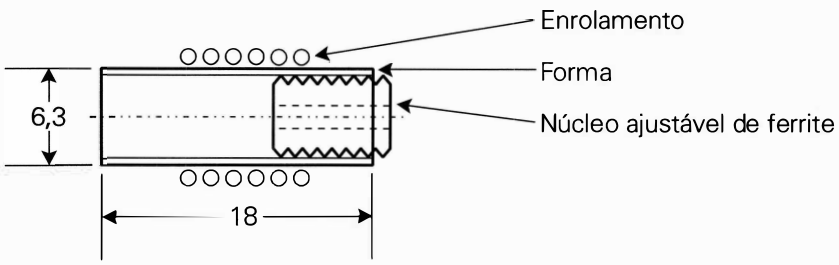


Figura 10.14 Forma típica de bobina que permite ajuste da indutância.

f) Calcular o sinal de saída para uma entrada igual a 10 mV. Aplicando-se a Equação 9 para obter-se I_D:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_P{}^2} \cdot E_m \quad E_o = \frac{2 \cdot 10^{-3}}{(-2)^2} \cdot 0{,}01 \cdot 1{,}3 = 6{,}5\ \mu A$$

A tensão de saída será dada por:

$$v_o = I_D \cdot (R_L/(1/g_{os})) \qquad \text{Equação 16}$$

$$v_o = 6{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 20 \cdot 10^{3} = 130\ \text{mV}$$

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.

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) Nos misturadores de freqüência a diodo, qual o nível do sinal de injeção que permite o melhor desempenho do circuito?
5) Qual a vantagem proporcionada pelo uso de diodos *schottky* em misturadores de freqüência?
6) No misturador de freqüência com diodo, qual a finalidade do filtro passa-faixa colocado na saída do mesmo?
7) Qual o ganho de conversão obtido com a utilização de um misturador de freqüência que utiliza apenas um diodo?
8) Quais as características e aplicações dos misturadores de freqüência balanceados e duplamente balanceados construídos com diodos?
9) Quais as características dos transformadores usados nos misturadores de freqüência balanceados e duplamente balanceados que utilizam diodos?
10) Qual o número de espiras normalmente utilizado para a construção dos transformadores usados nos misturadores de freqüência com diodos?
11) Quais as vantagens decorrentes da utilização de transistores de efeito de campo na construção de circuitos misturadores de freqüência?
12) Qual a principal diferença que existe entre um demodulador e os outros tipos de misturadores de freqüência?
13) 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?
14) Como são determinados os valores dos componentes utilizados no filtro passa-baixa de um demodulador?
15) Por que o demodulador síncrono é mais utilizado que o demodulador quadrático?
16) Quais as condições para a operação linear de um detector de envoltória?
17) Quais os cuidados que devem ser tomados no projeto de um demodulador de envoltória?

Problemas Propostos

1) Projete 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.
Determine o número de espiras do enrolamento e o tipo de diodo adequado.

2) Projete 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 μS. V_p = – 6,5 V e I_{DSS} = 17 mA.
Calcule: E_o; R_L; C e L.
3) Desenhe o diagrama em blocos de um estágio misturador de freqüência típico.
4) Forneça a constituição de um misturador de freqüência típico.
5) Desenhe o circuito simplificado de um misturador de freqüência síncrono com diodo.
6) Desenhe a vista interna de um diodo *schottky*.
7) Descreva o funcionamento de um misturador de freqüência com diodo.
8) Indique os harmônicos presentes na saída de um misturador com diodo e o seu nível relativo, na ausência de filtros.
9) Desenhe o diagrama esquemático de um misturador de freqüência com FET de porta dupla.

MAKRON
Books

Capítulo 11

PLL e Sintetizadores de Freqüência

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 11.1 uma de suas versões mais utilizadas.

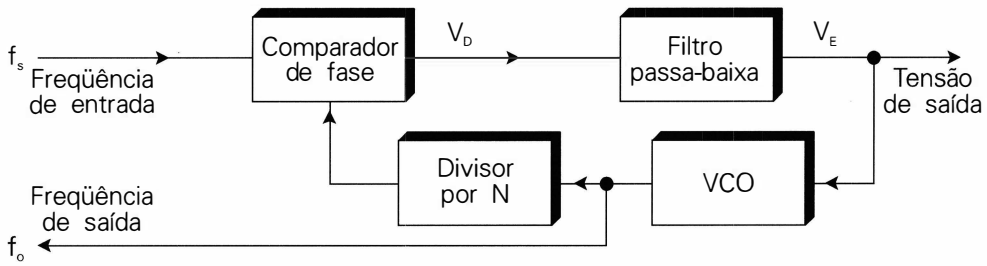


Figura 11.1 Diagrama em blocos de um PLL básico.

Nem todos os PLLs são construídos exatamente de acordo com o diagrama em blocos mostrado na Figura 11.1, sendo possíveis 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 em um circuito integrado monolítico, como, por exemplo, o CD4046, o 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 como CAF é que tornou possível a recepção dos sinais enviados pelos primeiros satélites artificiais, apesar de estes 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 em uma 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 é mostrado na Figura 11.2.

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.

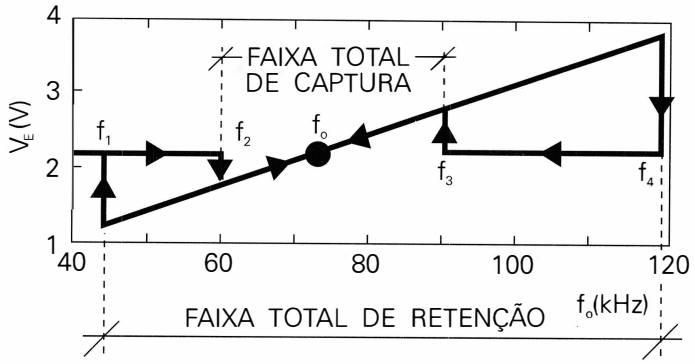


Figura 11.2 Características de um PLL.

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 demodulador 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 11.3 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.

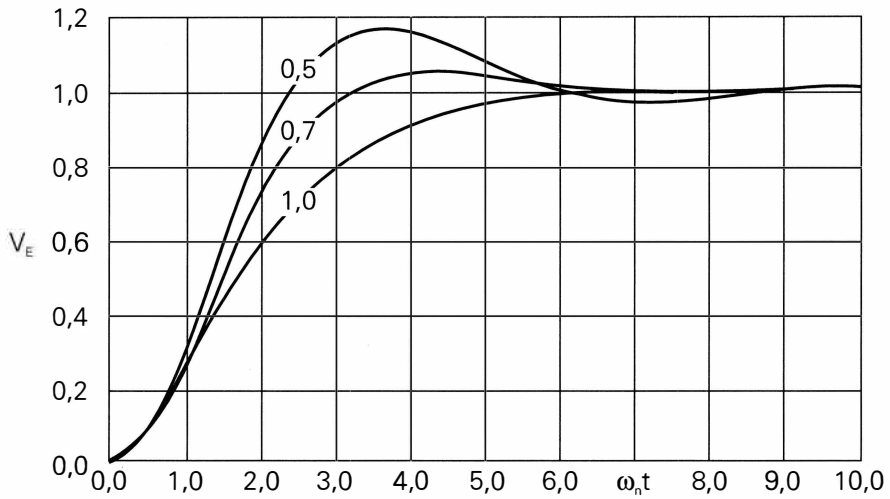


Figura 11.3 Resposta de um PLL para diversos valores de ζ.

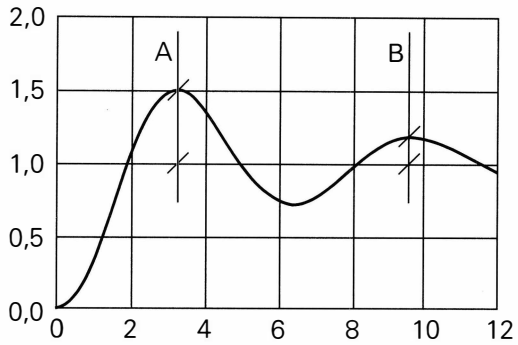
O fator de amortecimento pode ser aumentado pela redução do valor do capacitor utilizado no filtro passa-baixa ou pela redução do ganho do elo. Ambos os procedimentos reduzem a defasagem na freqüência de transição do elo e aumentam, portanto, a margem de fase do PLL.

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 deve ser 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 a seguir. Depois com o auxílio das equações apresentadas, calcula-se o fator de amortecimento do PLL.



$$y = (1/2) \ln (A/B)$$ Equação 1

$$\zeta = y/\sqrt{(1 + y^2)}$$ 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:

$$\omega_d = \omega_n \sqrt{1 - \zeta^2}$$ 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 11.3, 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 11.3, percebe-se que o tempo de subida é de 1,6 s, 2,1 s 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 11.3 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

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 11.4 mostra as curvas características típicas de cada um dos blocos componentes do PLL.

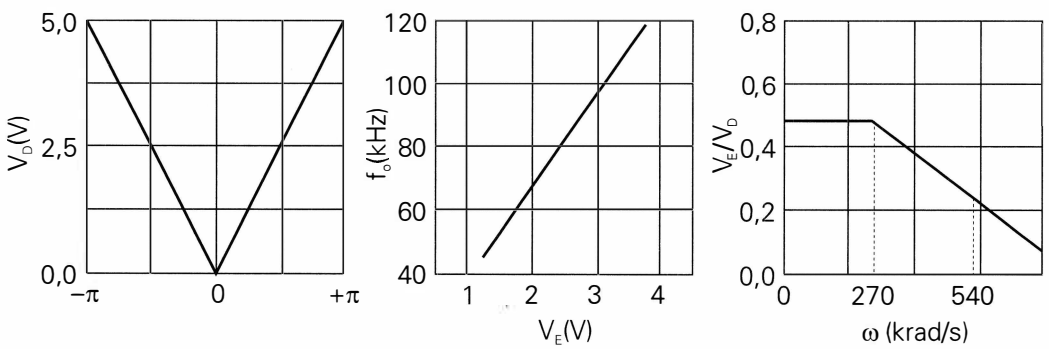


Figura 11.4 Curvas características típicas dos blocos que compõem um PLL básico.

As curvas características mostradas na Figura 11.2 não são teóricas. Elas correspondem ao circuito do PLL cujo projeto será apresentado no final deste estudo.

A curva da Figura 11.4a 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 11.4b mostra a curva característica de um VCO do tipo multivibrador estável, constituído por um par de transistores BC548, alimentado, também, por 5 V.

Finalmente, a Figura 11.4c 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.

Sintetizadores de Freqüência

Sintetizadores de freqüência são circuitos usados para a geração de sinais de freqüência estável, precisa, ajustável e com baixo conteúdo de espúrios. Os sintetizadores de freqüência são fundamentais na construção de equipamentos que trabalham com sinais de radiofreqüência, como videocassetes, televisores, receptores de rádio AM e FM, telefones sem fio, telefones celulares, equipamentos de comunicações via rádio, como os que equipam as estações radiobase. Todos os aparelhos citados devem possuir meios para gerar sinais de RF estáveis e de alta precisão, sob o comando do usuário ou de um dispositivo controlador, como no caso do telefone celular.

Os sintetizadores de freqüência atuais baseiam-se em PLLs. A estrutura básica de um sintetizador de freqüência é exibida na Figura 11.5. O circuito é composto por um PLL que contém um divisor de freqüência programável entre a saída do VCO e a entrada do comparador de fase. Também no circuito está incluído um oscilador de referência, controlado a cristal, e o divisor de freqüência da referência (÷R).

O sintetizador mostrado está programado para gerar a freqüência de 14220 kHz. Para isso, o divisor programável (÷N) recebe em seu barramento de dados o código correspondente ao fator de divisão utilizado, neste caso, 711. Assim, na entrada fn do comparador de fase teremos a freqüência de 20 kHz, que é o quociente da divisão de 14220 kHz, a freqüência de entrada do divisor programável, por 711, que é o fator de divisão N. Como a entrada fs do VCO recebe o sinal de 20 kHz vindo do divisor da referência, a tensão de saída, VD, do comparador de fase irá variar até que o VCO oscile exatamente na freqüência Nfs, que é 711 × 20 kHz = 14220 kHz. Se desejarmos uma freqüência maior, deveremos aumentar N, sendo que o espaçamento mínimo entre freqüências será igual a 20 kHz, ou seja, o valor da freqüência de referência na entrada do comparador de fase.

Filtro do Elo O filtro passa-baixa utilizado no elo de realimentação do PLL deve ser capaz de eliminar completamente a componente de corrente alternada presente na tensão de saída do comparador de fase. Qualquer resíduo de CA na tensão de controle do VCO iria modular a freqüência do sinal gerado, causando o aparecimento de espúrios que comprometeriam a qualidade do sinal fornecido. Os espúrios presentes na saída do sintetizador provocam interferências no funcionamento dos equipamentos dos quais fazem parte.

Esses espúrios se manifestam, por exemplo, no caso de rádios, como apitos sobrepostos ao sinal.

Por esse motivo, a parte mais crítica de um sintetizador de freqüência é o seu filtro de elo.

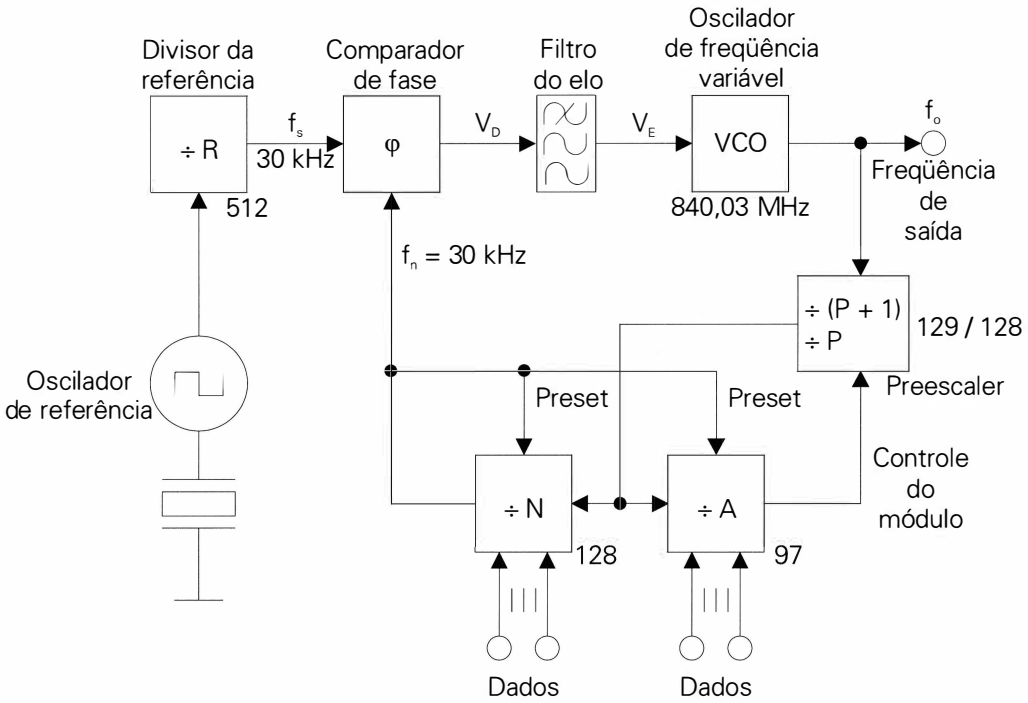


Figura 11.5 Sintetizador de freqüência básico.

Espaçamento entre Canais. Analisando-se a estrutura do sintetizador apresentado, podemos concluir que o espaçamento entre canais será dado por:

$$\Delta_f = f_r \div R \qquad \text{Equação 4}$$

onde: Δ_f = espaçamento entre canais, em Hz;
f_r = freqüência do oscilador de referência, em Hz;
R = fator de divisão do divisor da referência.

A freqüência de saída do sintetizador é dada por:

$$f_o = N\Delta_f = \frac{Nf_r}{R} \qquad \text{Equação 5}$$

onde: f_o = freqüência de saída do VCO, em Hz;
N = fator de divisão do divisor programável;
Δ_f = espaçamento entre canais, em Hz.

Desvantagens do Sintetizador de Freqüência Básico

O sintetizador de freqüência básico não é apropriado para a geração de sinais na faixa de VHF (30 MHz a 300 MHz) ou em freqüências superiores. Essa limitação deve-se ao divisor programável, que normalmente emprega tecnologia bipolar ou CMOS e não opera em freqüências superiores a 30 MHz.

Para estender a faixa de freqüência do sintetizador é necessário o uso de um *preescaler* intercalado entre a saída do VCO e a entrada do divisor programável ÷N. O preescaler é um divisor de freqüência projetado para operar a centenas de MHz ou até mesmo acima de 1 GHz, sendo construído com tecnologia ECL (lógica acoplada por emissor). Um preescaler divisor por 10, por exemplo, é suficiente para elevar a freqüência máxima de operação do sintetizador básico para cerca de 300 MHz.

Contudo, surge aqui uma dificuldade: o espaçamento entre as freqüências geradas pelo sintetizador irá aumentar pelo mesmo fator de divisão do preescaler (÷P). Para P igual a 10, o espaçamento entre as freqüências aumentará para 200 kHz, no sintetizador mostrado na Figura 11.5.

O espaçamento entre freqüências, em um sintetizador com preescaler, é dado por:

$$\Delta_f = f_r / R \qquad \text{Equação 6}$$

onde: Δ_f = espaçamento entre freqüências, em Hz;
P = fator de divisão do preescaler;
f_r = freqüência do oscilador de referência, em Hz;
R = fator de divisão do divisor da referência.

Uma possível solução para esse problema seria aumentar R na mesma quantidade de P. Porém, isso irá diminuir a freqüência dos sinais presentes nas entradas do comparador de fase, exigindo um filtro de elo com muito maior capacidade de filtragem. Na prática, ocorre o aumento da quantidade de ruído presente no sinal gerado pelo sintetizador e, também, o aumento do tempo de acomodação, t_a, do PLL, havendo maior retardo para o sintetizador obedecer aos comandos de mudança de freqüência.

A solução para essas dificuldades está nos sintetizadores de freqüência de módulo duplo.

Sintetizadores de Freqüência de Módulo Duplo

Esse tipo de sintetizador é mais utilizado nas faixas de VHF, UHF e SHF. Eles possuem ótima pureza espectral, ou seja, o sinal gerado possui pouco ruído sobreposto. Exibem, também, um curto tempo de acomodação, respondendo rapidamente aos comandos para mudança de freqüência. Outra característica vantajosa é que o divisor programável opera em uma freqüência relativamente baixa, geralmente inferior a 10 MHz ou 20 MHz, mesmo nos equipamentos de UHF.

Preescaler de Módulo Duplo. É o componente fundamental para a construção de sintetizadores de freqüência muito elevada. Consiste de um divisor de freqüência ECL cujo módulo, *P*, varia em função do nível lógico aplicado ao pino de controle do módulo. Com o controle em nível baixo, o módulo é diminuído de uma unidade. Veja a Figura 11.6.

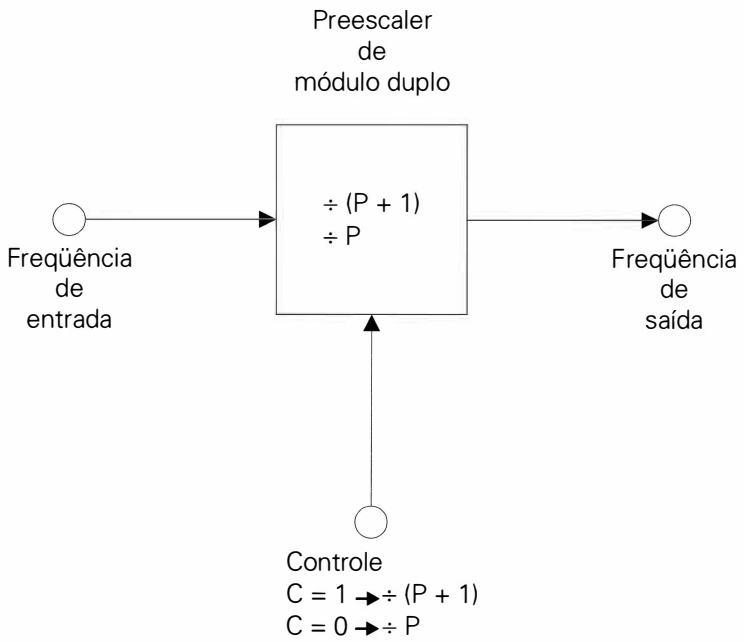


Figura 11.6 Preescaler de módulo duplo.

O valor do módulo do preescaler é calculado em função da freqüência máxima de saída do sintetizador e da freqüência máxima admissível na entrada do divisor programável. Em um telefone celular, por exemplo, a freqüência máxima do VCO fica ao redor de 900 MHz e a freqüência máxima admissível na entrada do divisor programável fica em torno de 7 MHz. Dessa maneira, P será:

$P \geq f_o / f_{máx}$ Equação 7

onde: P = módulo base do preescaler;
F_o = freqüência de saída do sintetizador, em Hz;
$f_{máx}$ = freqüência máxima permissível na entrada do divisor programável.

Para um telefone celular, teríamos:

$P \geq f_o / f_{máx}$

$P \geq 900\,MHZ / 7\,MHZ \geq 128{,}57$

O módulo P (ou P + 1) é quase sempre uma potência de 2, sendo comuns valores como 15/16, 31/32, 63/64, 128/129, entre outros. No exemplo, pode-se usar um preescaler de módulo 128/129.

O preescaler de módulo duplo opera em conjunto com dois outros divisores de módulo programável: o divisor por A e o divisor por N. O divisor A é utilizado para controle do módulo do preescaler (Figura 11.7).

Inicialmente, os divisores A e N são presetados pelos dados aplicados em seus barramentos. O contador A aplica nível alto no pino de controle do preescaler, fazendo com que ele divida por P + 1.

Para exemplificar, vamos atribuir valores para P, A e N:

P = 128, A = 97 e N = 218.

Inicialmente, o preescaler divide a freqüência do sinal de entrada por 129. Isso significa que, a cada 129 ciclos do sinal aplicado, o preescaler enviará um pulso para a entrada dos contadores A e N, fazendo-os decrementar de uma unidade. O processo se repete até que A chegue a zero, ou seja, durante 97 vezes. Então A coloca sua saída em nível baixo e pára de contar. Com o pino de controle em nível baixo, P passa a dividir por 128, até o contador N chegar a zero. Quando N zerar, os contadores A e N serão presetados, fazendo com que P passe a dividir novamente por 129. Desse ponto em diante o ciclo se repete. A saída do divisor é obtida da saída do contador N.

Para os valores atribuídos no exemplo, teremos:

a) 97 ciclos de divisão por 129, ou
$97 \times 129 = 12513$
b) 121 ciclos de divisão por 128, ou
$121 \times 128 = 15488$
c) A divisão total é a soma de *a* e *b*.
$12513 + 15488 = 28001$

O módulo obtido pelo circuito da Figura 11.7 é dado por:

$D = A + PN$ Equação 8

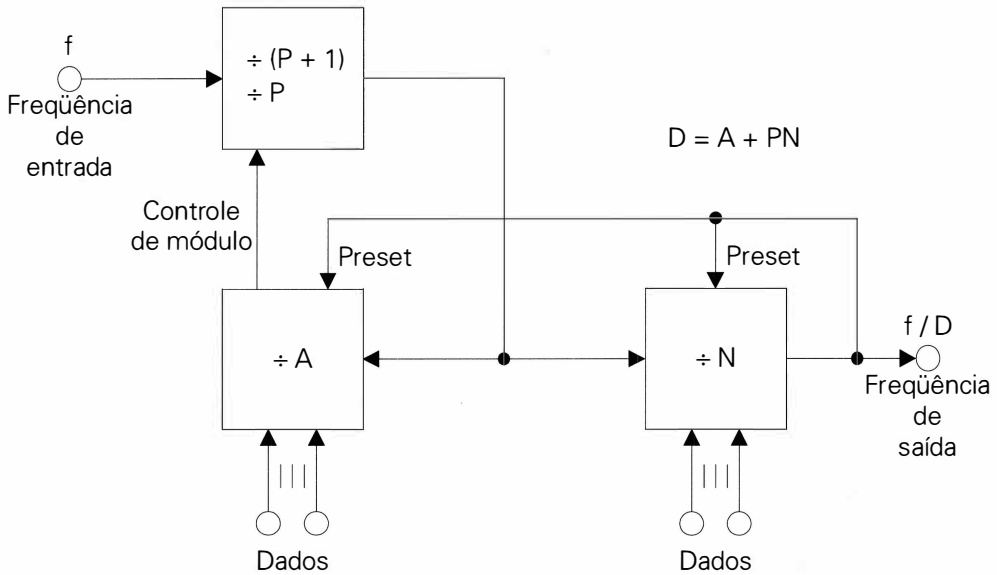


Figura 11.7 Utilização do preescaler módulo duplo.

onde: D = módulo do divisor de freqüência do VCO;
A = módulo do contador programável A;
P = módulo base do preescaler;
N = módulo do contador programável N.

Para ilustrar a aplicação das equações, vamos resolver um exercício.

Exercício 11.1: Em um sintetizador de módulo duplo, determinar os valores pedidos, sendo dados:

a) Freqüência de saída do sintetizador, f_o = 849930 kHz.
b) Freqüência máxima na entrada do divisor programável, $f_{máx}$ = 7 MHz
c) Espaçamento entre canais, Δ_f = 30 kHz
d) Freqüência do cristal de referência, f_r = 15360 kHz

Calcular

a) O módulo do divisor da referência, R:
Divide-se a freqüência do cristal pelo espaçamento entre canais, Δ_f.

$$R = f_r / \Delta_f = 15360 / 30 = 512$$
$$R = 512$$

b) O módulo base do preescaler, P:

Divide-se a freqüência de saída do sintetizador pela freqüência máxima admissível na entrada do divisor programável.

$P \geq f_o / f_{máx} \geq 840{,}03 / 7 \geq 120$

P = 128

c) Calcula-se o valor de D:
Usa-se a seguinte equação:

$D = f_0 / \Delta_f = 840030 / 30 = 28001$

d) Calcula-se o valor de N:

$$N > \frac{D}{P+1} > \frac{28001}{128+1} > 217$$

$N = 218$

N precisa ser um número inteiro maior do que o valor calculado.

e) Calcula-se o valor de A:

$A = D - PN = 28001 - 28 \cdot 218 = 97$

$A = 97$

Nota: É necessário que o módulo de N seja sempre maior que A, pois o contador A deve chegar a zero antes que o contador N.

Na prática, para cada freqüência gerada pelo sintetizador, são programados os módulos de A e N. A tabela 11.1 mostra, a título de exemplo, os valores de A e N para algumas freqüências.

Tabela 11.1 Exemplo de valores de A e N para algumas freqüências.

FREQÜÊNCIA DE SAÍDA	*A*	*N*	*NOTAS*
840030	97	218	1
840060	98	218	1
840090	99	218	1
840120	100	218	1
——	——	218	1
843630	217	218	2
843660	90	219	3
843690	91	219	1

Notas:

1. O valor de A é aumentado sempre que desejarmos um aumento da freqüência do sintetizador.
2. O valor de A atingiu o máximo. (A deve ser menor que N.)
3. Agora, para um novo aumento da freqüência do sintetizador, o valor N é incrementado de uma unidade e A foi recalculado.

A Figura 11.8 exibe o diagrama do sintetizador de freqüência de módulo duplo.

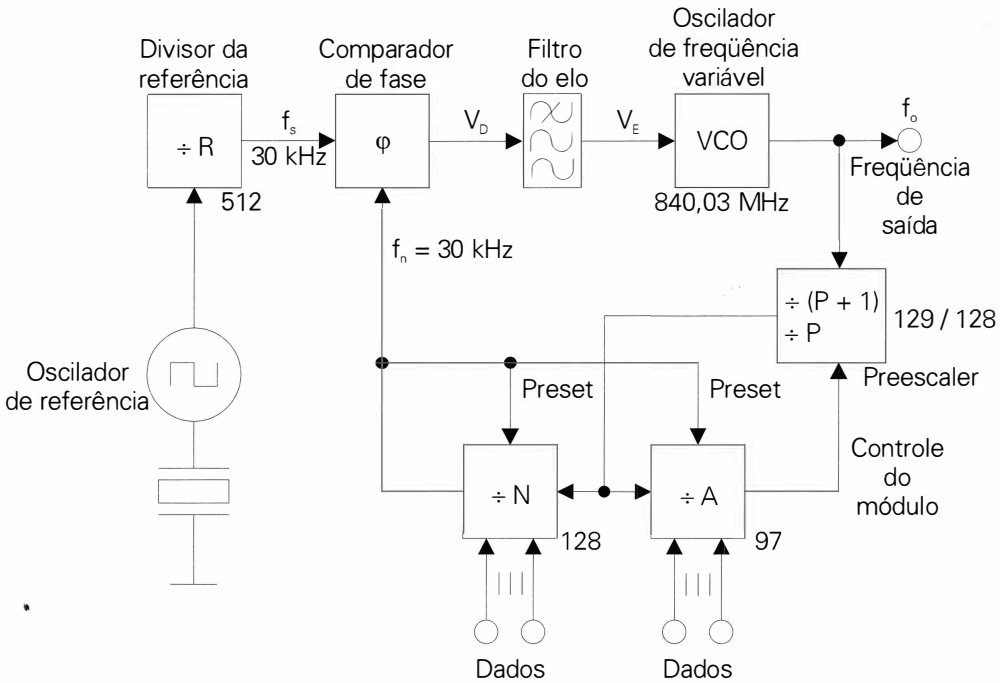


Figura 11.8 Sintetizador de freqüência de módulo duplo.

Para a construção prática de sintetizadores, existem no mercado diversos circuitos integrados disponíveis, nos quais estão incluídos os divisores A, N e R, além do comparador de fase. Outras partes, como o filtro do elo, o VCO, o preescaler e o oscilador de referência são conectados externamente.

Questionário

1) O que significa a sigla PLL?
2) Quais as principais modificações que podem existir em relação ao diagrama em blocos básico de um PLL?

3) Quais são os circuitos integrados PLL mais comuns?
4) Quais são as finalidades básicas de um PLL?
5) Quais são as principais características de um PLL?
6) O que é "faixa total de retenção" de um PLL?
7) Qual a relação entre a faixa de retenção e a faixa de captura?
8) Quais os fatores que determinam o fator de amortecimento de um PLL?
9) Em um PLL, quais os limites para o fator de amortecimento?
10) Quais os cuidados relacionados com o fator de amortecimento, quando o PLL utiliza um filtro ativo?
11) O que é a "freqüência natural" e quais os fatores que a determinam?
12) O que é a "freqüência natural amortecida" e como se relaciona com a freqüência natural?
13) Como se deve proceder para corrigir os tempos indicados no gráfico da resposta de um PLL para diversos valores de ζ?
14) Qual a finalidade do comparador de fase?
15) O que é um VCO e qual é a sua finalidade?
16) Em um PLL, qual a finalidade do divisor por N?
17) Quais as finalidades do filtro passa-baixa no PLL?
18) Desenhe as curvas características típicas dos blocos integrantes de um PLL.
19) O que são sintetizadores?
20) Quais as características de sintetizadores?
21) Como é variada a freqüência de um sintetizador?
22) O que determina o espaçamento de freqüência de um sintetizador básico?
23) O que ocorre se o filtro do elo não consegue eliminar a componente alternada do sinal de controle do VCO?
24) Quais as desvantagens do sintetizador de freqüência básico?
25) Qual a utilidade do preescaler de módulo simples?
26) Qual a vantagem do uso de preescaler de módulo duplo?
27) O que limita o valor máximo de A no divisor de módulo duplo?

Problemas Propostos

1) Desenhe o diagrama em blocos de um PLL.
2) Cite as principais aplicações de um PLL.
3) Defina "freqüência de oscilação livre" de um VCO.
4) Defina "tempo de acomodação" e cite os fatores que o influenciam.
5) Defina "tempo de subida" e cite os fatores que o influenciam.
6) Cite os blocos que compõem um PLL básico.
7) Desenhe a estrutura de um sintetizador de freqüência básico.

Capítulo 12

Filtros

Filtros são circuitos especialmente projetados para fornecer 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 12.1 mostra diversos gráficos, chamados de curvas de resposta em freqüência, em que 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 12.1).

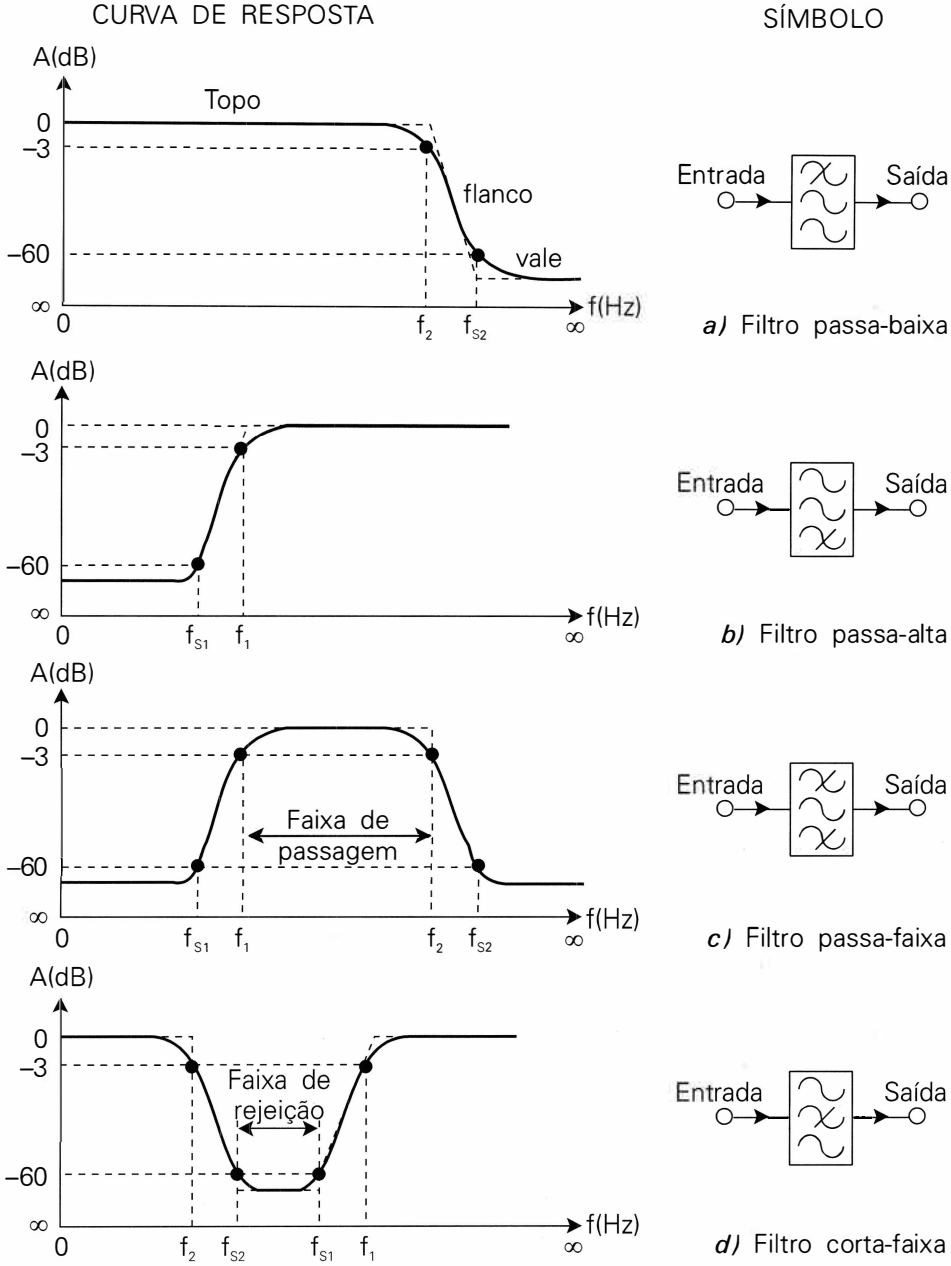


Figura 12.1 Curvas de resposta em freqüência.

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 12.1). 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 12.1a).

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 12.1b).

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.

Fitro passa-faixa: Os filtros passa-faixa (Figura 12.1c) exibem duas freqüências de corte, uma inferior, f_1, e outra superior, f_2. Comparando-se as curvas *a*, *b* e *c*, da Figura 12.1, 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 12.1d). 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 ultra-sônicos.

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 ultra-sônicos: Nos filtros ultra-sônicos, os sinais elétricos são transformados em ondas sonoras que se propagam em um meio sólido, onde são filtradas. Após a filtragem, as ondas sonoras são novamente transformadas em sinais elétricos.

Os filtros ultra-sônicos podem ser piezoelétricos ou mecânicos. São, normalmente, mais seletivos que os filtros RLC.

Características dos Filtros

De um modo geral, os filtros possuem as seguintes características, independentemente 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 12.2.

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.

$$f_o = \sqrt{f_1 \cdot f_2} \qquad \text{Equação 1}$$

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.*

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 uma 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.

$$f_c = f \Big|_{A = 0{,}707 \cdot A_{máx}} \qquad \text{Equação 2}$$

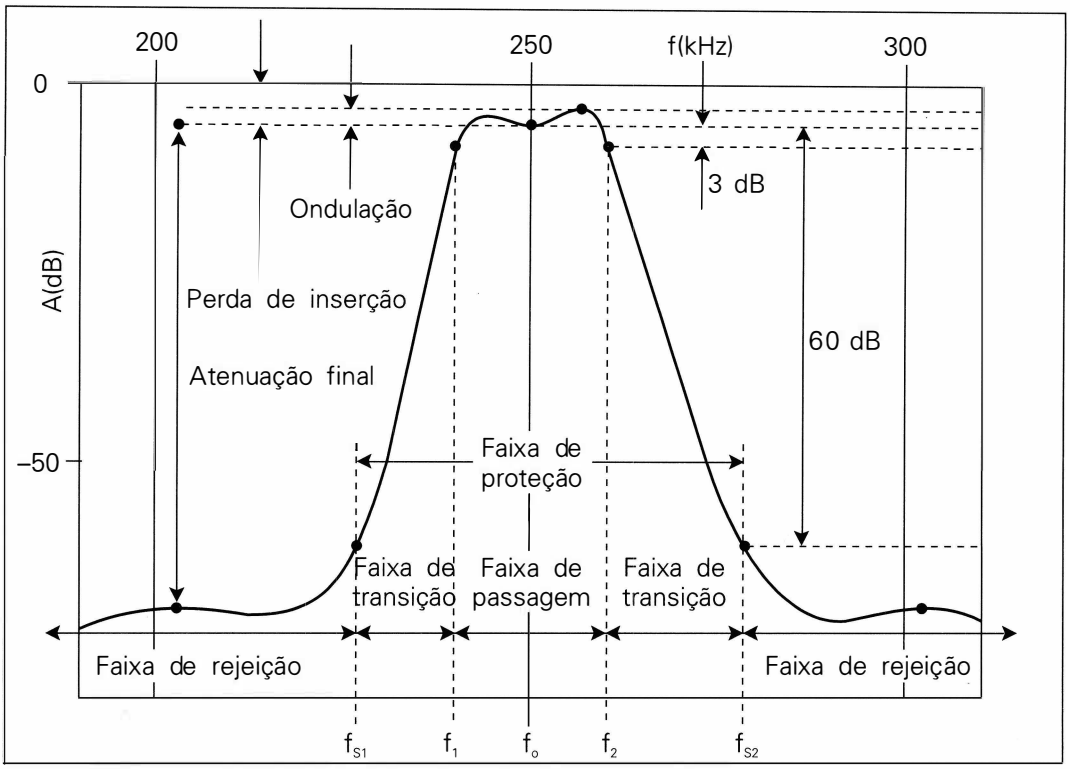


Figura 12.2 Curva de resposta em freqüência de um filtro passa-faixa, onde estão destacadas algumas de suas características.

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 uma 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 limitepara 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.

$$BW_{(-3\,dB)} = f_2 - f_1 \qquad \text{Equação 3}$$

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 12.1).

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 12.2).

$$r = \frac{A_{máx}}{A_{pico}} \qquad \text{Equação 5}$$

$$r(dB) = 20 \log \frac{A_{máx}}{A_{pico}} \qquad \text{Equação 6}$$

$$r(dB) = A_{máx}(dB) - A_{pico}(dB) \qquad \text{Equação 7}$$

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, em um 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.

$$I_L = \frac{P_{L\,(\text{com filtro})}}{P_{L\,(\text{sem filtro})}} \Big| \; f = f_{pico} \qquad \text{Equação 9}$$

$$I_L\,(\text{dB}) = 20 \log \frac{P_{L\,(\text{com filtro})}}{P_{L\,(\text{sem filtro})}} \Big| \; f = f_{pico} \qquad \text{Equação 10}$$

$$I_L\,(\text{dB}) = A_{pico}\,(\text{dB}) \qquad \text{Equação 11}$$

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 ultra-sônicos. 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, em um filtro que apresente ondulações em sua faixa de rejeição, corresponde ao pico de maior amplitude pertencente ao vale da curva (Figura 12.2).

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 12.1: Determinar as características do filtro cuja curva de resposta em freqüência é mostrada na Figura 12.2.

Solução:

Inspecionando-se a curva de resposta em freqüência da Figura 12.2, obtêm-se os seguintes valores:

A_{pico} = – 3 dB
$A_{máx}$ = – 5 dB
$A_{mín}$ = – 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:

$$BW_{(-3\,dB)} = f_2 - f_1$$

$$BW_{(-3\,dB)} = 260 - 240$$

$$BW_{(-3\,dB)} = 20\ kHz$$

b) Calcular a largura da faixa de proteção do filtro:

$$BW_{(-60\,dB)} = f_{s2} - f_{s1}$$

$$BW_{(-60\,dB)} = 280 - 225$$

$$BW_{(-60\,dB)} = 55\ kHz$$

c) Calcular o fator de ondulação do filtro:

$$r\ (dB) = A_{máx}\ (dB) - A_{pico}\ (dB)$$

$$r\ (dB) = -5 - (-3)$$

$$r\ (dB) = -2\ dB$$

d) Calcular o fator de forma do filtro:

$$SF = \frac{BW(-60\,dB)}{BW(-3\,dB)}$$

$$SF = \frac{55}{20} = 2{,}75$$

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.

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 devem possuir um fator de qualidade, Q_o, elevado. Além disso, os valores máximos de tensão, corrente e potência precisam 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 a 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 à 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 funcionar 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

Geralmente, são utilizados em freqüências superiores a 300 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 em uma 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) em uma 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, ele é muito utilizado como filtro 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 Ultra-sônicos

Os filtros ultra-sônicos 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 magneto-estritivo (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 100.000 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 ultra-sônico 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: possui menor dimensão, o custo é baixo e dispensa ajustes após a sua montagem no circuito. O desempenho destes filtros, em relação à seletividade e à perda de inserção, é equivalente ao dos transformadores de FI miniatura, apesar de as 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, 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.

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) Como são classificados os filtros utilizados em radiofreqüência?
11) Quais os elementos filtrantes nos filtros elétricos e ultra-sônicos?
12) Cite as características dos filtros da pergunta anterior.
13) O que é freqüência central?
14) O que é freqüência de corte?
15) O que é freqüência de rejeição?
16) Como é determinada a faixa de passagem?
17) A que corresponde a faixa de rejeição?
18) O que é o fator de forma? O que ele reflete?
19) O que se entende por perda de inserção?
20) O que é atenuação final?
21) Qual a característica importante para os filtros utilizados em amplificadores de potência de RF?
22) Quais as principais aplicações para os filtros RLC?
23) Quais os fatores que influenciam na perda de inserção?
24) Como é definido o fator de qualidade, Q_o?
25) Quais as aplicações dos filtros RLC paralelo?
26) Quais as principais aplicações dos filtros passa-baixa RLC?
27) Onde são utilizados os filtros de constantes distribuídas? Cite suas características.
28) Quais os tipos mais comuns de filtros de constantes distribuídas?
29) Qual a principal aplicação dos filtros baseados em ressonadores coaxiais?
30) Em que estações repetidoras de rádio os diplexers são utilizados e para quê?
31) Quais as características e aplicações dos ressonadores helicoidais?
32) Onde são utilizados os *stripline* e *microstrip*?
33) O que são ressonadores do tipo *microstrip*?
34) Cite as características de um filtro ultra-sônico.
35) Onde estão sendo utilizados os filtros piezoelétricos?
36) Qual a finalidade dos filtros mecânicos?

Problemas Propostos

1) Defina:
Filtro passa-baixa.
Filtro passa-alta.
Filtro passa-faixa.
Filtro corta-faixa.
2) Defina o fator de ondulação e explique o que ele indica.
3) Defina impedância de terminação.
4) Cite as principais características dos filtros LC.
5) Defina o fator de qualidade carregado, Q_L.

MAKRON
Books

Capítulo 13

Casadores de Impedância

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 13.1:

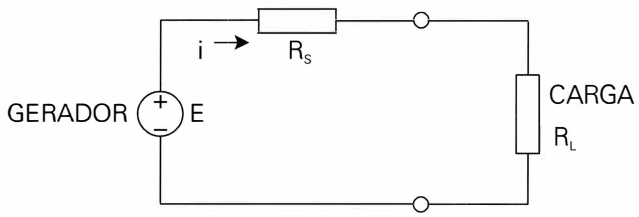


Figura 13.1 Circuito gerador e carga.

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:

$$n = \frac{4m}{(m + 1)^2} \qquad \text{Equação 4}$$

Exercício 13.1: 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:

$$P_{as} = \frac{6^2}{4 \cdot 2{,}25} = 4\ W$$

b) Utilizando-se a Equação 2, tem-se:

$$m = \frac{2{,}25}{4{,}5} = 0{,}5$$

Utilizando-se a Equação 4, tem-se:

$$n = \frac{4 \cdot 0{,}5}{(0{,}5 + 1)^2} = 0{,}888$$

Exercício 13.2: Calcular a potência na carga para os valores obtidos no Exercício 13.1.
Utilizando-se a Equação 3, tem-se:

$P_L = 0{,}888 \cdot 4 = 3{,}56\ W$

Exercício 13.3: Calcular os valores de m para uma eficiência de 50%.
Utilizando-se a Equação 4, tem-se:

$0{,}5\ (m + 1)^2 = 4m;\ 0{,}5\ (m^2 + 2m + 1) - 4m = 0$

$0{,}5m^2 + m + 0{,}5 - 4m = 0;\ 0{,}5m^2 - 3m + 0{,}5 = 0$

$$m = \frac{3 \pm \sqrt{9 - 4 \cdot 0{,}5 \cdot 0{,}5}}{2 \cdot 0{,}5} \rightarrow m = 3 \pm \sqrt{8}$$

$m_1 = 5{,}83$

$m_2 = 0{,}172$

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 13.2. 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 de R_S, a resistência de menor valor, utilizando-se as Equações 5, 6 e 7.

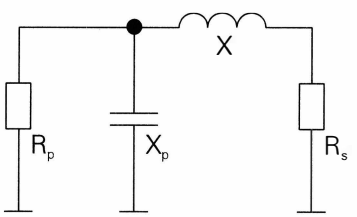


Figura 13.2a Rede LC casadora de impedâncias.

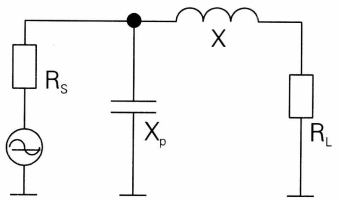


Figura 13.2b $R_S > R_L$.

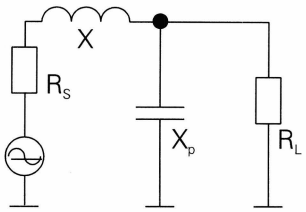


Figura 13.2c $R_S < R_L$.

Exercício 13.4: 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.

Solução:

a) *Cálculo do valor de N:* Utilizando-se a Equação 5 e fazendo-se R_P = 1 kΩ e R = 50 Ω, tem-se:

$$N = \sqrt{\frac{RP}{R_s}} - 1 \qquad \text{Equação 5}$$

$R_p > R_s$

$$N = \sqrt{\frac{1000}{50}} - 1 = 4{,}36$$

b) *Cálculo do valor de X:* Utilizando-se a Equação 6, tem-se:

$$N = X_s/R_s \qquad \text{Equação 6}$$

$X = N \cdot R_s = 4{,}36 \cdot 50 = 218\ \Omega$

c) *Cálculo do valor de X_P*: Utilizando-se a Equação 7, tem-se:

$$X_P = R_P/N = 1000/4{,}36 = 229{,}4\ \Omega \qquad \text{Equação 7}$$

d) Cálculo do capacitor: É calculado por:

$$C = \frac{1}{\omega X_C}$$ Equação 8

e

$$\omega = 2\pi f$$ Equação 9

$$\omega = 2 \cdot \pi \cdot 3{,}5 \cdot 10^6 = 22\ \text{Mrad/s}$$

$$C = \frac{1}{22 \cdot 10^6 \cdot 229{,}4} = 198{,}2\ \text{pF}$$

e) Cálculo do indutor: É calculado por:

$$L = X_L/\omega$$ Equação 10

$$L = 218/(22 \cdot 10^6) = 9{,}91\ \mu\text{H}$$

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%.

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 13.3 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. Em uma linha sem perdas, Z_o é dada por:

$$Z_o = \sqrt{\frac{\ell}{c}} \qquad \text{Equação 11}$$

onde ℓ representa a indutância por unidade de comprimento, e c, a capacitância por unidade de comprimento.

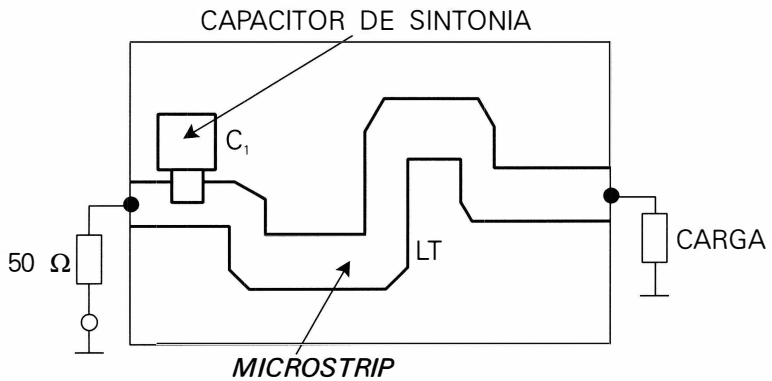


Figura 13.3a *Microstrip* em placa de fibra de vidro dupla face.

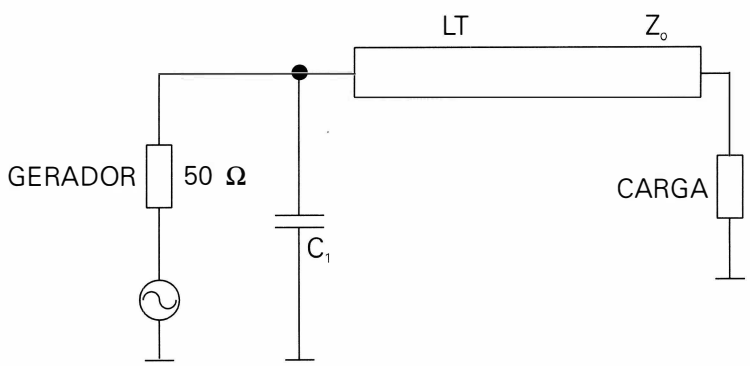


Figura 13.3b Circuito equivalente.

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:

$$V_P = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{E_r}} \qquad \text{Equação 12}$$

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:

$$r = \frac{R_2}{Z_o} \qquad \text{Equação 13}$$

$$x = \frac{X_2}{Z_o} \qquad \text{Equação 14}$$

$$g = \frac{r}{r^2 + x^2} \qquad \text{Equação 15}$$

$$b = \frac{-x}{r^2 + x^2} \qquad \text{Equação 16}$$

$$n = \frac{Z_o}{R_P} \qquad \text{Equação 17}$$

$$a = \sqrt{\frac{n(1 + g^2 + b^2) - g(1 + n^2)}{g}} \qquad \text{Equação 18}$$

$$\theta = \text{arctg} \frac{g - n}{ag - bn} \qquad \text{Equação 19}$$

Essas equações são utilizadas seqüencialmente, desde a Equação 13 até a Equação 19, 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 ⅛ , ¼ e ½ 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:

$$l = \frac{3 \cdot 10^8}{f} \cdot F_V \cdot \frac{\theta}{360} \qquad \text{Equação 20}$$

A Equação 20 é um produto de três fatores:

a) comprimento de onda (lambda):

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f} \qquad \text{Equação 21}$$

b) fator de velocidade:

$$F_V = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_{ef}}} \qquad \text{Equação 22}$$

c) fração do comprimento de onda:

$$F_\lambda = \frac{\theta}{360} \qquad \text{Equação 23}$$

Uma linha de transmissão apresenta em sua entrada uma impedância que pode ser calculada com a seguinte equação:

$$Z_1 = Z_o \frac{Z_2 + jZ_o \text{ tg } \theta}{Z_o + jZ_2 \text{ tg } \theta} \qquad \text{Equação 24}$$

onde: Z_1 = impedância na entrada da linha
Z_2 = impedância na extremidade da linha

A Figura 13.4 mostra uma linha de transmissão onde estão identificados os principais parâmetros.

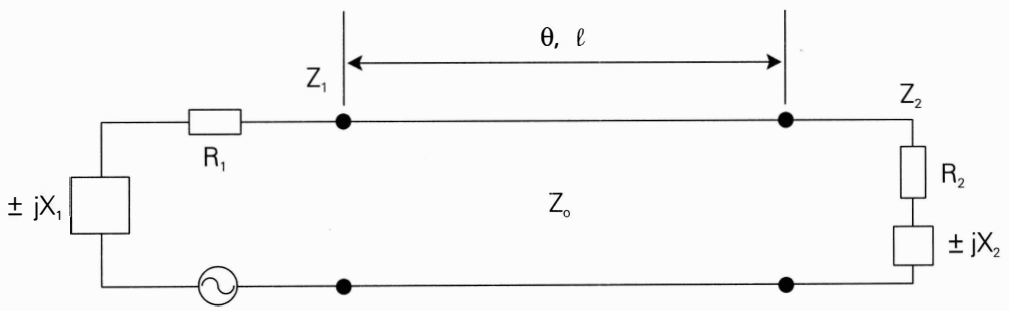


Figura 13.4 Linha de transmissão genérica.

Exercício 13.5: 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 13 até 19:

$$r = \frac{R_2}{Z_o} = \frac{8}{40} = 0{,}2$$

$$x = \frac{X_2}{Z_o} = \frac{4}{40} = 0{,}1$$

$$r^2 + x^2 = 0{,}2^2 + 0{,}1^2 = 0{,}05$$

$$g = \frac{r}{r^2 + x^2} = \frac{0{,}2}{0{,}05} = 4$$

$$b = -\frac{x}{r^2 + x^2} = -\frac{0{,}1}{0{,}05} = -2$$

$$n = \frac{Z_o}{R_P} = \frac{40}{50} = 0{,}8$$

$$a = \sqrt{\frac{0{,}8\,[1 + 4^2 + (-2]^2) - 4(1 + 0{,}8^2)}{4}} = 1{,}6$$

$$\theta = \text{arctg}\,\frac{4 - 0{,}8}{1{,}6 \cdot 4 - (-2) \cdot 0{,}8} = 21{,}8°$$

O valor de θ de 21,8° permite o cálculo do comprimento da linha de transmissão, como no próximo exercício.

Exercício 13.6: Calcular o comprimento, em metros, da linha do Exercício 13.5, dados: $\varepsilon_{ef} = 2{,}3$; f = 160 MHz.

Usando-se a Equação 20, 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 24.

Exercício 13.7: Calcular a reatância do capacitor de sintonia para os dados do Exercício 13.5.

Usando-se a Equação 24, 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:

$$Y_1 = 1/Z_1 = 1/(10 + j20) = 20 - j40\ \text{mS}$$

$$R_P = 1/G = 1/(20 \cdot 10^{-3}) = 50\ \Omega$$

$$X_p = 1/B = 1/(-j40 \cdot 10^{-3}) = j25\ \Omega \rightarrow X_P = -j25\ \Omega$$

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 faz 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 25.

$$C_{nom} = \frac{C_P}{1 + \omega^2 L C_P} \qquad \text{Equação 25}$$

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 13.8: Calcular o valor do capacitor de sintonia para a linha de transmissão dos Exercícios 13.5, 13.6 e 13.7.

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 25, 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 13.5.

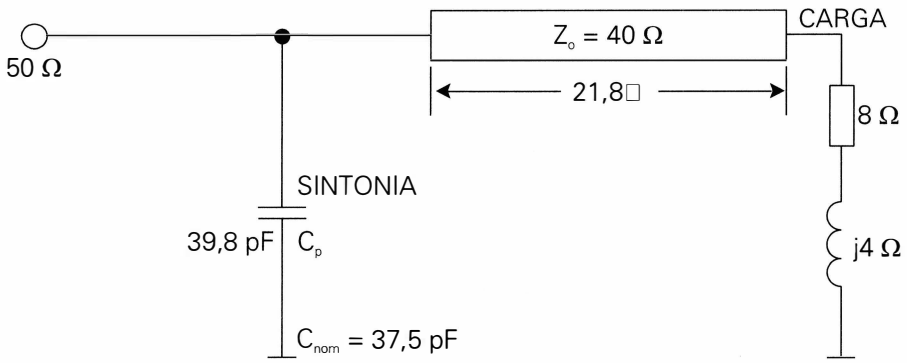


Figura 13.5 Casador de impedâncias com *microstrip*.

O projeto da linha de transmissão pode ser feito consultando-se a Tabela 13.1, na qual 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 13.2.

Tabela 13.1 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 13.2 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:

$$l = \frac{\theta \cdot F_V}{f} \cdot 8{,}33 \cdot 10^5 \qquad \text{Equação 26}$$

Os valores de F_V são obtidos das Tabelas 13.1 e 13.2.

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.
2) 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.
3) 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) O que é fator de descasamento?
2) O que é eficiência de acoplamento?
3) Porque as redes LC são muito utilizadas como casadoras de impedância?
4) Numa rede LC básica, onde deverá ser colocado o elemento de sintonia?
5) Quais as limitações de projeto de uma rede LC?
6) Quais os fatores que limitam a transformação de impedâncias de uma rede LC?
7) Por que os casadores de impedâncias com *microstrips* são utilizados, preferencialmente, em VHF, UHF e SHF?
8) De que forma é construída uma *microstrip line*?
9) Quais os fatores que determinam o comprimento de uma *microstrip line*?
10) Qual a função do capacitor utilizado em paralelo com a entrada da linha de transmissão casadora de impedâncias?
11) Qual a influência da indutância interna no valor de um capacitor, nas freqüências pertencentes às faixas de VHF, UHF e SHF?
12) Quais os capacitores mais apropriados para a utilização nas faixas de VHF, UHF e SHF?
13) Quais os fatores que limitam os valores máximos de capacitância utilizáveis?
14) No caso de capacitores variáveis, qual o dielétrico apropriado, nas faixas de freqüências mais elevadas.

Problemas Propostos

1) Justifique a utilização de casadores de impedância.
2) Defina, para um gerador, potência disponível.
3) Para um gerador de FEM de 2 μV e resistência interna de 50 Ω, calcule a potência disponível do gerador, Pas; o fator de descasamento, m; a eficiência, n; e potência na carga, PL, para uma carga de 250 Ω
4) Calcule uma rede LC para casar uma carga de 180 Ω com um gerador de 10 kΩ, na freqüência de 455 kHz.
5) Projete um casador de impedância com *microstip* para o transistor MRF240, sendo Z_i = 0,98 + j0,6 Ω, na freqüência de 160 mm de largura sobre a fibra de vidro de 1/16", Z_o = 48 Ω e FV = 0,528. Calcule os valores nominais de C_1, L_1, C_2 e C_p.

Capítulo 14

Modulações Chaveadas

A modulação é necessária nos modems analógicos e nos rádios digitais porque o meio de transmissão (linha telefônica ou onda eletromagnética) não permite a passagem de sinais digitais em sua faixa de freqüência original ou banda básica.

Análise do Sinal Digital

Um sinal digital caracteriza-se por apresentar variações descontínuas de amplitude entre valores padronizados, chamados de níveis. Para fins de comunicação, a duração de cada nível é estabelecida em múltiplos de um valor mínimo τ (*tau*). Veja a Figura 14.1.

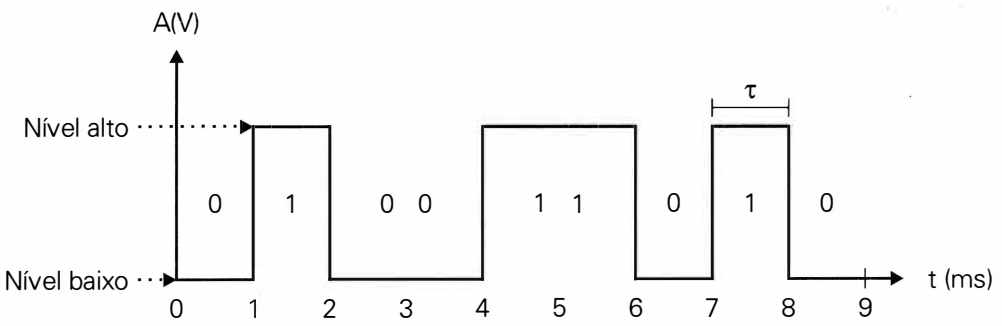


Figura 14.1 Forma de onda de um sinal digital de dois níveis.

Na Figura 14.1, o sinal possui uma duração mínima, τ, de 1 ms. A cada nível do sinal digital mostrado está associado um bit. O nível baixo do sinal está associado ao bit 1 e o nível alto ao bit 0. Como cada bit tem a duração de 1 ms, em 1 segundo serão transmitidos 1000 bits.

Velocidade de Modulação *versus* Velocidade de Transmissão

Em uma transmissão de sinais digitais existem duas grandezas muito utilizadas: a *velocidade de modulação* e a *velocidade de transmissão*.

A velocidade de modulação, também conhecida como taxa de modulação, indica quantas vezes por segundo um sinal digital é transmitido. A unidade da velocidade de modulação é baud, definida por:

$$V_m = \frac{1}{\tau}(baud) \qquad \text{Equação 1}$$

Onde: V_m = velocidade de modulação;
τ = largura da menor transição do sinal digital.

Exemplo 14.1: Um sinal digital possui uma duração de 250 μs. Determinar sua velocidade de modulação.

Solução:

$$Vm = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{250\,\mu s} = 4\ kbaud$$

A velocidade de transmissão indica a quantidade de bits transmitidos por segundo. A velocidade de transmissão é proporcional à velocidade de modulação e ao número de bits enviados em cada transição do sinal. O número de bits, N, depende do número de níveis do sinal. Um sinal de dois níveis contém um bit de informação. É chamado de sinal binário. Assim, um sinal de dois níveis transmitido 1000 vezes por segundo proporcionará uma velocidade de transmissão de 1000 bps ou 1 kbps. A seguinte equação relaciona a velocidade de transmissão, Vt, com a velocidade de modulação, Vm:

$$V_t = V_m . N \qquad \text{Equação 2}$$

onde: V_t = velocidade de transmissão, em bps (bits por segundo);
V_m = velocidade de modulação, em baud;
N = número de bits associados a cada nível do sinal digital.

Existe uma relação entre o número de níveis, M, de um sinal e seu número de bits associado. Essa relação é dada pela seguinte equação:

$$M = \frac{\log N}{\log 2}$$ Equação 3

Exemplo 14.2: Calcular o número de bits associado a cada nível de um sinal de quatro níveis, como o representado na Figura 14.2.

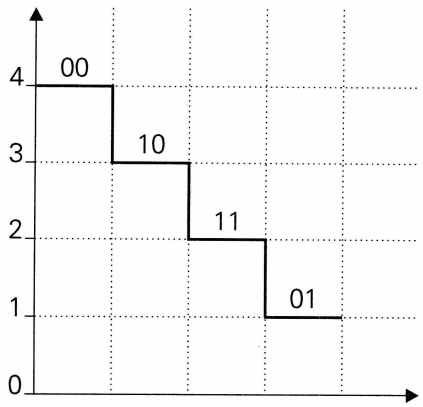


Figura 14.2 Sinal digital de quatro níveis, com codificação *gray*.

Solução:

$$M = \frac{\log N}{\log 2} = \frac{\log 4}{\log 2} = 2$$

Largura de Faixa do Sinal Digital

O sinal digital ocupa uma largura de faixa mínima, dada pela Equação 4.

$$BW(BB) = \frac{1}{2\tau}$$ Equação 4

Pela equação acima é possível perceber que a largura de faixa ocupada é inversamente proporcional à largura do sinal. Portanto, podemos utilizar uma menor largura de faixa se providenciarmos meios de alargar os pulsos do sinal. Para isso, podemos associar dois ou mais bits e transmiti-los juntos. Esse recurso é utilizado nos sinais digitais multiníveis.

Para aproveitarmos a largura de faixa mínima de um sinal digital, determinada pela Equação 4, é necessário filtrar o sinal por meio de um filtro passa-baixa, como mostrado na Figura 14.3.

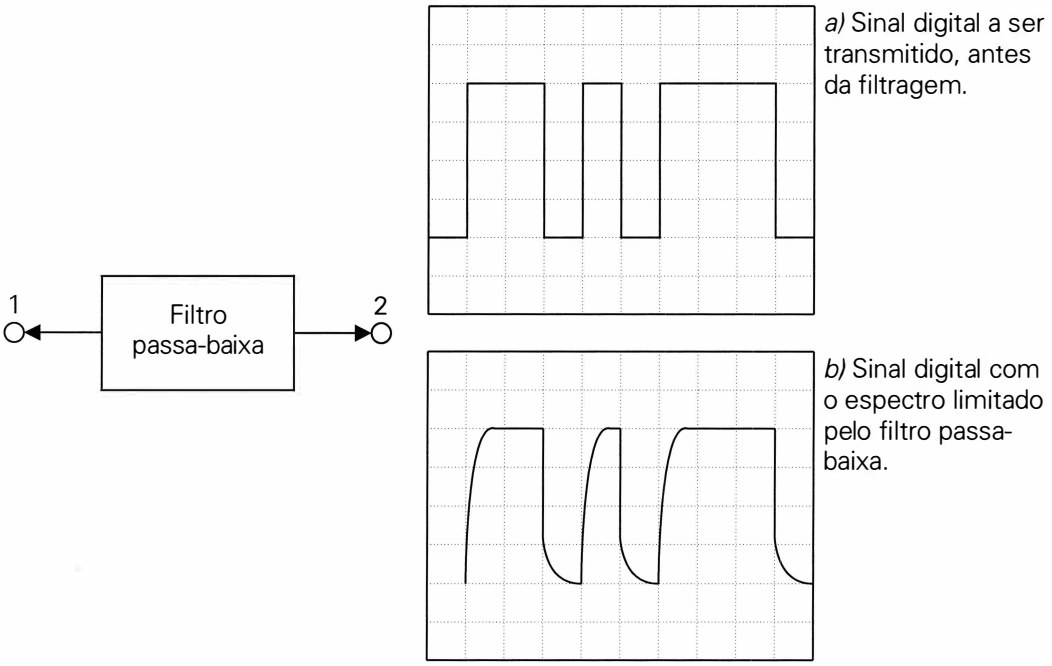
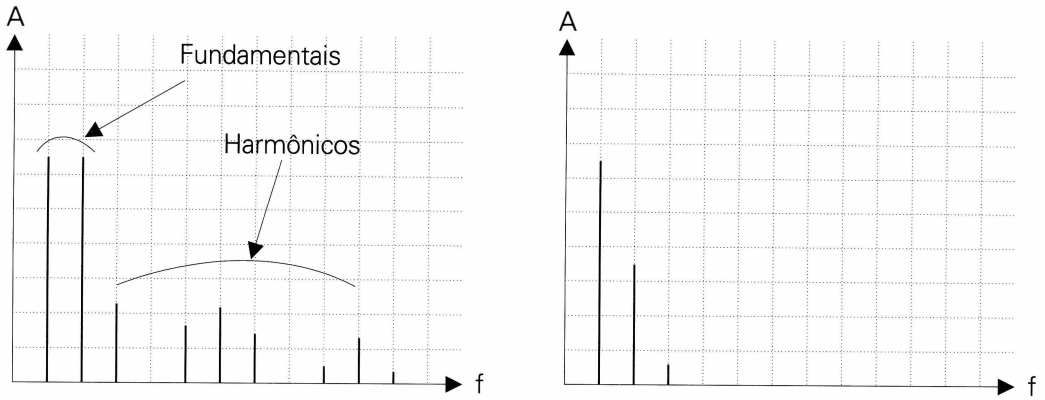


Figura 14.3 Sinal digital com banda limitada.

Antes de ser filtrado, o sinal digital ocupa uma largura de faixa relativamente grande. Isso ocorre pela presença de harmônicos. Veja a Figura 14.4a. A quantidade de harmônicos depende do modo como o sinal digital transiciona entre os níveis. Quanto mais rapidamente o sinal digital mudar de nível, maior a quantidade de harmônicos gerados. Eliminando-se os harmônicos de freqüência elevada, por meio de um filtro passa-baixa, a forma de onda do sinal passa a apresentar contornos arredondados, como exibido na Figura 14.3b.

Para manter as informações necessárias para a recuperação do sinal digital, é importante que a curva de resposta do FPB seja simétrica, na horizontal, na freqüência máxima dada por $1/\tau$. A curva de resposta indicada é mostrada na Figura 14.5.



a) espectro do sinal sem filtragem

b) espectro do sinal filtrado

Figura 14.4 Espectros de um sinal digital.

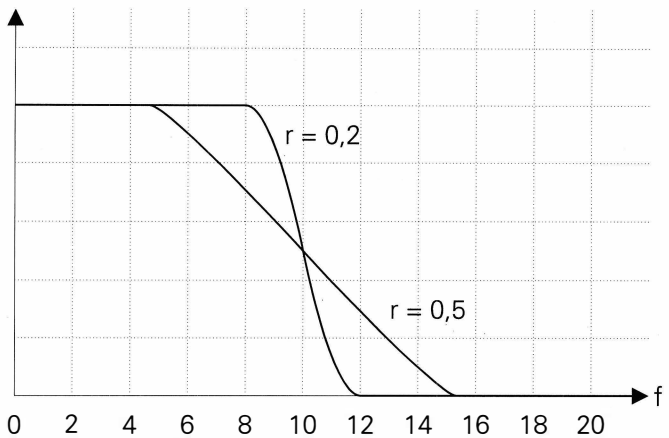


Figura 14.5 Curva de resposta do filtro passa-baixa para fatores de filtragem (r) iguais a 0,2 e 0,5.

Considerando um FPB não ideal, a largura da faixa necessária para transmitir o sinal de banda básica é dada por:

$$BW(BB) = \frac{V_m}{2}(1+r) \qquad \text{Equação 5}$$

onde: BW(BB) = largura de faixa do sinal digital filtrado, em Hz;
V_m = velocidade de modulação, em bauds;
r = fator de filtragem do filtro passa-baixa.

O fator de filtragem, *r*, varia entre 0 e 1.

Exemplo 14.3: Calcular a largura de faixa para a transmissão de um sinal de 2 kbaud, com um filtro passa-baixa com fator de filtragem de 0,25.

Solução:

$$BW(BB) = \frac{V_m}{2}(1+r) = \frac{2000}{2}(1+0{,}25) = 1250\,Hz$$

Modulações Chaveadas

Para transmitir sinais por meio de rádio (ou por um modem), é necessário modularmos uma portadora de RF com o sinal que desejamos transmitir. Existem vários motivos para se usar uma portadora:

a) A freqüência do sinal de banda básica não é alta o suficiente para ser transmitida de forma eficiente por meio de antenas;
b) Precisamos designar uma nova freqüência para o sinal a ser transmitido, tornando possível evitar a interferência com outros sinais de banda básica iguais.

A modulação de uma portadora de RF por um sinal digital gera um sinal modulado por chaveamento. Esse sinal chaveado transporta as informações por meio da alteração da amplitude, freqüência ou fase do sinal modulado.

Modulação por Chaveamento de Amplitude — ASK

A modulação ASK (Amplitude Shift Keying) utiliza um modulador semelhante ao AM, no qual a variação da amplitude do sinal modulado indica o código do dado transmitido.

As principais características da modulação por chaveamento de amplitude são:

a) facilidade de modular e demodular;
b) pequena largura de faixa;
c) baixa imunidade a ruídos.

Devido às características citadas, a modulação por chaveamento de amplitude é indicada nas situações em que exista pouco ruído para interferir na recepção do sinal ou quando o baixo custo é essencial. Por isso, a modulação ASK é utilizada em aplicações muito distintas:

a) transmissão via fibras ópticas, onde não existe ruído para interferir na recepção do sinal;
b) transmissão de dados por infravermelho, como os usados em algumas calculadoras;
c) controle remoto por meio de raios infravermelhos, como os usados em aparelhos de TV;
d) controle remoto por meio de radiofreqüência, como os usados para ligar e desligar alarmes de carros, residências ou abrir portões.

Métodos de Obtenção

O sinal ASK pode ser obtido de duas maneiras:

a) pelo uso de um modulador AM convencional ou
b) pelo uso de um modulador chaveado.

O uso de um modulador AM convencional é o método mais indicado para a obtenção do sinal ASK. Isso ocorre porque fica mais fácil limitar a banda passante do sinal modulante digital do que a do sinal modulado. Já os moduladores chaveados não respondem de maneira adequada aos sinais modulantes filtrados.

Veja na Figura 14.6 a estrutura básica de um modulador ASK. O filtro passa-baixa corta os harmônicos do sinal modulante digital, reduzindo a largura de faixa do sinal modulante. Em princípio, a freqüência de corte do FPB deve ser igual à metade da velocidade de modulação. O modulador de amplitude gera o sinal ASK a partir do sinal digital filtrado e do sinal senoidal proveniente do oscilador que irá determinar a freqüência central do sinal ASK. A saída do modulador será um sinal ASK contendo um par de faixas laterais.

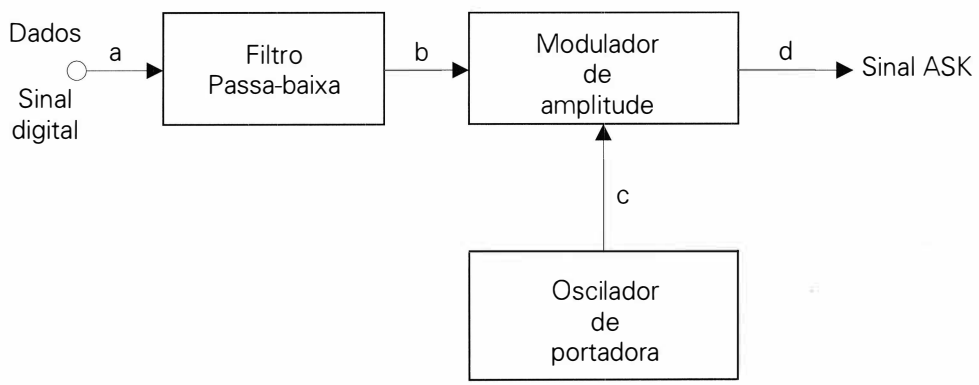


Figura 14.6 Estrutura de um modulador ASK.

A Figura 14.7 mostra o formato de um sinal ASK.

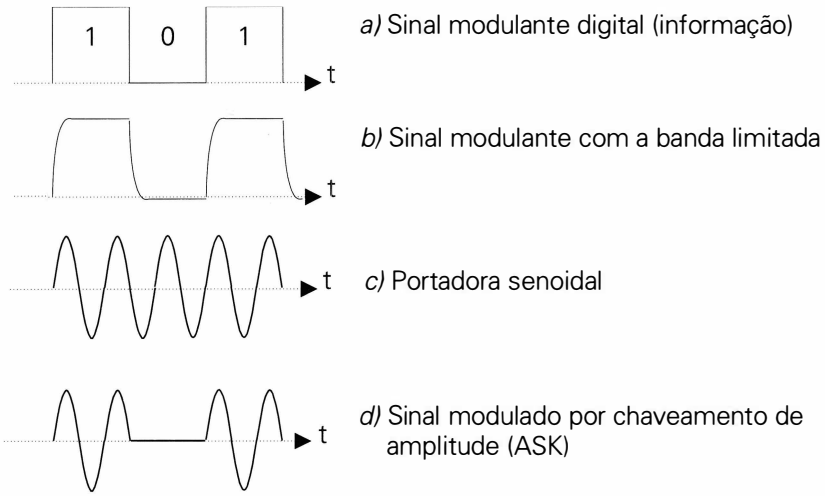


Figura 14.7 Formas de ondas típicas da modulação ASK.

Demodulação do Sinal ASK

A demodulação do sinal ASK pode ser feita por meio de um detector de envoltória seguido por um filtro passa-baixa e um circuito de decisão, como mostrado na Figura 14.8.



Figura 14.8 Diagrama em blocos de um demodulador ASK.

O detector de envoltória retifica o sinal ASK. Em seguida, o filtro passa-baixa elimina o componente pulsante do sinal entregue pelo detector de envoltória, recuperando o nível médio correspondente. Veja a Figura 14.9. O circuito de decisão compara o nível médio presente na saída do filtro passa-baixa com uma tensão de referência, V_2. Se o nível médio estiver acima do valor de referência, o circuito de decisão coloca nível alto em sua saída. Caso o sinal na entrada do circuito de decisão esteja abaixo da tensão de referência V_1, a saída estará em nível baixo.

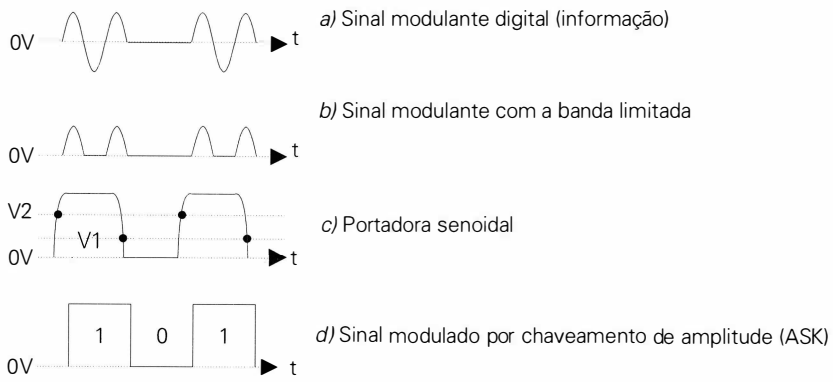


Figura 14.9 Formas de ondas típicas de um demodulador ASK.

O uso de duas tensões de referência, V_1 e V_2, ajuda a reduzir os erros causados por sinais contendo ruídos. Se o ruído no sinal ASK for menor do que a metade do valor pico-a-pico do sinal, não haverá erro na decisão. Um disparador *Schmmitt* proporciona o mesmo tipo de proteção contra erros causados por ruídos.

Modulação por Chaveamento de Freqüência — FSK

A modulação por chaveamento de freqüência, FSK (Frequency Shift Keying), apresenta como principal característica a boa imunidade a ruídos, quando comparada com a modulação ASK. Como ponto negativo, a modulação FSK apresenta a maior largura de faixa dentre as modulações chaveadas.

A modulação FSK é utilizada em modems de baixa velocidade, ou seja, com velocidade de transmissão igual ou menor que 1200 bps. Também é usada na transmissão de dados via rádio, ressaltando-se, por exemplo, a transmissão de sinais de radiocontrole. Na telefonia celular, é empregada a modulação FSK para a transmissão de controle entre a estação radiobase e o telefone celular, como ocorre no sistema analógico AMPS.

A modulação FSK pode ser obtida pela aplicação do sinal digital, com a banda de freqüência limitada, na entrada de um VCO. Veja a Figura 14.10.

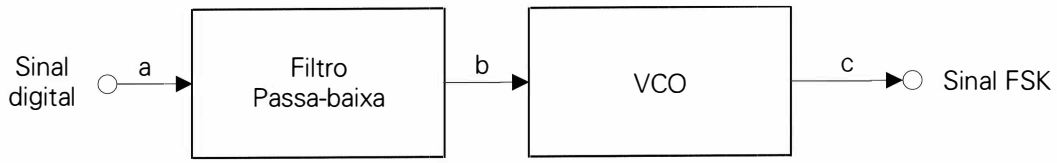


Figura 14.10 Diagrama em blocos de um modulador FSK.

As variações de amplitude do sinal digital forçam o VCO a variar sua freqüência entre dois valores diferentes. A freqüência correspondente ao bit 0 é chamada de freqüência *espaço* e a correspondente ao bit 1, de freqüência *marca*. Veja a Figura 14.11.

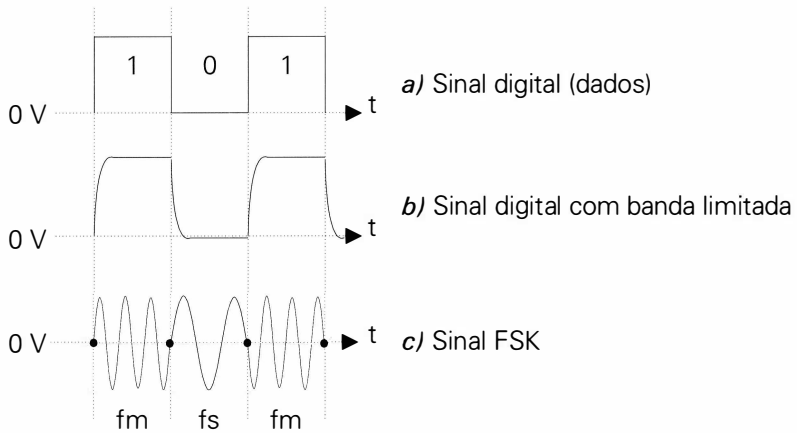


Figura 14.11 Formas de ondas de um modulador FSK.

A largura de faixa do sinal FSK depende da velocidade de transmissão e da diferença entre as freqüências marca, f_m, e espaço, f_s. A Equação 6 é usada para o cálculo da largura de faixa do sinal FSK.

$$BW(FSK) = V_m(1+r)+(f_m - f_s) \qquad \text{Equação 6}$$

onde: BW(FSK) = largura de faixa do sinal FSK, em Hz;
V_m = velocidade de transmissão; em bps;
R = fator de filtragem do filtro passa-baixa, em Hz;
f_m = freqüência *marca*, em Hz;
f_s = freqüência *espaço*, em Hz.

O desvio de freqüência utilizado, que é a diferença entre a freqüência marca e a freqüência espaço, está relacionado com a velocidade de transmissão. Normalmente, se usa um desvio de freqüência, em Hz, entre a metade e o dobro da velocidade de transmissão,

em bps. Para uma velocidade de transmissão de 10 kbps, podemos usar um desvio de freqüência entre 5 kHz e 20 kHz, por exemplo. Quanto maior o desvio, maior será a largura de faixa ocupada e a imunidade contra ruídos.

Demodulação do Sinal FSK

A demodulação do sinal FSK pode ser feita com o circuito mostrado na Figura 14.12. O amplificador limitador tem a finalidade de amplificar o sinal FSK aplicado na entrada do demodulador e eliminar as variações de amplitude e ruídos eventualmente presentes, em *a*. Na saída do amplificador limitador, em *b*, teremos um sinal de amplitude constante, que será aplicado aos FPFs dos circuitos marca e espaço. O amplificador limitador é o maior responsável pela boa imunidade contra ruídos da modulação FSK.

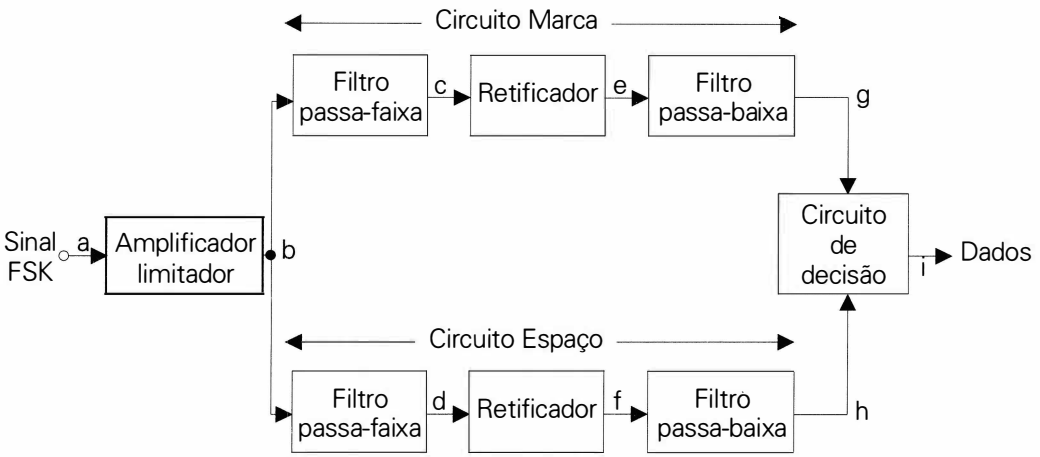


Figura 14.12 Diagrama em blocos de um demodulador FSK.

Outra razão para a boa imunidade a ruídos deve-se ao modo como funciona o circuito de decisão usado no demodulador. O circuito de decisão determina o nível de saída em função da amplitude dos sinais em sua entrada, pontos *g* e *h*. A saída irá para nível alto se a tensão no ponto *g* for mais elevada que no ponto *h*. Caso contrário, a saída irá para nível baixo.

Quando a freqüência do sinal recebido for igual à freqüência espaço, aparecerá sinal na saída do FPF do circuito espaço, *d*, o sinal será retificado, *f*, que é filtrado pelo FPB, aparecendo uma tensão em *h*. Como a tensão em *h* será maior que a em *g*, o circuito de decisão coloca a saída em nível baixo.

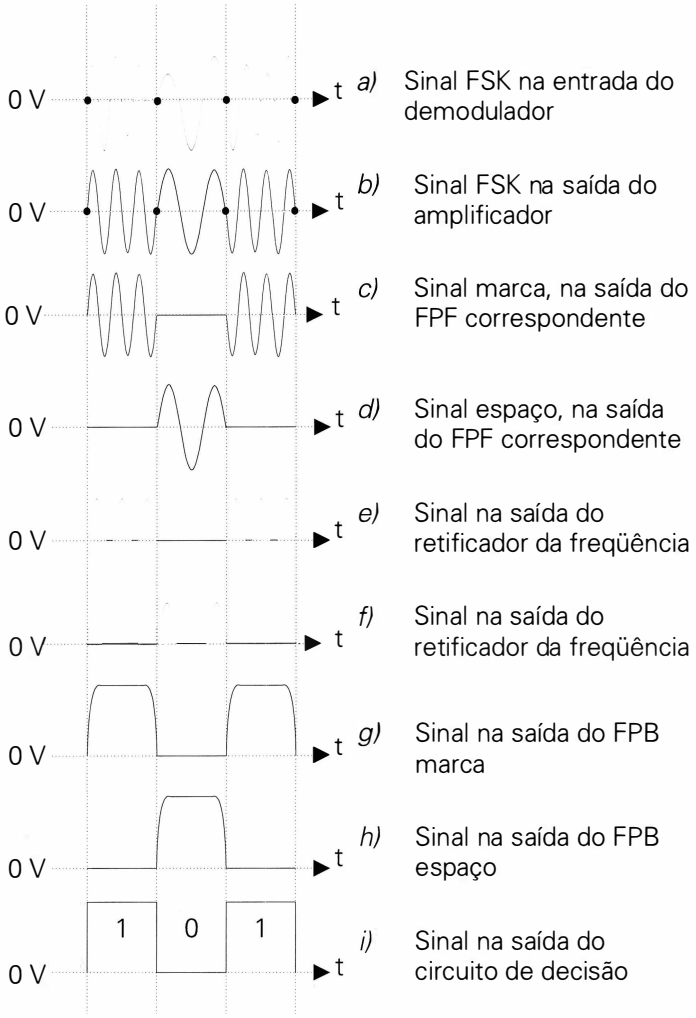


Figura 14.13 Formas de ondas do demodulador FSK.

Modulação por Chaveamento de Fase – PSK

A modulação por chaveamento de fase – PSK é a que apresenta a melhor imunidade a ruídos e um significativo aumento da velocidade de transmissão, quando usada uma codificação multibit na modulação. A largura de faixa ocupada é a mesma de um sinal ASK.

A modulação PSK apresenta elevada imunidade contra ruídos, comparável, nesse aspecto, com a modulação FSK, chegando mesmo a superá-la. Por esse motivo e, também, devido à excelente velocidade de transmissão que proporciona, o PSK é largamente utilizado em modems de média velocidade e em rádios digitais. Na telefonia celular digital, o PSK é largamente empregado, na modalidade DQPSK.

A forma mais simples de modulação PSK utiliza apenas 2 fases para a codificação do sinal. Normalmente, usa-se a fase 0° para transmitir o bit 1 e a fase 180° para transmitir o bit 0. A Figura 14.14 exibe as formas de ondas correspondentes, assim como a representação do sinal PSK por meio de uma constelação na qual cada ponto no plano IQ identifica um sinal (símbolo) emitido.

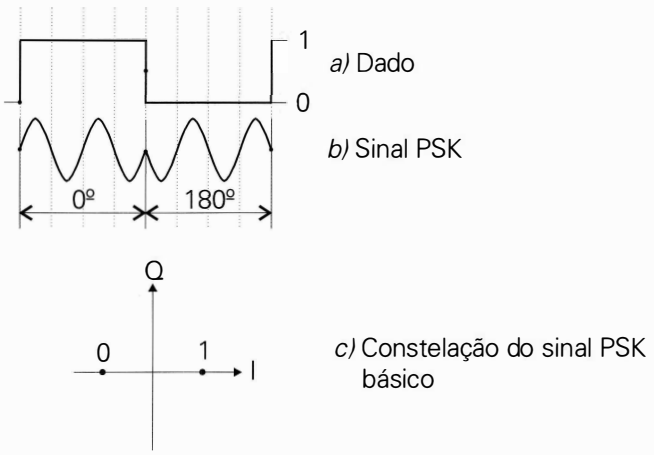


Figura 14.14 Formas de ondas e constelação de um sinal PSK.

O sinal PSK que possui apenas duas fases e na qual há inversão de fase entre os símbolos é também chamado de sinal PRK (Phase Reserve Keying), ou chaveamento por inversão de fase.

Obtenção do Sinal PSK. O sinal PSK pode ser obtido por meio de um modulador AM-DSB/SC pela aplicação do sinal modulante digital, com sua banda limitada. A Figura 14.15 mostra um modulador PSK básico. O filtro passa-baixa é usado para limitar a banda de freqüência do sinal modulante digital, com a finalidade de restringir o espectro de freqüência ocupado pelo sinal modulado PSK. O filtro passa-baixa mais adequado para essa aplicação atenua 50%, na freqüência em hertz igual à metade da velocidade de modulação simétrica em relação ao ponto de 50%.

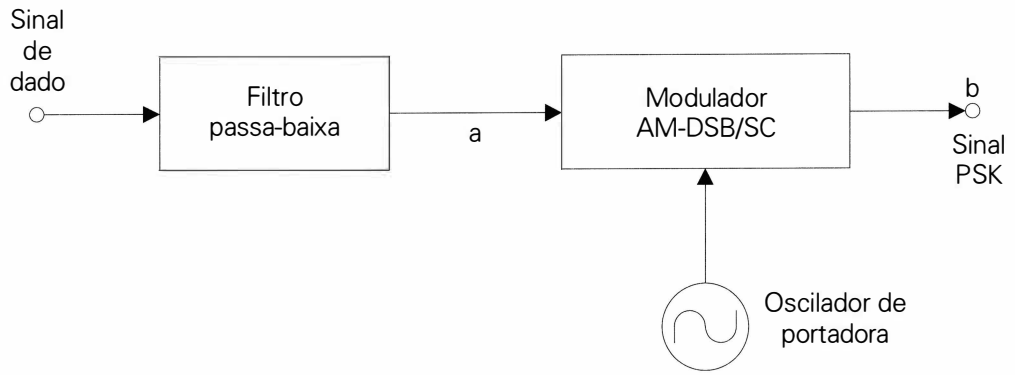


Figura 14.15 Modulador PSK.

O modulador AM-DSB/SC gera o sinal PSK com freqüência central igual à freqüência da portadora e largura de faixa dada pela Equação 7:

$$BW(PSK) = V_m(1+r) \qquad \text{Equação 7}$$

onde: BW (PSK) = largura de faixa do sinal PSK, em Hz;
V_m = velocidade de modulação, em bauds;
n = fator de filtragem do filtro passa-baixa usado antes do modulador.

Demodulação do Sinal PSK

O sinal PSK exige o mesmo tipo de demodulador que o sinal AM-DSB/SC. Assim, é necessária a aplicação de uma portadora de freqüência igual à utilizada no modulador. Isso cria uma das grandes dificuldades da modulação PSK, que é a regeneração da portadora a partir do sinal recebido. Uma das técnicas consiste em multiplicar por dois a freqüência do sinal PSK recebido, para suprimir as mudanças de fase, aplicar o sinal multiplicado em um PLL, para filtrar as variações bruscas de amplitude e fase que ocorrem nos momentos de transição, e, finalmente, dividir por dois a freqüência do PLL, obtendo a portadora regeneradora. A Figura 14.16 ilustra o processo.

Ambigüidade de Fase. A modulação PSK cria uma ambigüidade de fase, ou seja, embora ela consiga distinguir as mudanças de fase que ocorrem no sinal recebido, não consegue detectar a fase absoluta do sinal. Para superar essa dificuldade, pode-se enviar uma seqüência conhecida de símbolos que torne possível a determinação da fase verdadeira do sinal. Para isso, antes do início da transmissão dos dados, é emitida uma longa seqüência

de bits 1, dando a oportunidade ao PLL de ajustar sua fase. O problema, porém, permanece no caso de ocorrer uma falha de comunicação no meio da transmissão. Nesse caso, será perdida a sincronização. Esse problema é mais grave no caso dos rádios digitais, porque a transmissão é contínua, não havendo a oportunidade para a transmissão de sinais de sincronismo.

A solução definitiva para o problema da sincronização é a modulação por chaveamento diferencial de fase, ou DPSK (Diferential Phase Shift Keying).

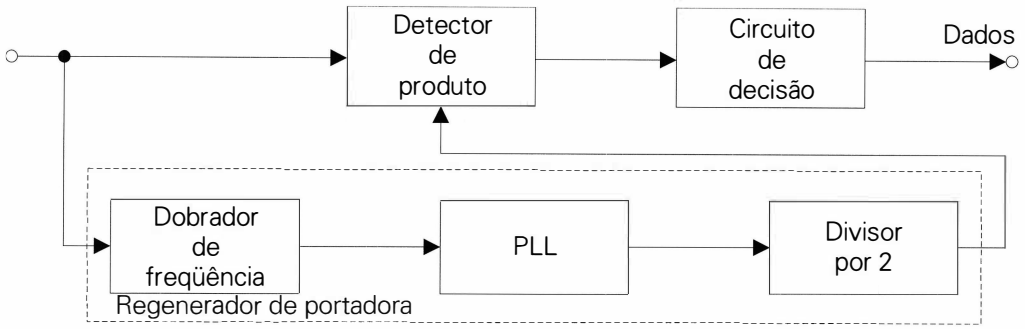
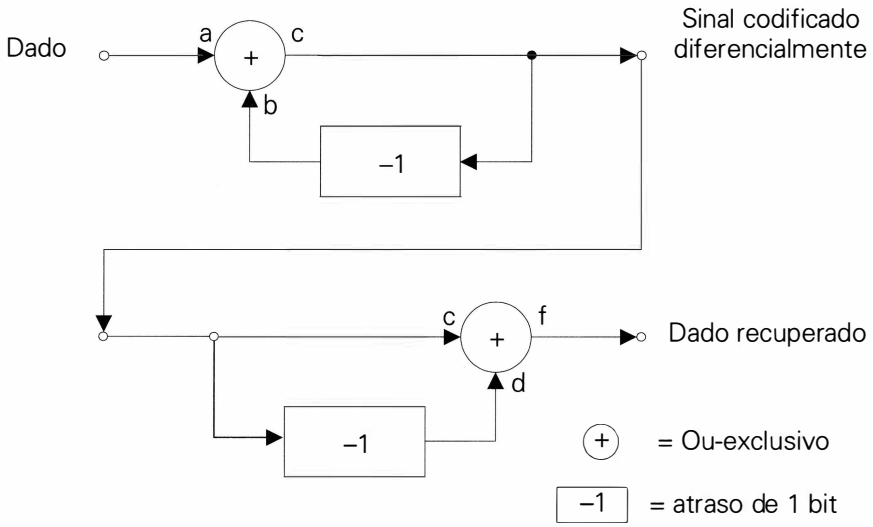


Figura 14.16 Demodulador PSK.

DPSK

A modulação por chaveamento diferencial de fase é a solução para a ambigüidade de fase da modulação PSK. O circuito usado é o mesmo que na modulação PSK, com a diferença de que é colocado um somador antes de os dados serem enviados para a modulação. O somador adiciona o dado atual ao anterior, sendo transmitido o resultado dessa soma. O tipo de somador usado é de módulo 2 (ou-exclusivo). Nesse tipo, a saída será nula, no caso de o bit atual e o bit anterior terem o mesmo valor, e igual a 1, se os bits forem diferentes. Dessa maneira, a fase irá variar em uma condição e permanecer constante na outra. A Figura 14.17 mostra um codificador diferencial.

Modulação PSK multinível. A modulação PSK abriu a possibilidade concreta de se aumentar a velocidade de transmissão pela modulação simultânea de dois ou mais bits de cada vez. Para isso, tornou-se necessário o uso de um sistema de modulação bidimensional por meio de duas portadoras de mesma freqüência, porém defasadas em 90°. Veja a Figura 14.18.



a) Codificador e decodificador diferenciais

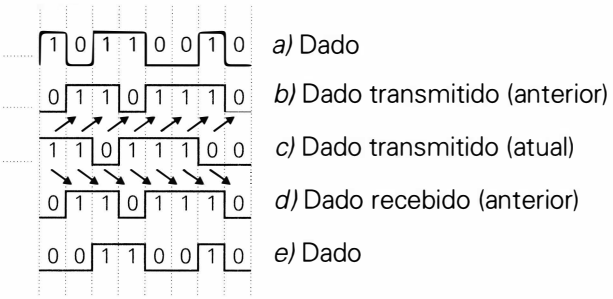


Figura 14.17 Codificador e decodificador.

Dessa maneira, foi possível modular de forma simultânea, mas independente, dois bits, sendo obtido o sinal denominado QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), mostrado na Figura 14.19. O modulador de quadratura mostrado pode gerar todas as modulações por chaveamento de fase, dependendo apenas dos sinais modulantes X e Y aplicados.

Os filtros passa-baixa limitam a banda de freqüência de sinal modulante e impedem o espalhamento do espectro de freqüência gerado. O sinal modulante X controla a amplitude e a fase (0° ou 180°) do sinal modulado I (Inphase). O sinal modulante Y controla a amplitude e a fase (90° ou 270°) do sinal modulado Q (Quadrature). Os moduladores AM-DSB/SC geram os sinais modulados I e Q em função dos sinais modulantes X e Y, aplicados em suas respectivas entradas. Os sinais de saída são dos moduladores AM-DSB/SC vetorialmente somados, obtendo-se o sinal QPSK. O circuito de quadratura roda em 90° a fase da portadora antes de aplicá-la na entrada do modulador Q.

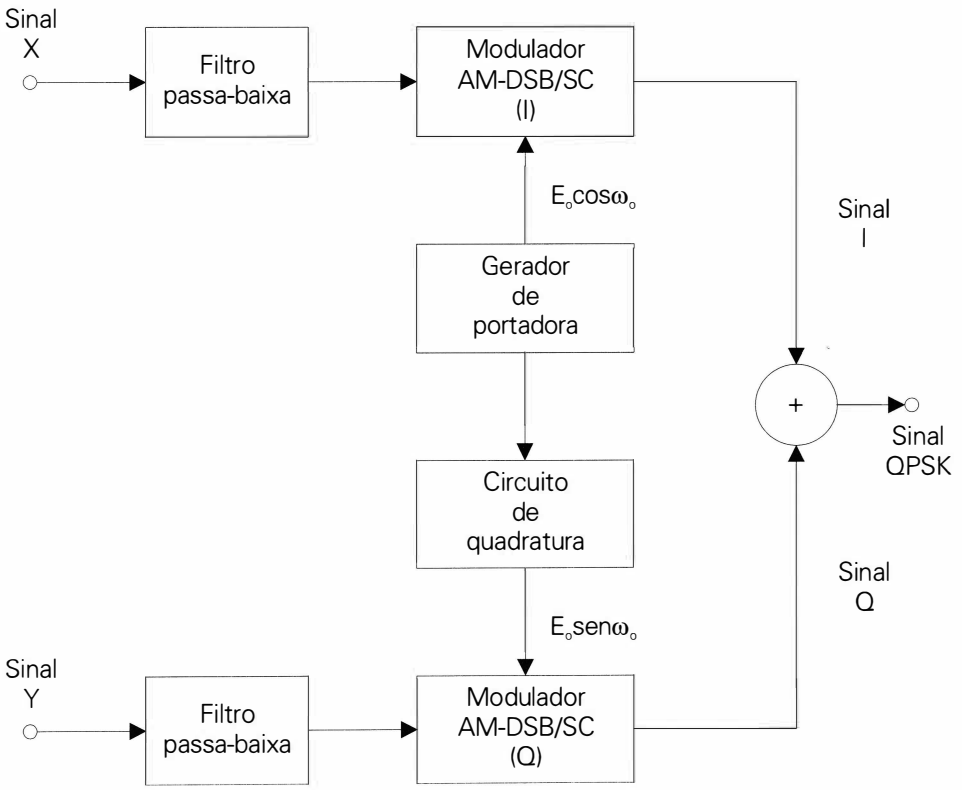
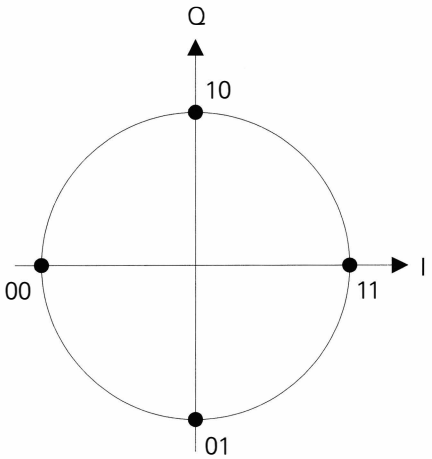


Figura 14.18 Modulador em quadratura.



Símbolo	I	Q
00	– 1	0
01	0	– 1
10	0	1
11	1	0

a) 4 PSK

Figura 14.19 Constelação do sinal QPSK ou 4PSK.

Velocidade de Transmissão *versus* Velocidade de Modulação

O modulador QPSK permite o envio de dois bits toda vez que ele modula. Assim, sua velocidade de transmissão é igual ao dobro da velocidade de modulação. A relação entre a velocidade de transmissão e a velocidade de modulação é igual ao número de bits codificados em cada símbolo transmitido. O número de símbolos, M, é igual a 2^N, sendo N o número de bits codificados em cada símbolo. As equações seguintes relacionam ambas as grandezas:

$$M = 2^N \qquad \text{Equação 8}$$

$$V_t = NV_m \qquad \text{Equação 9}$$

onde: M = número de símbolos;
N = número de bits codificados por símbolo;
V_m = velocidade de modulação, em bauds;
V_t = velocidade de transmissão, em bps.

A Figura 14.20 exibe um sinal PSK cuja constelação é composta por oito símbolos, ou seja, M é igual a 8. A cada um dos símbolos é associado um código de três bits. Ou seja, a velocidade de transmissão será três vezes maior que a velocidade de modulação.

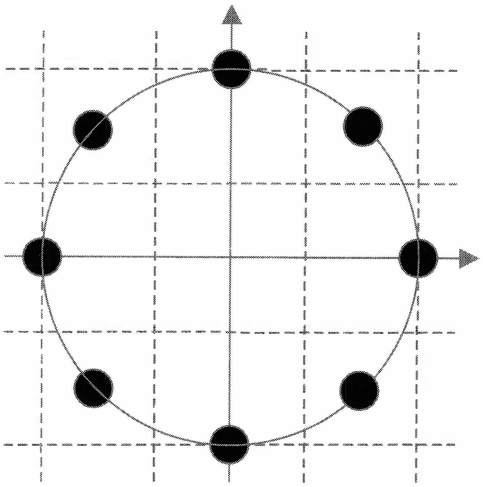


Figura 14.20 Sinal 8PSK.

Como desvantagem, devido à redução da distância entre os símbolos, o sinal 8PSK é mais suscetível a ruídos que o sinal QPSK.

Demodulação do sinal QPSK. O processo usado para demodular o sinal QPSK é basicamente o mesmo usado para demodular sinais PSK. Porém, como o sinal QPSK é composto por duas componentes de sinal em quadratura, são utilizados dois demoduladores de fase, um para a componente I e outro para a componente Q. Veja a Figura 14.21.

O circuito de decisão recebe os sinais I e Q provenientes dos respectivos detectores de amplitude. Em seguida, comparadores de tensão detectam a presença de sinais e sua polaridade, fornecendo sinais de saída que são aplicados a circuitos lógicos combinacionais. Na saída desses circuitos, teremos os bits de dados correspondentes ao sinal modulado em quadratura.

O regenerador de portadora para sinais modulados em quadratura deve sofrer alterações para se adaptar ao maior número de fases distintas utilizadas. Para sinais com oito fases, como os sinais 8PSK e 8QAM, é necessário o uso de quadruplicadores de freqüência no lugar do dobrador. No circuito regenerador de portadora mostrado na Figura 14.16, o divisor por dois deve ser substituído por um divisor por quatro.

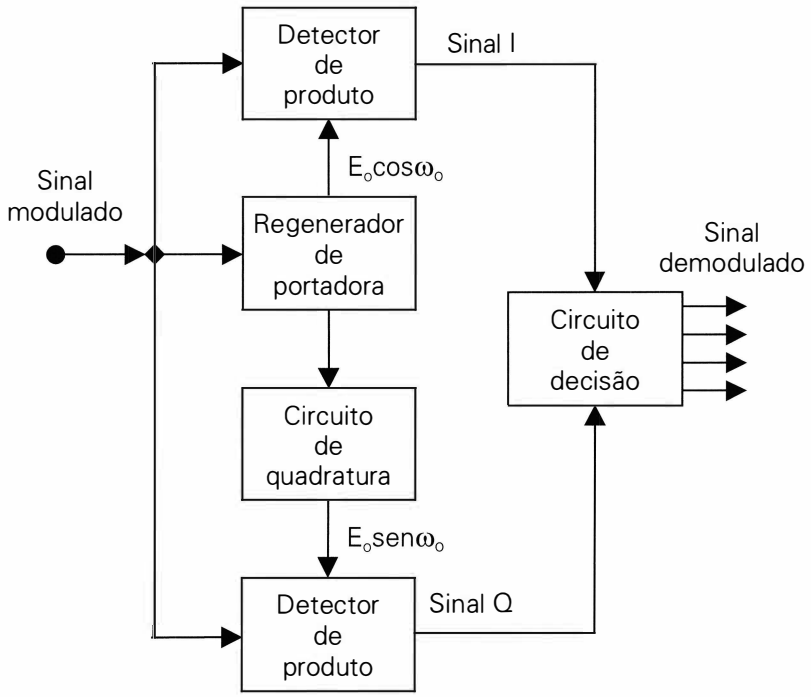


Figura 14.21 Demodulador para sinais em quadratura.

Modulação de Amplitude em Quadratura — QAM

A modulação em amplitude em quadratura, QAM (Quadrature Amplitude Modulation) é utilizada em modems analógicos e rádios digitais de alta velocidade. Ela é muito semelhante à modulação QPSK, utilizando as mesmas técnicas para a modulação e demodulação. Em relação ao QPSK, o QAM apresenta as seguintes diferenças:

a) a amplitude do sinal QAM é variável;
b) apresenta uma menor taxa de erro, para a mesma relação sinal/ruído e velocidade de transmissão;
c) atinge maior velocidade de modulação, por permitir maior número de símbolos em sua constelação;
d) exige amplificadores lineares nos equipamentos de transmissão, o que torna o seu uso mais complicado.

A modulação QAM é obtida com um modulador em quadratura, como o mostrado na Figura 14.18. A constelação do sinal 16QAM é exibida na Figura 14.22.

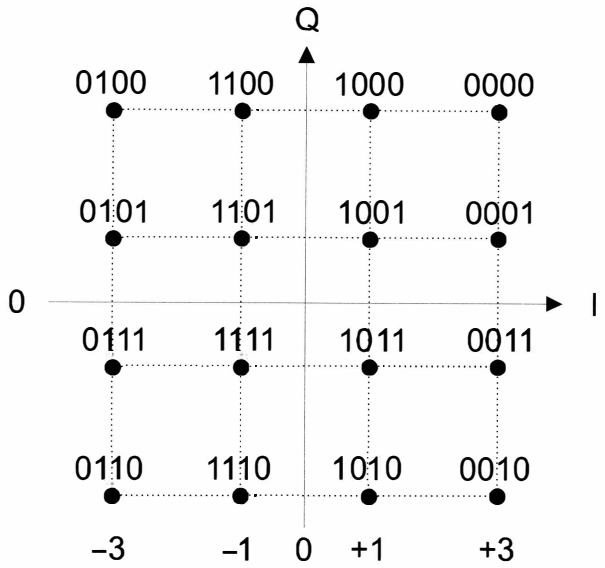


Figura 14.22 Constelação do sinal 16QAM.

O sinal 16QAM codifica quatro bits por símbolo, significando que sua velocidade de transmissão é quatro vezes maior que a de modulação. Assim, um rádio digital que transmita 34 Mbps no formato 16QAM, precisará modular na velocidade de 8,5 Mbaud, resultando em uma redução significativa da largura de faixa ocupada.

O fato de utilizar uma constelação mais densa faz com que o sinal 16QAM seja mais suscetível a ruídos do que os sinais já examinados, como o 8PSK.

O sinal 16QAM exibe três valores diferentes de amplitude $\sqrt{2}$, 3,162 e $3.\sqrt{2}$.

Demodulação do Sinal QAM. Por utilizar a técnica de modulação em quadratura, a demodulação de sinais QAM emprega o mesmo circuito básico mostrado na Figura 14.21. A principal alteração ocorre no circuito de decisão, no qual a proximidade dos níveis obriga ao uso de um número maior de comparadores. Para cada um dos sinais demodulados, I e Q, são necessários dois comparadores e um detector de polaridade. O sinal de saída desses circuitos é aplicado a um circuito lógico combinacional, em cujas saídas obtemos os dados recebidos.

Questionário

1) Por que é necessário o emprego da modulação nos modems e rádios digitais?
2) O que caracteriza um sinal digital?
3) Como podemos associar o valor de um bit com o sinal digital?
4) O que é velocidade ou taxa de modulação e qual a sua unidade?
5) O que é velocidade de modulação e qual a sua unidade?
6) O que influencia na velocidade de modulação?
7) Qual o recurso que podemos utilizar para reduzir a largura de faixa do sinal digital?
8) O que devemos fazer para aproveitar a largura de faixa mínima necessária para a transmissão do sinal digital?
9) Como deve ser a curva de resposta do filtro passa-baixa usado para filtrar o sinal digital?
10) Quais os motivos para se usar uma portadora para a transmissão de um sinal digital?
11) Como se chama o sinal modulado por um sinal digital?
12) O que é ASK e quais são as suas características?
13) Quais as aplicações para a modulação ASK?
14) Como podemos obter o sinal ASK?
15) Por que é mais indicado o uso de um modulador AM para a geração do sinal ASK?
16) Desenhe a estrutura básica de um modulador ASK.
17) Desenhe as formas de ondas presentes em um modulador ASK.
18) Qual a vantagem em se utilizar duas tensões no circuito de decisão?
19) O que é FSK e qual a sua principal característica?
20) Qual o ponto negativo da modulação FSK?
21) Desenhe o diagrama em blocos de um modulador FSK.
22) Desenhe as formas de ondas presentes no modulador FSK.
23) O que determina a largura de faixa do sinal FSK?
24) Como se determina o desvio de freqüência a ser usado no modulador FSK?
25) Quais as razões da maior imunidade a ruídos do sinal FSK?
26) O que é a modulação PSK e quais as suas características?
27) Quais as aplicações da modulação PSK?
28) Como é chamado o sinal PSK de duas fases?
29) Qual é a maior dificuldade na demodulação do sinal PSK?
30) Quais as soluções para o problema da ambigüidade de fase da modulação PSK?
31) Qual a vantagem da modulação DPSK em relação à modulação PSK?
32) Quais as características da modulação PSK multinível e suas vantagens?
33) Qual a relação entre a velocidade de transmissão e a velocidade de modulação de um sinal PSK multinível?

34) Qual a vantagem e a desvantagem do sinal 8PSK em relação ao sinal QPSK?
35) Quais as aplicações da modulação QAM?
36) Compare a modulação QAM com a QPSK, indicando suas diferenças.
37) Quais os tipos de modulador e demodulador utilizados na modulação QAM?

Problemas Propostos

1) Desenhe a estrutura de um demodulador ASK.
2) Descreva a finalidade de cada bloco do demodulador ASK.
3) Cite algumas aplicações para a modulação FKS.
4) Desenhe o diagrama em blocos de um demodulador FKS e explique seu funcionamento.
5) Desenhe as formas de onda e a constelação do sinal PSK de duas fases.
6) Desenhe o diagrama em blocos de um modulador PSK e descreva o seu funcionamento por meio de texto e formas de onda.
7) Desenhe o diagrama em blocos de um demodulador PSK.
8) Descreva a modulação DPSK.
9) Desenhe o diagrama em blocos de um modulador em quadratura.
10) Desenhe a constelação de um sinal QPSK.
11) Descreva a estrutura de um demodulador QPSK.

Capítulo 15

Rádio Digital

Com o uso intensivo de centrais de comutação digitais, não fazia mais sentido o uso de rádios analógicos nas transmissões, pois eles necessitam de sinais multiplexados em freqüência em sua entrada. Assim, uma central digital precisaria de um MUX-FDM para poder utilizar um rádio analógico, o que encarecia o sistema, aumentava a sua complexidade e causava alguma degradação na qualidade. Para corrigir esses problemas, passou-se a utilizar rádios digitais. A Figura 15.1 mostra a aplicação típica de um rádio digital.

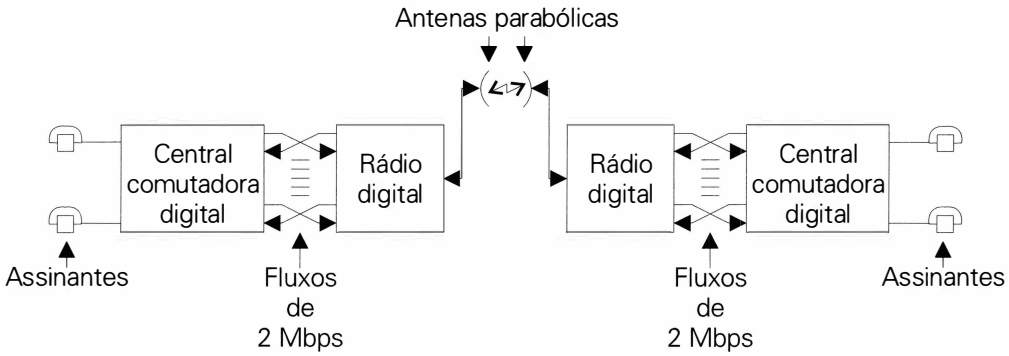


Figura 15.1 Aplicação típica de rádios digitais em um entroncamento de centrais comutadoras digitais.

Os rádios digitais se caracterizam por transmitir sinais modulantes digitais. Esses sinais são enviados ao rádio na forma de um ou mais fluxos de 2 Mbps. Os circuitos do rá-

dio digital se encarregam de multiplexar os sinais aplicados, formando um quadro de 8, 34 ou 140 Mbps, contendo 120, 480 ou 1820 canais de voz, dependendo da capacidade do rádio. Em seguida, o sinal multiplexado modula uma portadora de RF, variando sua fase (modulação PSK) ou sua fase e amplitude (modulação QAM). Finalmente, o sinal modulado é transmitido. Na recepção, é feita a operação oposta: o sinal é recebido, demodulado e demultiplexado. A Figura 15.2 mostra a estrutura básica de um rádio digital.

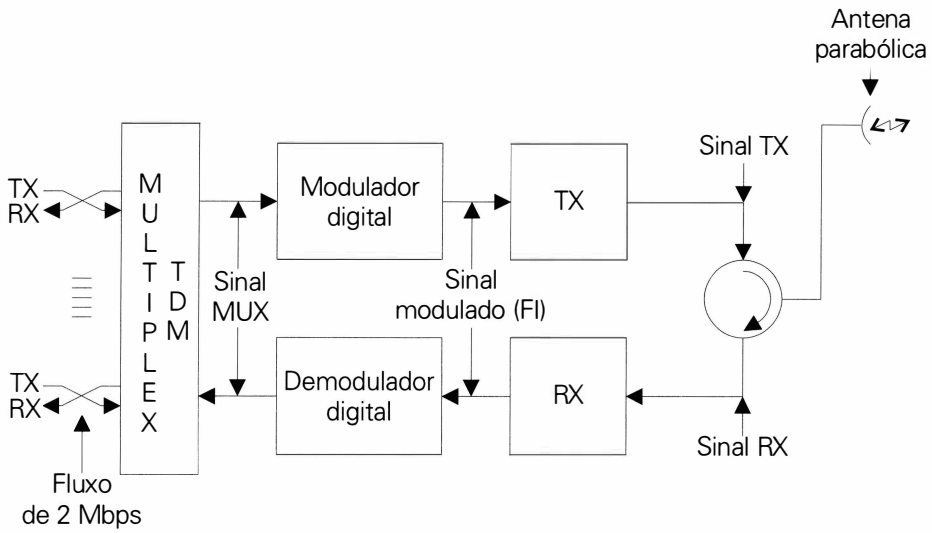


Figura 15.2 Estrutura básica de um rádio digital.

Análise do Transmissor

Multiplex TDM. O multiplex TDM é responsável pela interface do rádio digital com os fluxos de 2 Mbps conectados à sua entrada. A multiplexação é realizada sobre os fluxos de transmissão. Os rádios típicos podem operar com 1 a 16 fluxos de 2 Mbps (30 a 1920 canais), gerando sinais de segunda hierarquia (8 Mbps) ou de terceira hierarquia (34 Mbps). Na recepção, o fluxo digital de hierarquia superior, entregue pelo demodulador ao demultiplex TDM, é separado nos fluxos originais de 2 Mbps e disponibilizados externamente.

Modulador digital. O modulador digital converte o fluxo digital de hierarquia superior, entregue pela unidade MUX interna, no sinal modulado de FI. O modulador executa as seguintes funções: embaralhamento, codificação, conversão analógico/digital e modulação chaveada. Veja a Figura 15.3.



Figura 15.3 Estrutura típica do modulador digital.

Embaralhador. Sua finalidade é eliminar seqüências repetitivas do sinal digital, favorecendo a atuação dos equalizadores, usados na recepção, responsáveis pela redução da taxa de erro de bits. Outros motivos para se usar o embaralhador é que seqüências repetitivas tendem a criar raias espectrais de alta potência, dentro do espectro ocupado pelo rádio digital. As normas de comunicação exigem que a potência de RF seja igualmente espalhada por todo o espectro do canal de RF, o que é conseguido com o uso do embaralhador. Seqüências longas de zeros ou de uns são substituídas por seqüências pseudo-aleatórias, onde os zeros e uns se distribuem uniformemente, condição necessária para o espalhamento da energia de RF por uma região maior do espectro. Na recepção, elas são novamente convertidas para o seu formato normal. Veja a Figura 15.4.

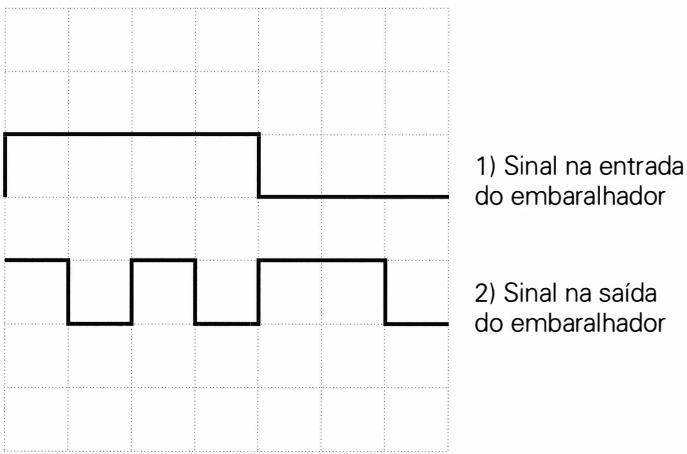


Figura 15.4 Formas de onda no embaralhador.

Codificador. O codificador agrupa os bits recebidos do embaralhador por meio de um conversor série/paralelo, codifica-os diferencialmente e acrescenta um bit extra de redundância, determinado em função dos bits transmitidos, atuais e anteriores. Esse bit extra é usado, na recepção, para a correção direta de erros. Esse processo é chamado de *codificação convolucional*, gerando a modulação por código de treliça (TCM). Os bits de dados agrupados, mais o bit extra, são aplicados a um codificador combinacional e a um par de conversores digital/analógico, gerando os sinais modulantes I e Q, que serão apli-

cados ao gerador de quadratura. A finalidade do codificador diferencial é relacionar os dados às variações de fase e não a valores absolutos de fase. Assim, uma variação de fase de +45°, por exemplo, pode indicar que os bits transmitidos possuem o valor 100 (Figura 15.5a).

Gerador de quadratura. Sua finalidade é gerar o sinal modulado na faixa de freqüência intermediária. O formato da modulação pode ser PSK ou QAM. O formato PSK é usado nos rádios mais recentes, de até 34 Mbps, sendo que sua vantagem sobre o QAM é não necessitar de amplificadores de RF lineares, muito mais caros, já que a amplitude do sinal é constante. O formato QAM (16QAM e 64QAM)é usado nos rádios mais antigos e nos rádios de 140 Mbps. Nesse caso, o transmissor precisa ter amplificadores de potência lineares. A Figura 15.5 mostra algumas constelações usadas nos rádios digitais.

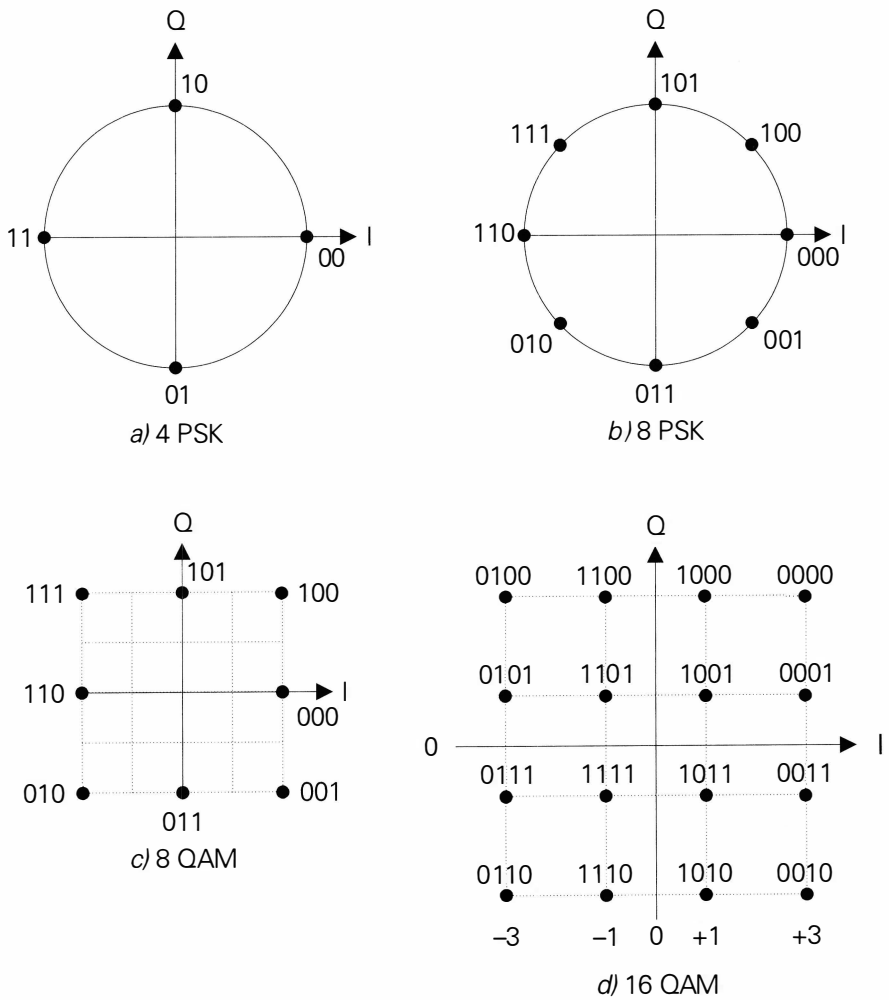


Figura 15.5 Constelações usadas em rádios digitais.

O número de bits e o código associado a cada ponto da constelação são mostrados na figura. O sinal 4PSK, também conhecido como QPSK, associa dois bits para cada símbolo emitido. Assim, a velocidade de transmissão é o dobro da velocidade de modulação. Os sinais 8PSK e 8QAM associam três bits a cada símbolo emitido, sendo a velocidade de transmissão igual a três vezes a velocidade de modulação. O sinal 16QAM associa quatro bits a cada símbolo emitido, transmitindo quatro vezes mais rápido que a velocidade de modulação.

O sinal de FI é gerado em uma freqüência de 70 MHz, nos rádios de até 34 Mbps, e 140 MHz, nos rádios de 140 Mbps. A largura de faixa do sinal gerado depende da velocidade de modulação empregada e do fator de filtragem usado no filtro de banda base. Um rádio de 34 Mbps, usando a modulação QPSK e um fator de filtragem de 0,2, ocupa uma largura de faixa de 20,40 MHz. O mesmo rádio, usando 16QAM, ocuparia uma largura de faixa de apenas 10,2 MHz. O sinal modulado é então enviado ao transmissor.

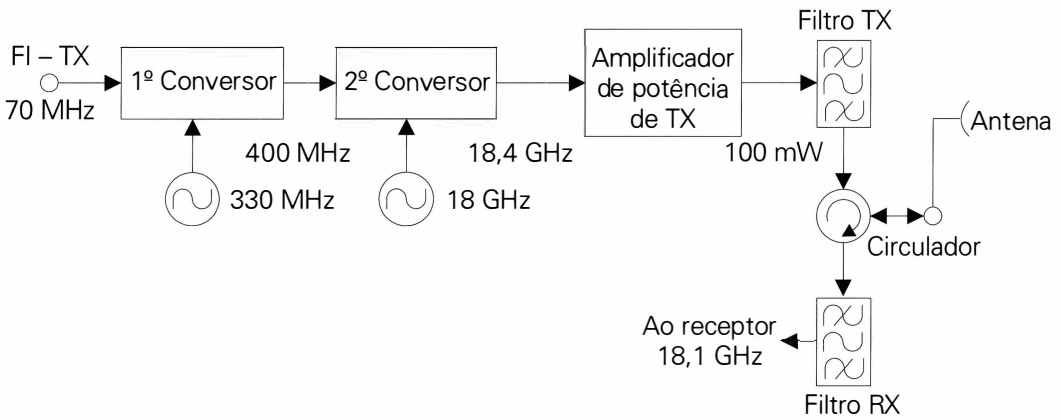


Figura 15.6 Estrutura do transmissor do rádio digital.

Transmissor. A Figura 15.6 exibe a estrutura típica de um transmissor utilizado em rádios digitais para a faixa de SHF. O sinal de FI de 70 MHz, vindo do modulador, é aplicado ao primeiro conversor, junto com o sinal de batimento produzido pelo oscilador de 330 MHz, sendo gerada a segunda FI, de 400 MHz. O sinal de 400 MHz é aplicado ao segundo conversor, junto com o sinal produzido pelo oscilador de canal, sendo convertido para a faixa de SHF. A freqüência do oscilador de canal irá determinar a freqüência de transmissão. O uso de duas conversões reduz as exigências de filtragem e facilita a construção do filtro de canal.

Depois de filtrado, o sinal de SHF é aplicado ao amplificador de potência de transmissão, no qual o sinal adquire o nível de potência necessário para ser enviado à antena. A potência de saída fica em torno de 20 dBm, ou 100 mW.

Antes de ser aplicado à antena, o sinal de saída do amplificador de potência passa pelo duplexer, constituído pelo filtro passa-faixa de transmissão, pelo circulador e pelo filtro passa-faixa de recepção. A finalidade do duplexer é impedir que o sinal de RF gerado pelo transmissor venha a atingir a entrada do receptor, provocando o seu bloqueio por excesso de sinal. A isolação proporcionada pelo duplexer deve-se, primeiro, à resposta de freqüência do filtro passa-faixa de recepção, que proporciona uma atenuação de 40 dB na freqüência do transmissor. Depois, ao circulador, que contribui com mais 30 dB de atenuação.

O circulador é um acoplador direcional, que utiliza a interação entre os campos elétrico e magnético produzidos pelos sinais para direcionar os sinais aplicados de acordo com o sentido da seta desenhada em seu símbolo.

Análise do Receptor

O receptor do rádio digital recebe o sinal de SHF, captado pela antena por meio do circulador e do filtro passa-faixa de recepção. O sinal de recepção é amplificado pelo amplificador de baixo ruído de recepção e depois é convertido para a primeira FI, de 400 MHz. O sinal de 400 MHz é então amplificado e depois convertido para a segunda FI, de 70 MHz[1]. O sinal de 70 MHz é então enviado através do cabo coaxial de RX à unidade interna. A Figura 15.7 exibe o diagrama em blocos do receptor.

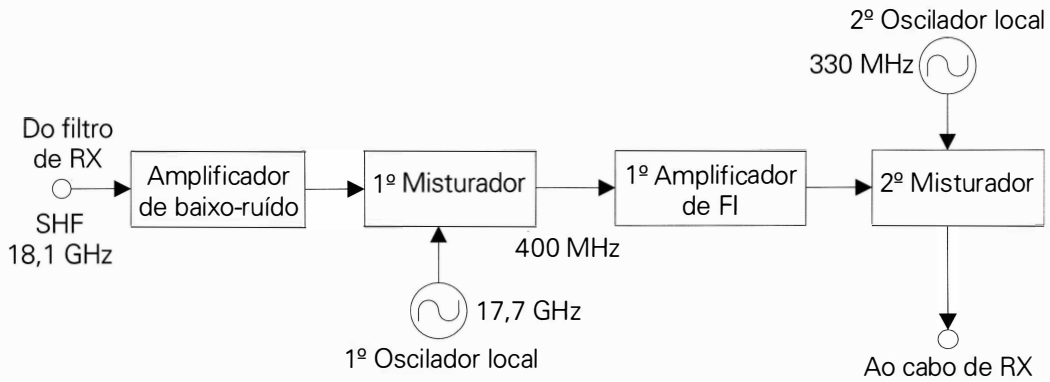


Figura 15.7 Diagrama em blocos do receptor do rádio digital.

1. Alguns receptores liberam para o cabo coaxial o sinal de recepção na freqüência de 400 MHz, permitindo a utilização de apenas um cabo para a transmissão dos sinais de TX e RX (FI).

Dupla conversão. Nos receptores super-heteródinos é comum o uso de dupla-conversão, sempre que a freqüência do sinal de RF for muitas vezes maior que a freqüência de FI, para evitar a necessidade do uso de filtros de RF muito seletivos. Isso ocorre porque a diferença entre as freqüências soma e diferença, na transmissão, e a diferença entre a freqüência do sinal e a freqüência-imagem, na recepção, é relativamente pequena. Em 18 GHz, por exemplo, uma FI de 70 MHz produz uma diferença de apenas 140 MHz entre o sinal desejado e o indesejado, ou menos do que 1% de diferença. Já com uma FI de 400 MHz, o afastamento entre os sinais desejado e indesejado é de 800 MHz, proporcionando uma diferença de aproximadamente 5%, o que facilita a construção dos filtros de RF.

Demodulador digital. O demodulador digital recebe o sinal de FI vindo do receptor e extrai o sinal de dados. É composto por um amplificador de FI, um demodulador de quadratura e um processador digital de sinais. O amplificador de FI recebe o sinal de recepção — trazido pelo cabo RX —, vindo do receptor, amplifica e filtra o sinal, entregando-o ao demodulador de quadratura. Este recupera as componentes I e Q presentes no sinal modulado. Veja a Figura 15.8.

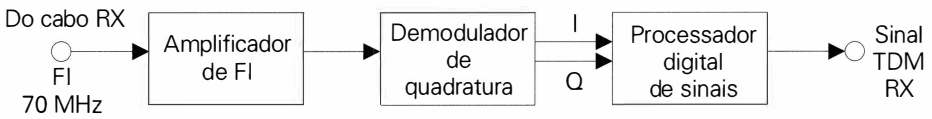


Figura 15.8 Diagrama em blocos da unidade demoduladora digital.

O processador digital de sinais recupera o sinal TDM a partir dos sinais I e Q vindos do demodulador de quadratura. Primeiro, é executada a equalização dinâmica e adaptativa dos sinais I e Q, com a finalidade de reduzir os efeitos das distorções e interferências causados pelos percursos múltiplos do sinal de microondas entre as antenas. Os diversos percursos, com seus diferentes tempos de propagação, provocam o surgimento de réplicas atenuadas do sinal original, defasadas no tempo. A Figura 15.9 mostra o fenômeno.

O processador digital de sinais retira amostras periódicas do sinal demodulado. Essas amostras estão sincronizadas com a velocidade de modulação do sinal. Idealmente, essas amostras teriam apenas alguns valores possíveis de amplitude, correspondentes aos níveis padronizados de sinal. Esses valores poderiam ser, por exemplo, 100 mV para o nível alto e zero para o nível baixo. Na prática, as amostras terão valores diferentes, obrigando o processador a decidir se uma amostra será interpretada como nível alto ou baixo. Quanto mais uma amostra se aproximar do nível médio (50 mV, no exemplo), maior a probabilidade de ocorrer uma decisão errada pelo processador. Nesse caso, uma amostra de 49 mV seria interpretada como nível zero, mesmo se esse valor baixo fosse causado por um sinal interferente destrutivo (um sinal interferente destrutivo provoca a redução do nível do sinal).

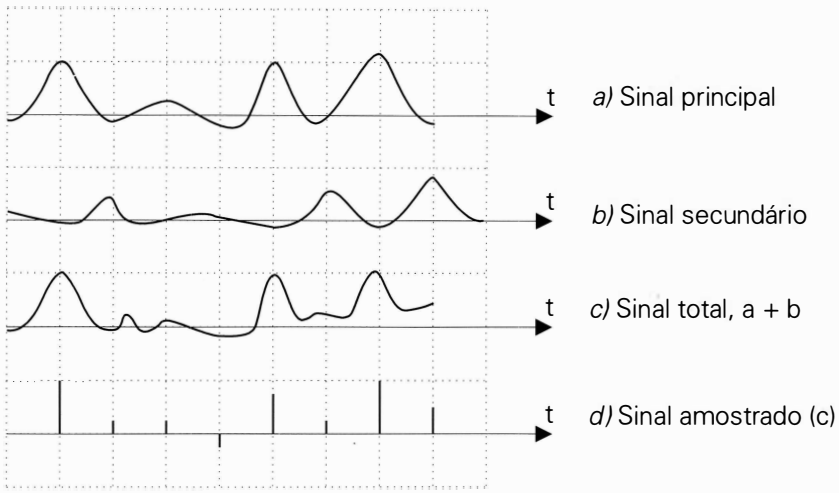


Figura 15.9 Formas de ondas do sinal demodulado e do sinal amostrado.

Para reduzir os erros causados por esse tipo de situação, o processador digital de sinais aplica uma correção aos sinais demodulados. Essa correção é feita da seguinte maneira: o processador armazena os valores dos últimos bits recebidos corretamente. Para cada um dos bits é estabelecido um coeficiente de correção que irá ser multiplicado pelo valor do bit *i*. Efetuada a multiplicação dos bits por seus coeficientes, é feita uma soma, cujo total irá corrigir a tensão da amostra atual. Cada coeficiente é ajustado de maneira a minimizar os erros de decisão.

Para exemplificar, vamos imaginar que as amostras recebidas tenham os seguintes valores:

t	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Dado	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0
Amostra	100	–30	120	70	–10	+20	100	–30	20	0
Correção	0	+30	–20	+30	+10	–20	0	+30	–20	0

Para *t* igual a 2, 5, 6, 8, 9 e 10, o dado recebido é igual a zero. Os valores das amostras do sinal, porém, são diferentes de zero, devido à presença de erros, ruídos e à interferência causada pelos sinais que chegam atrasados. Para *t* igual a 10, a amostra possui amplitude nula. Como o último bit 1 recebido foi em *t* igual a 7, podemos deduzir que o efeito do atraso persiste somente para os dois intervalos de tempo subseqüentes ao pulso, no caso *t* igual a 8 e 9. Para *t* igual a 8, há um resíduo de –30, e para *t* igual a 9, o resíduo é igual a 20. Portanto, podemos corrigir esses resíduos aplicando um sinal contrário, como mostrado na tabela. O valor da correção é calculado por: $C = -20\ B_{t-2} + 30\ B_{t-1}$, onde C é o

valor da correção, B_{t-1} é o valor do último bit recebido e B_{t-2} o valor do penúltimo bit. Esquematicamente, a correção do sinal demodulado poderia ser feita pelo circuito mostrado na Figura 15.10.

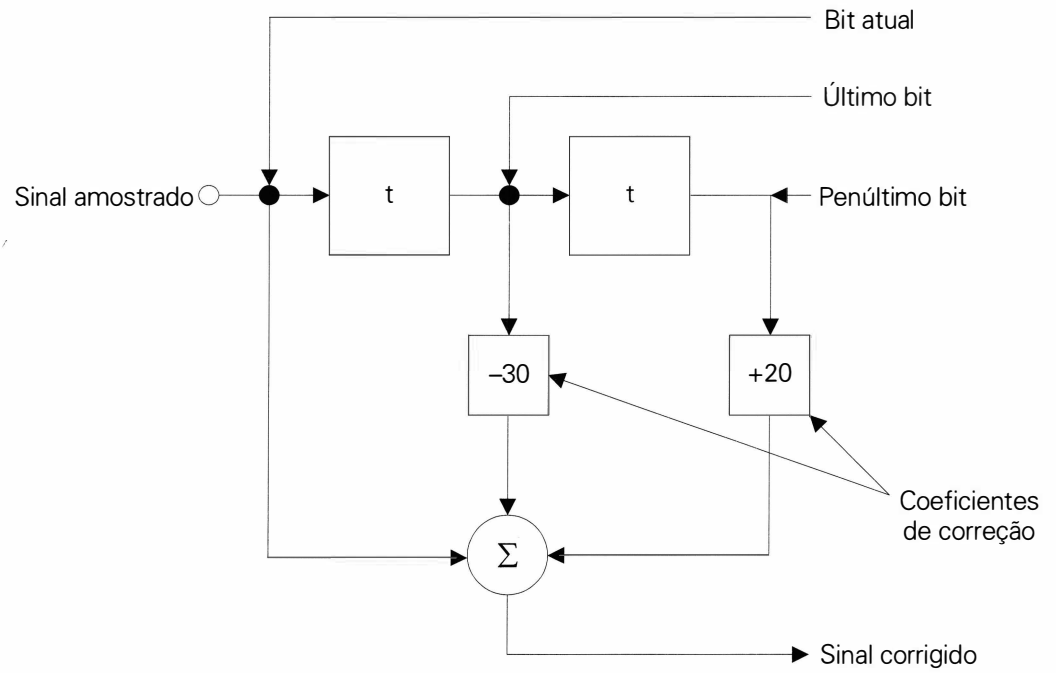


Figura 15.10 Circuito de correção de erros causados por múltiplos percursos.

No diagrama mostrado, são memorizados apenas dois bits. Na prática, pode-se memorizar de 10 a 20 bits, garantindo-se uma ótima proteção contra erros.

Filtro transverso linear. O circuito da Figura 15.10, embora previsto para corrigir erros causados por múltiplos percursos do sinal de rádio, consegue corrigir erros devidos a outros fatores, como deficiência de resposta dos filtros, sejam filtros passa-faixa ou passa-baixa. O circuito é conhecido como filtro transverso linear, podendo ser implementado por meio de flip-flops, para armazenagem dos bits recebidos. Os coeficientes de correção podem ser implementados por meio de resistores de valor correto. Normalmente, o valor dos resistores precisa ser ajustado de acordo com o erro que necessita ser corrigido. Na prática, porém, o circuito é implementado por meio de um DSP – Processador Digital de Sinais — um microprocessador de alta velocidade dotado de instruções específicas para a implementação de algoritmos destinados ao processamento digital de sinais.

Circuito de decisão. Obtidos os sinais demodulados I e Q, o próximo passo é extrair o símbolo correspondente. Para um sinal 8 PSK, a decisão do valor do símbolo pode ser feita de acordo com a Figura 15.11.

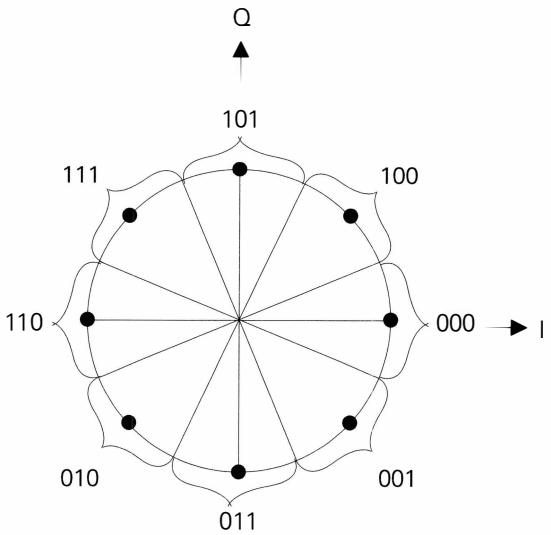


Figura 15.11 Gráfico exibindo os setores determinados para cada símbolo.

Cada símbolo ocupa uma posição no centro de um setor de 45° de abertura. No processamento digital, os valores I e Q são usados para determinar o ângulo formado pelo sinal recebido. Esse ângulo é então comparado com a tabela contida na memória do processador, sendo obtido o símbolo correspondente e seu código binário.

Decodificação convolucional. Obtido o símbolo, ele é comparado com os símbolos recebidos anteriormente, verificando se há concordância ou não. O processador procura então o símbolo que melhor combine com os símbolos já recebidos. Essa operação é necessária porque, no caso de ruído, o símbolo recebido pode ser confundido com outro símbolo, geralmente um vizinho. Na Figura 15.11, por exemplo, devido à presença de ruídos, o símbolo 000 poderia ser confundido facilmente com o símbolo 100 ou 001, devido à proximidade. Com o objetivo de prevenir esse tipo de ocorrência, para cada grupo de bits transmitido é enviado um bit extra. O valor do bit extra é determinado em função dos últimos bits transmitidos e dos atuais. Assim, para cada n grupos de símbolos transmitidos, serão enviados n bits extras. Esses bits extras permitirão a detecção e a correção direta de erros, baseadas na chamada redundância associativa. A redundância associativa é a que nos permite, por exemplo, reconstituir o conteúdo de uma mensagem, mesmo quando partes dela estejam faltando. Para isso, examinamos o contexto procurando extrair as informações suprimidas. Para essa operação ser realizada com sucesso, é necessário que o contexto, ou seja, os símbolos associados, supra a informação perdida. A função dos bits extras adicionados à transmissão é justamente a de fornecer as informações necessárias para a detecção e a correção dos erros de transmissão.

Após a correção dos erros, o sinal digital recebido é encaminhado à unidade demultiplexadora TDM, onde os bits serão reagrupados e distribuídos para os diversos fluxos de saída.

Unidades interna e externa. Os rádios digitais modernos costumam ser fabricados em duas unidades: a interna e a externa. A unidade interna contém os circuitos de multiplexação, modulação e demodulação. A unidade externa contém o transmissor e o receptor. A unidade interna é instalada no bastidor, dentro da central, enquanto a unidade externa é instalada no alto da torre, junto à antena. As unidades interna e externa são interligadas por cabos coaxiais, um para a transmissão e outro para a recepção. A corrente de alimentação é conduzida pelos mesmos cabos que conduzem os sinais de FI.

A vantagem oferecida pela construção do rádio em duas unidades é a eliminação da guia de onda comprida, que seria necessária caso todo o rádio fosse montado em uma única unidade. A Figura 15.12 mostra o aspecto estrutural do rádio digital composto por duas unidades.

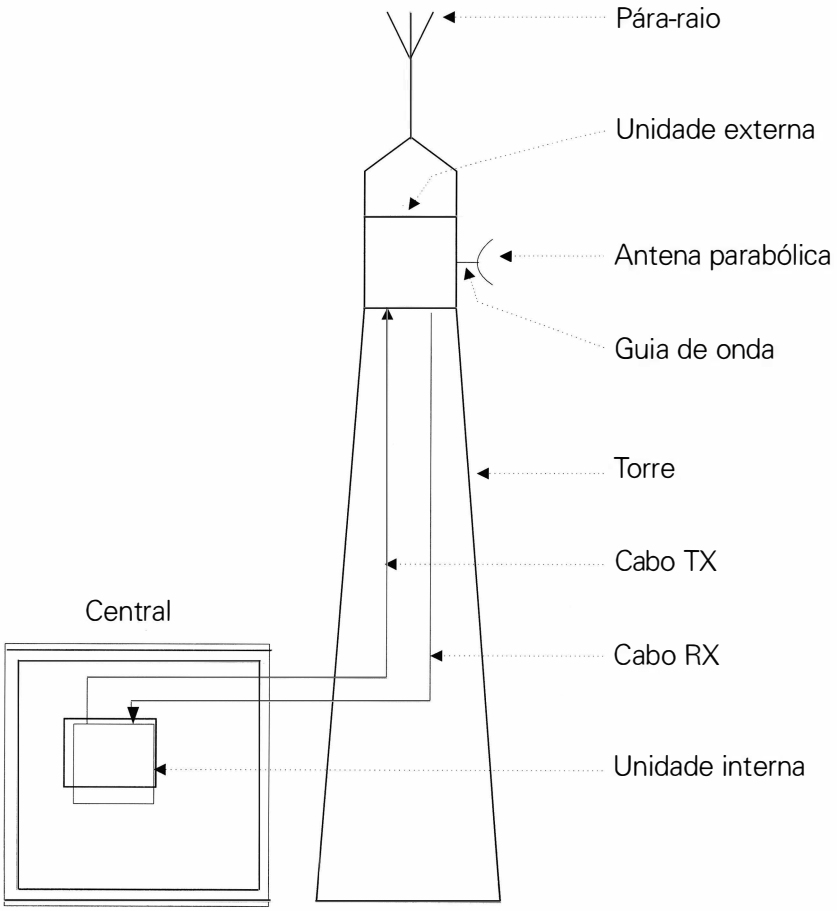


Figura 15.12 Estrutura de uma estação de rádio digital.

Abreviaturas utilizadas

TCM: Trellic Code Modulation (Modulação por Código de Treliça).

Questionário

1) Por que não faz sentido o uso de rádios analógicos nas transmissões que envolvam centrais digitais?
2) O que caracteriza os rádios digitais?
3) Quais as razões para o uso do embaralhador?
4) Qual a finalidade do gerador de quadratura?
5) Quais os valores típicos de freqüência de FI usados nos rádios digitais?
6) Qual a vantagem do uso de duas conversões no transmissor do rádio digital?
7) Qual o nível de potência do sinal transmitido?
8) Qual a finalidade do duplexer e onde ele é usado?
9) Qual as vantagens de se utilizar dupla-conversão nos receptores?
10) Quais os tipos de equalização empregados nos sistemas I e Q?
11) Quais as causas das distorções e interferências sobre o sinal recebido?
12) Como o processador digital de sinal corrige os sinais demodulados e com que finalidade?
13) Como é realizada a decisão do valor dos bits recebidos por meio de um processador digital de sinais?
14) Qual a função do decodificador convolucional?
15) Qual a função dos bits extras transmitidos?
16) Quais as vantagens dos rádios digitais que utilizam unidades internas e externas?

Problemas Propostos

1) Desenhe a estrutura básica de um rádio digital.
2) Descreva a estrutura básica de um rádio digital.
3) Desenhe a estrutura típica de um rádio digital.
4) Descreva o funcionamento do codificador.
5) Descreva as características dos diversos tipos de modulação usados nos rádios digitais.
6) Desenhe a estrutura do transmissor do rádio digital.
7) Descreva o funcionamento do transmissor do rádio digital.
8) Desenhe o diagrama em blocos do receptor do rádio digital.
9) Desenhe e descreva a estrutura da unidade demoduladora digital.
10) Desenhe o circuito de correção de erros causados por múltiplos percursos.
11) Descreva a estrutura de um filtro transverso linear.

Capítulo 16

Telefonia Celular

No Brasil, a telefonia celular tornou-se popular a partir dos anos 90, com a aparecimento do AMPS (Advanced Mobile Phone Service), seguido pelos sistemas celulares digitais TDMA (Time Division Multiple Access) e CDMA (Code Division Multiple Access).

Estrutura de um Sistema Celular

A finalidade de um sistema de telefonia celular é permitir a comunicação entre dois telefones móveis ou entre telefones móveis e telefones fixos. Para isso, é utilizado um sistema composto pela rede de telefonia pública comutada (RTPC), que atende os telefones fixos, e por uma rede de telefonia móvel, composta pela CCC (Central de Controle Celular) e algumas ERBs (Estações Radiobase), além dos TCs (telefones celulares), como mostrado na Figura 16.1. A CCC comunica-se com as ERBs por meio de circuitos de voz e dados. Os circuitos de voz são representados, na ilustração, pela linha contínua. Os circuitos de dados são representados pela linha tracejada.

Em uma chamada efetuada entre um telefone fixo (TF1) e um telefone móvel (TC2), o sinal percorre a linha telefônica, que conecta o assinante fixo à central telefônica local. Esta encaminha a mensagem por meio dos troncos até a CCC, que por sua vez envia, por intermédio da sua rede de transmissão, o sinal até a ERB mais próxima ao assinante móvel chamado. A ERB então se comunica com o telefone celular por meio de ondas de rádio. O sinal gerado pela unidade móvel percorre o caminho inverso, chegando até o assinante fixo.

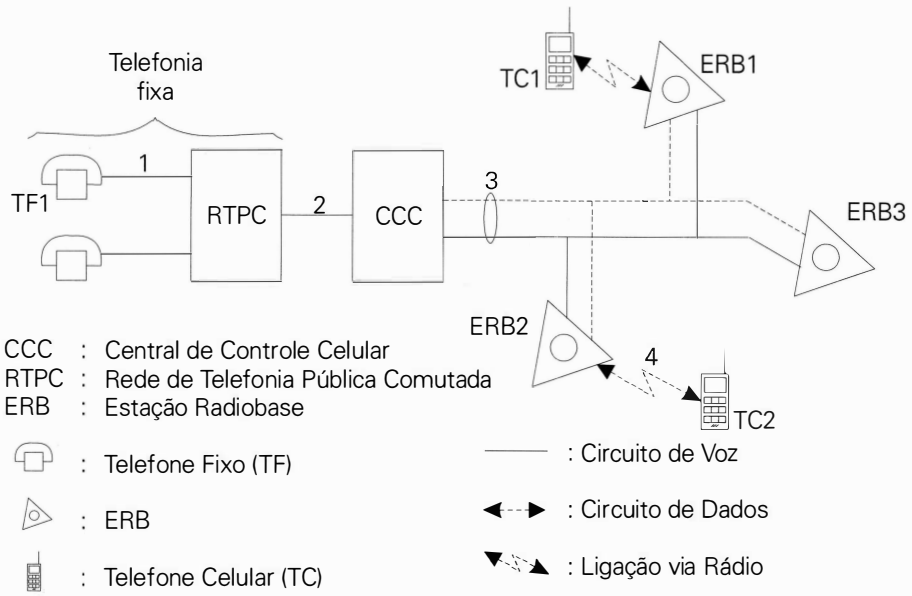


Figura 16.1 Estrutura básica de um sistema celular.

A comunicação de telefone celular para telefone celular, desde que na mesma localidade, não passa pela rede telefônica pública comutada. Na Figura 16.1, por exemplo, se a comunicação ocorrer entre TC1 e TC2, o percurso será via rádio entre TC1 e a ERB1, via tronco entre a ERB1 e a CCC e entre a CCC e a ERB2. A ERB2 comunica-se via rádio com TC2.

Vantagens do Sistema Celular

A estrutura mostrada na Figura 16.1 oferece diversas vantagens. A presença de uma rede de ERBs espalhadas pela cidade proporciona uma menor distância média entre elas e os telefones celulares. Por esse motivo, a potência necessária para a transmissão é menor, permitindo que as freqüências empregadas na transmissão possam ser reutilizadas por ERBs afastadas, aumentando o número de usuários atendidos pelo sistema. A baixa potência de transmissão permite o emprego de telefones celulares de peso e tamanho reduzidos, além de aumentar a duração da carga da bateria.

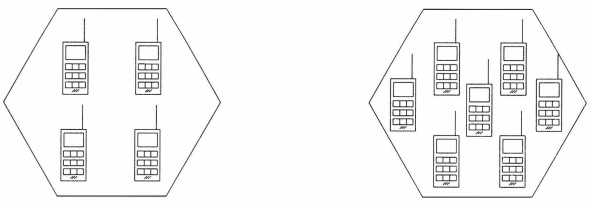
Padrões de Distribuição de Células

Em um sistema celular, cada célula é formada por uma ERB localizada em seu centro. As ERBs formam agrupamentos (clusters) com o objetivo de dividir o volume do tráfego telefônico da região. O agrupamento mais comum é composto por sete células, sendo utilizado no sistema AMPS e TDMA. O sistema CDMA não usa agrupamentos de células.

Cada ERB transmite apenas em um certo número de canais específicos. A freqüência desses canais é planejada de maneira a não interferir nos canais usados por células vizinhas. Para isso, as freqüências usadas nas células vizinhas precisam ser diferentes. Quanto maior a distância que separa duas células com o mesmo grupo de freqüências, menor será o grau de interferência existente. Como desvantagem, menor será a capacidade de tráfego do sistema celular.

Para aumentar o número de usuários de um sistema celular, pode-se utilizar os procedimentos descritos a seguir.

Aumentar a taxa de bloqueio. Isso ocorre quando simplesmente aumentamos o número de usuários atendidos pelo sistema. Nesse caso, aumenta a probabilidade de não haver canais disponíveis para a comunicação, e o sistema deixa de completar um número maior de ligações. Esse procedimento não pode ser considerado aceitável devido ao elevado grau de insatisfação entre os usuários do sistema.

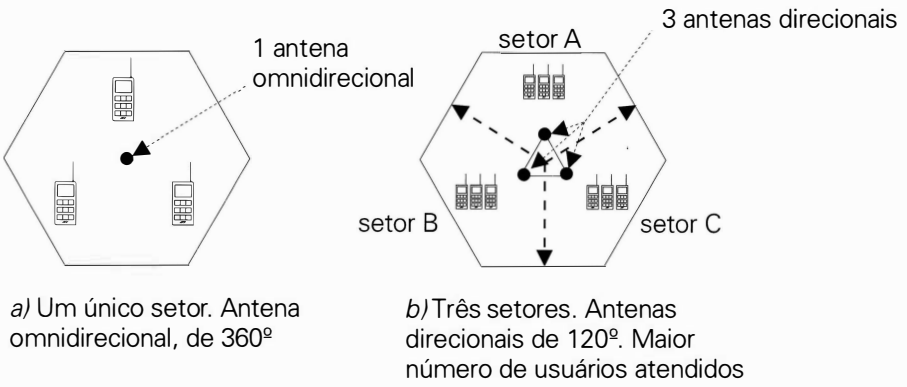


a) Menor número de usuários resulta em menor taxa de bloqueio

b) O aumento do número de usuários faz aumentar a taxa de bloqueio

Figura 16.2. Em uma célula, o simples aumento do número de usuários faz crescer a taxa de bloqueio do sistema.

Setorização. Consiste na substituição das antenas omnidirecionais por antenas direcionais e no acréscimo de novos rádios. O número de setores será função do tamanho do cluster. Com cluster de sete células, são usados três setores de 120°. Com cluster de quatro células, são usados seis setores de 60°. A vantagem da setorização é a redução da interferência co-canal.

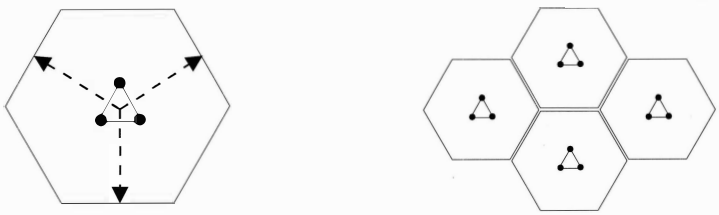


a) Um único setor. Antena omnidirecional, de 360º

b) Três setores. Antenas direcionais de 120º. Maior número de usuários atendidos

Figura 16.3 A setorização é um recurso eficaz para o aumento da capacidade de tráfego.

Divisão das células. É usada quando as técnicas de setorização já não produzem resultados. Então, na região crítica, onde o tráfego telefônico é mais intenso devido à elevada concentração de usuários, são acrescentadas uma ou mais ERBs, que passam a dividir o tráfego, diminuindo assim o congestionamento das ligações.



a) Célula congestionada

b) Acréscimo de novas células

Figura 16.4 A divisão de uma célula em diversas outras é também empregada com o objetivo de aumentar a capacidade de tráfego.

Propagação do Sinal do Meio Urbano

Nas cidades, é normal haver obstrução do percurso direto da onda eletromagnética. A obstrução ocorre devido aos prédios que ficam no caminho do sinal, provocando reflexões. Assim, normalmente o telefone celular não recebe os sinais diretamente da antena da ERB, mas sinais refletidos. Os sinais refletidos, ao se misturarem, resultam em um sinal de intensidade variável, provocando o aparecimento de regiões, no espaço, onde o sinal sofre grande atenuação e outras, onde existe um pequeno reforço. A atenuação

acontece nos pontos em que sinais refletidos se interferem de forma destrutiva. O reforço acontece onde os sinais refletidos estão em fase. Veja a Figura 16.5

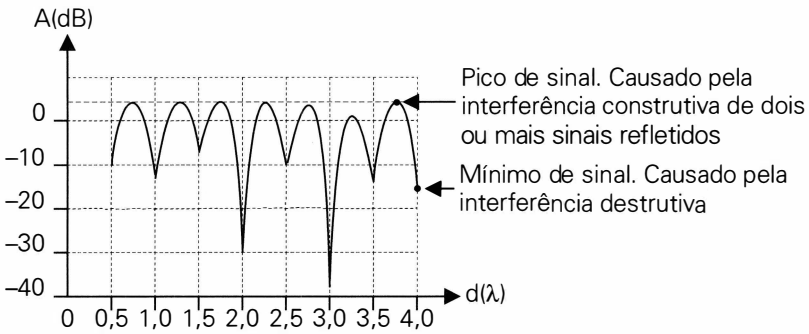


Figura 16.5 Variação da intensidade do sinal de RF no meio urbano.

Na Figura 16.5, podemos notar que os pontos de mínima e máxima intensidade repetem-se a intervalos de meia-onda (λ / 2). No caso do telefone celular, isso equivale a cerca de 17,6 cm de separação.

Interferência Co-canal

A interferência co-canal acontece devido ao reuso de freqüências, sendo causado pela presença dos sinais de uma ou mais ERBs próximas e que operam na mesma freqüência da ERB local. Em condições normais, os sinais provenientes das ERBs vizinhas são completamente sobrepujados pelo sinal da ERB local. Porém, devido ao efeito causado pelas múltiplas reflexões, pode ocorrer um desvanecimento muito intenso e os sinais das ERBs vizinhas tornam-se momentaneamente mais fortes, causando uma interferência audível. Veja a Figura 16.6.

Para se reduzir a interferência co-canal, é necessário diminuir as variações de intensidade do sinal desejado, impedindo que ele se torne muito fraco. Para isso, pode-se utilizar a recepção em diversidade, seja por meio de duas antenas de recepção, separadas por múltiplos de ¼ de onda, seja usando-se duas antenas com polarização cruzada (uma antena com polarização vertical e outra com polarização horizontal).

Ambas as soluções são viáveis no caso de telefones celulares instalados em veículos.

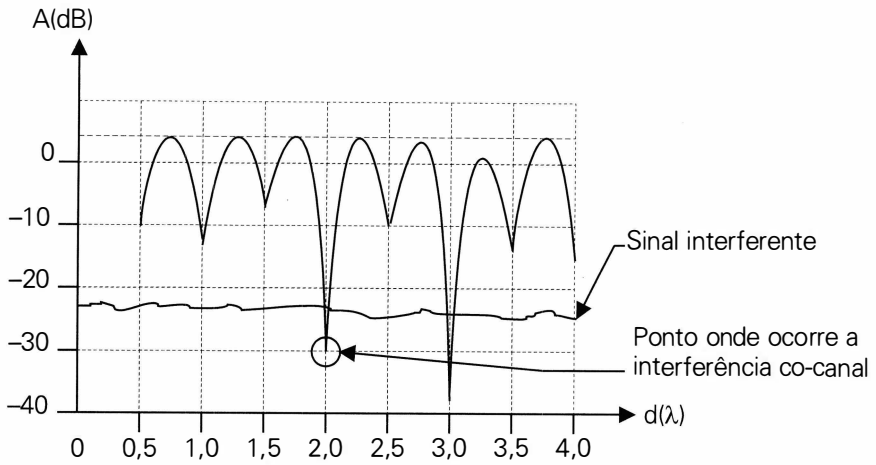


Figura 16.6 Interferência co-canal.

Controle Automático de Potência

Com o objetivo de diminuir interferências, tanto as ERBs quanto os celulares operam sempre com a menor potência de transmissão que ainda assegure uma boa qualidade de comunicação. Com esse objetivo, as ERBs monitoram sempre o nível do sinal proveniente do celular e a relação sinal/ruído do SAT (tom de áudio de supervisão), um tom de áudio utilizado para verificar a continuidade do enlace e a sua qualidade. Sempre que a intensidade do sinal estiver acima de determinado valor, a ERB envia uma mensagem ao celular, pelo canal direto de voz, ordenando a redução da potência de saída de RF. Ao contrário, se a intensidade do sinal proveniente do celular estiver abaixo de um certo limite, é enviada, pela ERB, uma mensagem ao celular, ordenando o aumento da potência de saída de RF. Ambas as ordens são enviadas desde que o telefone celular possa cumpri-la. Para isso, a CCC leva em consideração a classe de potência do telefone celular. Caso o telefone celular já estiver operando na potência máxima, a CCC inicia o processo de handoff.

Handoff

É o processo pelo qual o enlace de RF do telefone celular é redirecionado para uma ERB (Estação Radiobase) mais próxima, com a finalidade de melhorar a transmissão. O handoff é necessário quando o TC (telefone celular) se afasta em demasia da ERB com a qual está em contato, ou quando o TC entra em uma região de sinal fraco. Em ambas as

situações, a intensidade do sinal proveniente do TC, na antena da ERB, pode cair abaixo de –100 dBm ou a relação sinal/ruído pode tornar-se inaceitável. Nessas condições, a ERB que está em contato com o telefone celular envia uma mensagem para a CCC, informando-a da situação. A CCC envia então uma mensagem para as ERBs vizinhas da ERB afetada, ordenando a medição da intensidade do sinal do telefone celular. Em resposta, as ERBs próximas sintonizam seus receptores de localização na freqüência indicada pela CCC, transmitindo em seguida, para a CCC, a intensidade do sinal recebido. De posse das informações, a CCC seleciona a ERB melhor posicionada e envia a ela uma mensagem de handoff, obtendo o número do canal de RF disponível. A CCC envia então à ERB original a nova designação de freqüência, que é retransmitida para o telefone celular. Ao mesmo tempo, a ERB recém-designada coloca no ar a portadora de RF, contendo o tom de áudio de supervisão. O celular, ao receber a designação de freqüência da nova ERB, envia para a ERB original o ST (tom de sinalização), de 10 kHz, durante 15 a 50 ms, sintonizando em seguida o novo canal e passando a retransmitir o SAT (tom de áudio de supervisão) para a nova célula. A nova célula, ao receber de volta o SAT, informa o fato à CCC, que então ordena à ERB original que desligue seu transmissor, liberando assim o canal de voz correspondente.

Roaming

É o mecanismo que permite a um telefone celular operar fora da sua área de habilitação, como, por exemplo, em uma outra cidade. O roaming (visitante) acontece quando um telefone celular entra na área de cobertura de um outro sistema celular, controlado por uma CCC diferente daquela em que normalmente opera.

Para o roaming ser executado, é necessário que o usuário habilite essa opção, uma vez que o sistema envolve custos extras. É necessário, também, que as operadoras de origem e a visitada pertençam ambas à rede nacional de roaming. A rede nacional de roaming é responsável pela troca de todas as informações necessárias entre as CCCs.

Comparação entre os Sistemas

No Brasil, atualmente convivem os sistemas analógicos e digitais, sendo que o sistema analógico é o AMPS e os sistemas digitais são o TDMA (D-AMPS ou Digital AMPS) e o CDMA. A tabela a seguir oferece uma comparação entre os três sistemas.

Tabela 16.1 Características dos sistemas de telefonia celular em operação no Brasil.

SISTEMA	*AMPS*	*TDMA*	*CDMA*
Largura da faixa do canal de RF	30 kHz	30 kHz	1,25 MHz
Número de canais de RF em 1,25 MHz	41,7	41,7	1
Fator de reuso de freqüência	7	7	1
Número de canais de RF por célula	5,9	5,9	1
Número de canais de RF para voz por célula	5,7	5,7	1
Número de canais de voz por canal de RF	1	3	38
Número de setores por célula	3	3	3
Número de chamadas telefônicas por setor	1,9	5,7	38
Comparação *versus* AMPS	1	3	20

AMPS

O AMPS (Advanced Mobile Phone Service), ou serviço avançado de telefonia móvel, surgiu em 1983, nos Estados Unidos, operando na faixa de 800 MHz e utilizando modulação em freqüência.

Inicialmente, foram definidos 666 canais de RF, sendo cada canal composto por um canal direto e um canal reverso. O canal direto é empregado para a transmissão no sentido da ERB para o telefone celular. O canal reverso transmite no sentido contrário. A transmissão é simultânea nos dois sentidos e a separação de freqüências entre transmissão e recepção é de 45 MHz. Atualmente, o número de canais foi ampliado para 832, distribuídos em duas bandas (A e B). Cada uma das bandas é composta por 416 canais, sendo 21 de controle e 395 de voz.

A seguir são fornecidas as principais especificações do sistema AMPS.

- número de canais de RF 832
- largura do canal . . . . . 30 kHz
- separação entre transmissão e recepção . . . . . 45 MHz
- faixa de freqüência . . . . . 824 a 894 MHz
- tipo de modulação . . . . . FM
- desvio de freqüência . . . . . ± 12 kHz
- tipo de modulação do sinal de controle. . . . . FSK
- desvio de freqüência do sinal de controle . . . . . ± 8 kHz
- velocidade de transmissão de dados . . . . . 10 kbps
- canais de controle . . . . . 2 x 21 canais

Os canais de controle, em número de 21 para a banda A e mais 21 canais para a banda B, são os seguintes:

- canais de controle para a banda A: 313 a 333
- canais de controle para a banda B: 334 a 354

Canais do Sistema Celular

A telefonia celular utiliza quatro canais para estabelecer as comunicações entre a ERB e os telefones celulares. Na Figura 16.7, vemos os elementos fundamentais de um sistema celular, juntamente com os circuitos ou canais que permitem o fluxo de sinais entre eles. A transmissão das informações entre a CCC e a ERB utiliza cabos PCM, fibras ópticas ou rádio digital. As informações transmitidas consistem de sinais de voz digitalizada e dados. As transmissões ocorrem nos dois sentidos, e são essenciais para a operação do sistema.

Entre a ERB e a unidade móvel (o telefone celular), são estabelecidos quatro canais por meio de rádio. Dois canais são utilizados para a transmissão de voz e operam a partir do momento em que se estabelece uma chamada telefônica. Os outros dois canais são de controle e atuam quando o telefone celular não está processando uma chamada.

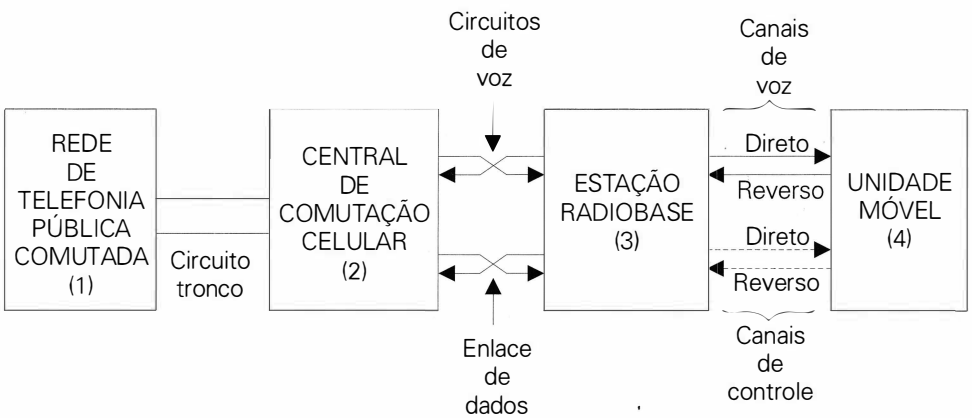


Figura 16.7 Canais de comunicação de um sistema celular.

Canais de Voz. Os canais de voz operam em FM e são usados para transmitir a voz durante a execução de uma chamada telefônica. A ERB transmite pelo canal direto, em uma freqüência 45 MHz acima da freqüência do canal reverso, usado para receber os sinais enviados pelo telefone celular.

Pelo canal de voz direto, a ERB transmite, além da voz, o SAT (tom de áudio de supervisão), utilizado para monitorar a continuidade do enlace e a sua qualidade. O canal

direto de voz também é usado para a transmissão de mensagens de controle para o telefone celular. Essas mensagens ordenam o aumento ou diminuição da potência de RF emitida ou a troca de freqüência.

O canal de voz reverso transmite no sentido do telefone celular para a ERB. É empregado para a transmissão do sinal de voz e do ST (tom de sinalização) e a retransmissão do SAT.

Canais de controle. Existem dois canais de controle: o direto, usado pela ERB para enviar mensagens para o TC; e o reverso, para o TC enviar mensagens para a ERB.

O canal de controle direto é usado para enviar mensagens a todas as unidades móveis ou a uma em particular. As mensagens gerais indicam como o TC pode acessar a ERB. Caso um TC não consiga obter esse tipo de informação, por exemplo, exibirá a mensagem: *Fora de serviço*. Mensagens enviadas a um telefone celular têm a finalidade de:

a) informar o canal designado para o estabelecimento de uma chamada;
b) localizar um TC com o objetivo de completar chamada a ele direcionada.

O canal de controle reverso transmite dados do TC para a ERB. Existem dois tipos de mensagens enviadas pelo canal reverso:

a) mensagens de originação e
b) mensagens de resposta à localização.

As mensagens de originação são enviadas pelo TC à ERB por meio do canal de controle reverso e contêm o número de lista do telefone chamado e o número de lista, a classe de potência e o número de série eletrônico do próprio telefone celular. A mensagem de resposta à localização é enviada do TC para a ERB, por meio de seu canal de controle reverso, após ter reconhecido uma mensagem a ele destinada. A mensagem de resposta à solicitação informa à ERB que o TC em questão encontra-se em sua área de cobertura.

A Estação Radiobase (ERB)

A ERB ocupa o centro de uma célula. Seu objetivo é estabelecer o radioenlace com os celulares operando dentro de sua área de cobertura. Para isso, uma ERB dispõe das seguintes instalações e equipamentos:

- armário, onde ficam instalados os equipamentos;
- torre, usada para dar sustentação às antenas;
- antenas, usadas para estabelecer a comunicação com os celulares.

A ERB está conectada à central de comutação e controle celular por meio de cabos PCM, fibra óptica ou rádio digital. Por meio deles são transmitidos os canais de voz, permitindo que os celulares comuniquem-se com outros telefones celulares localizados

dentro da área de cobertura de uma outra ERB ou com telefones fixos. A Figura 16.8 mostra a estrutura típica de uma ERB.

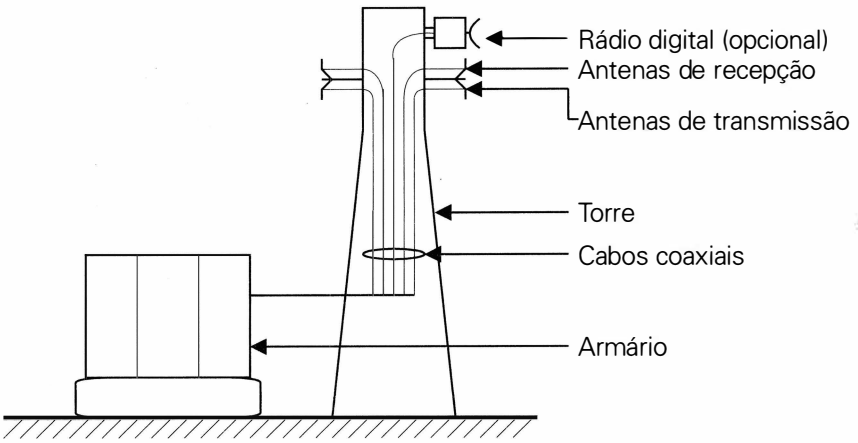


Figura 16.8 Estação Radiobase (ERB).

A torre é usada para colocar as antenas em uma altura elevada, para escapar das obstruções causadas por prédios próximos e garantir uma cobertura uniforme de sinal, em todas as direções. Além das antenas do sistema celular, a torre pode sustentar a unidade externa do rádio digital, caso ele seja utilizado. A conexão do sistema de antenas com os equipamentos contidos no armário é feita por um conjunto de cabos coaxiais, próprios para a operação em UHF, entre 824 e 894 MHz.

O armário localizado na base da torre abriga, entre outros, os equipamentos de rádio, os equipamentos de força, o sistema de ar condicionado (se houver), as baterias e o distribuidor de RF.

Os equipamentos de rádio são utilizados para o controle, a localização e a conversação. Os rádios de controle são usados apenas em certas fases da operação do sistema celular. Os rádios de localização são usados para identificação dos celulares que se encontram dentro da área de cobertura da ERB. Os rádios de conversação são usados para transmissão das mensagens de voz, trocadas entre os celulares e os outros assinantes. Os rádios de conversação operam no modo duplex, sendo usados aos pares. Cada par é formado por um radiotransmissor e um radio-receptor, operando em freqüências diferentes. A freqüência de transmissão da ERB é 45 MHz, maior que a de recepção.

Os equipamentos de força fornecem a energia de corrente contínua usada para alimentar os demais equipamentos existentes na ERB. O equipamento de força usa a rede pública de energia elétrica como fonte primária de energia, dispondo, ainda, de um conjunto de baterias que garantem a operação ininterrupta da ERB no caso de uma eventual falta de energia da rede de corrente alternada.

O distribuidor de RF proporciona uma forma eficiente de conexão entre os equipamentos de rádio e o sistema de antenas da ERB. É composto, basicamente, por duplexer, que são filtros passa-faixa usados para acoplar sinais na direção desejada, impedindo que atinjam indevidamente outros equipamentos. O distribuidor de RF, por exemplo, bloqueia o sinal de transmissão, impedindo que ele atinja a entrada do receptores. Por outro lado, direciona o sinal de transmissão até as antenas de transmissoras.

Na Figura 16.9, são mostrados os equipamentos da ERB e suas conexões.

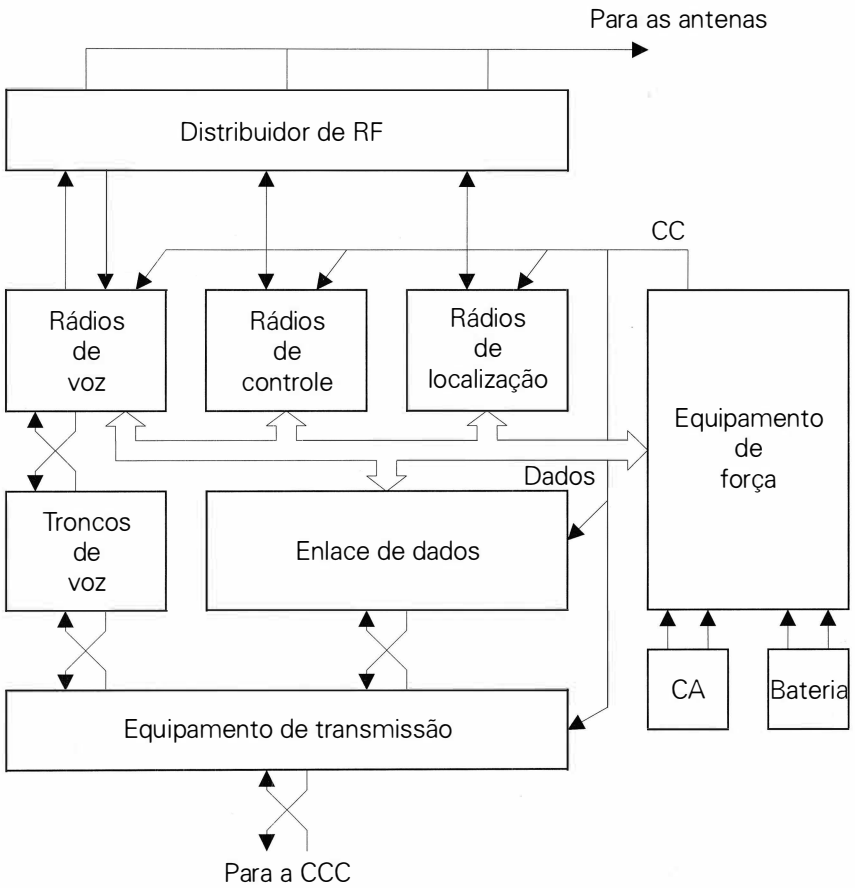


Figura 16.9 Estrutura dos equipamentos de uma ERB.

O Telefone Celular Móvel

O telefone celular é composto basicamente por um tranceptor de uma antena de rádio, uma bateria e uma unidade de controle microprocessada. O tranceptor é responsável pela comunicação dos sinais de voz e dados com a ERB. A unidade de controle é responsável pelo gerenciamento das operações do tranceptor e pelo controle do teclado, do visor e dos LEDs indicadores. A Figura 16.10 mostra a estrutura básica de um telefone celular.

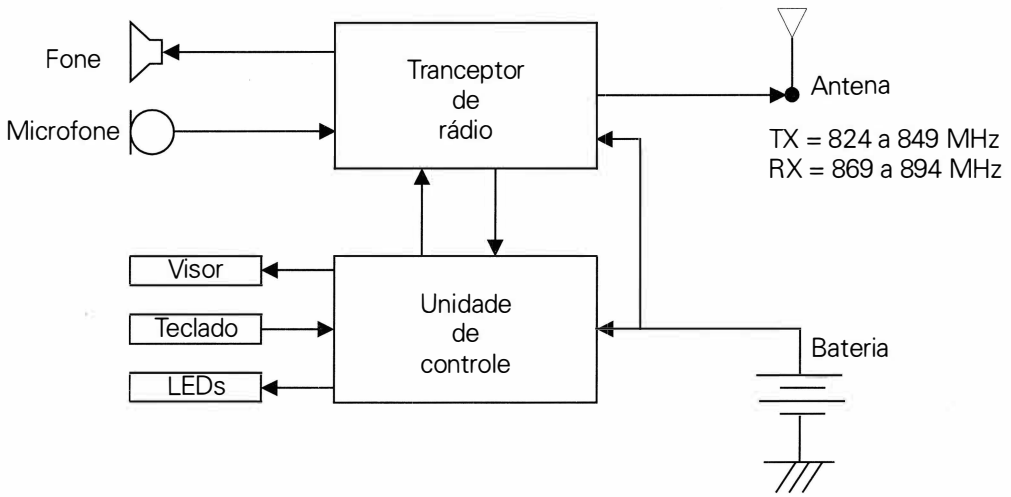


Figura 16.10 Estrutura básica de um telefone celular.

O fone e o microfone são os transdutores usados pelo usuário, permitindo-lhe ouvir e falar. O visor de cristal líquido exibe as condições operacionais do aparelho, indicando o estado da carga da bateria, a intensidade do sinal recebido e o número do telefone chamado. Alguns aparelhos exibem ainda outras mensagens, como os nomes das pessoas cadastradas na memória do aparelho e o número do telefone que está chamando o celular. O teclado permite ao usuário digitar o número do telefone chamado e controlar o funcionamento do aparelho. Os LEDs são usados para indicar certas condições, como o alarme de bateria descarregada ou a presença de uma ERB que permita a operação normal do telefone celular.

A antena tem a finalidade de captar e irradiar os sinais de radiofreqüência utilizados para a comunicação do telefone celular com a ERB. A antena necessita ser estendida inteiramente, para que se possa obter a máxima eficiência de funcionamento do telefone celular, garantindo o maior alcance possível e o menor nível de interferências ou ruídos.

Finalmente, a bateria é responsável pelo fornecimento de energia elétrica necessária para alimentar os circuitos do telefone celular. A duração da carga da bateria é influenciada pela sua capacidade de corrente em A/h (ampère/hora), a fração do tempo total

despendido em chamadas telefônicas, a distância existente entre o telefone celular e a ERB, o modo de operação, se analógico ou digital e o envelhecimento da bateria. Quanto maior o tempo gasto falando-se ao telefone, menor será a duração da bateria. Também, se a distância entre o telefone celular e a ERB aumentar, obrigando o aumento da potência transmitida, menor será a duração da carga da bateria. O modo analógico, por exigir maior potência de transmissão do telefone celular, encurta a duração da carga. Finalmente, baterias velhas já não possuem a mesma capacidade de corrente.

O diagrama mostrado na Figura 16.10 precisa ser detalhado, se quisermos compreender melhor o funcionamento de um telefone celular. A Figura 16.11 mostra com mais detalhes a estrutura de um telefone celular analógico (AMPS). Com algumas alterações, essa mesma estrutura é usada pelos telefones celulares digitais.

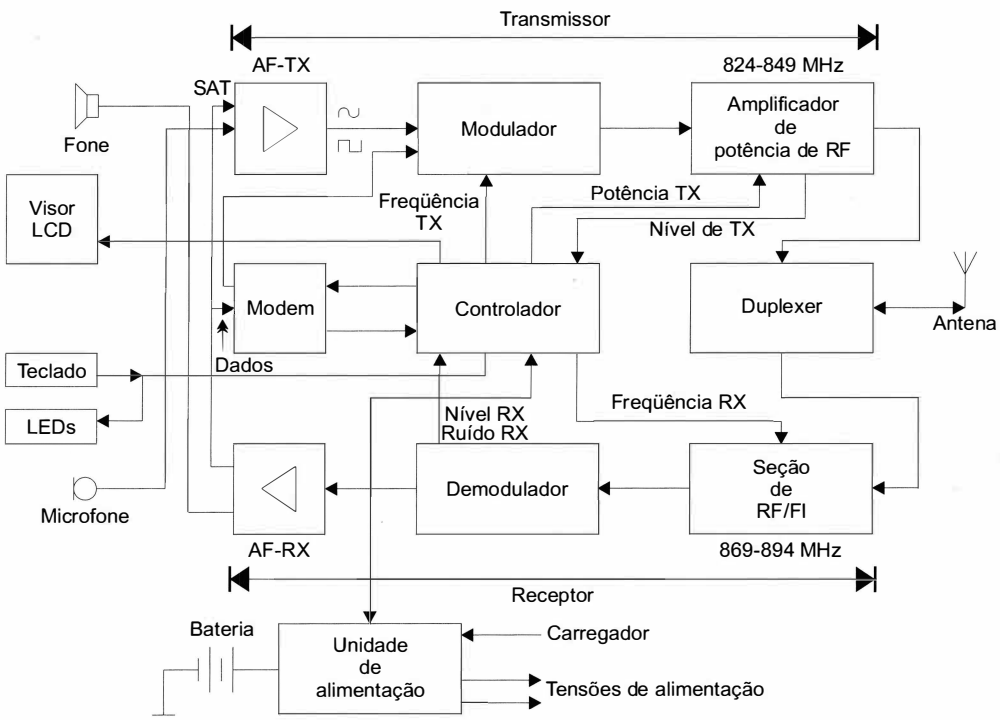


Figura 16.11 Estrutura de um telefone celular analógico.

As funções do fone, visor LCD (visor de cristal líquido), teclado, LEDs, microfone, bateria e antena já foram descritas.

Transmissor. É a parte do transceptor de rádio responsável pela comunicação no sentido celular–ERB. O transmissor utiliza os canais de controle e de voz reverso, na faixa de freqüência de 824 a 849 MHz. A freqüência exata é designada pela ERB, obedecendo ao comando da central de controle.

O transmissor é composto por três seções: áudio TX, modulador e amplificador de potência de RF. A seção de áudio do transmissor opera com três sinais, o do microfone, o tom de áudio de supervisão (SAT) e o tom de sinalização (interno). O sinal do microfone é filtrado, para eliminar os ruídos do ambiente, restringindo a faixa de resposta de freqüência entre 300 Hz e 3,4 kHz. O sinal de áudio sofre uma compressão, com o objetivo de reduzir as variações de nível e uma limitação de amplitude, impedindo a sobremodulação. Antes, porém, o sinal de áudio é pré-enfatizado, ao passar por um filtro passa-alta com freqüência de corte de 3,4 kHz.

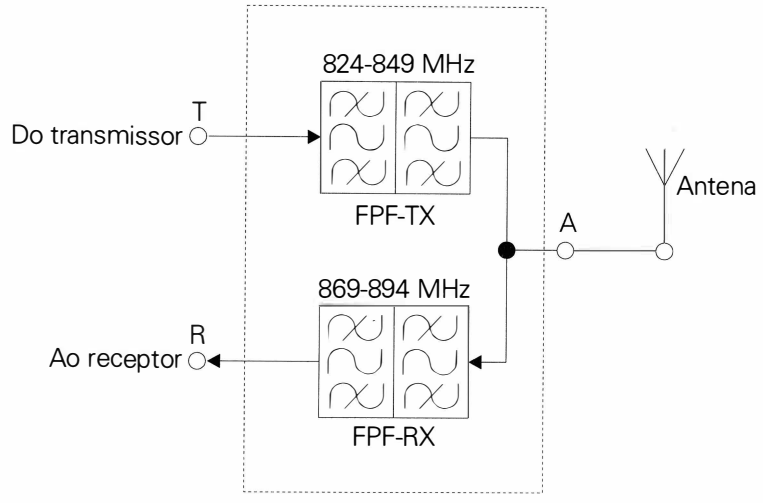
O modulador de FM é um VCO-LC que oscila na freqüência determinada pelo sintetizador de freqüência de transmissão. O sinal modulante aplicado possui três fontes: o sinal de voz, vindo da seção de áudio do transmissor; o SAT, vindo da seção de áudio do receptor; e o sinal de dados vindo da unidade de controle.

O SAT é obtido do receptor e é um sinal enviado pela ERB com a finalidade de supervisionar a integridade do enlace por rádio. Na saída do demodulador, teremos um sinal FM com desvio de freqüência máxima de 12 kHz para o sinal de voz, 2 kHz para o SAT e 8 kHz para o sinal de dados. O áudio e o SAT são enviados simultaneamente, enquanto o sinal de dados é enviado no lugar dos outros sinais.

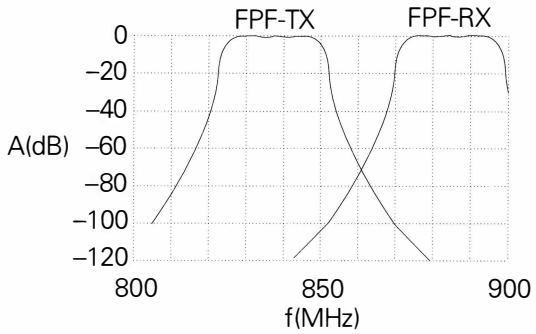
Um outro sinal, chamado de tom de sinalização (ST), de 10 kHz, é gerado na seção de áudio do transmissor. O ST é enviado durante 15 a 50 ms, antes do handoff, e durante 1,8 s antes de ser encerrada uma ligação telefônica.

O amplificador de potência de RF é composto por um amplificador isolador (separador) e um amplificador final de potência. O amplificador separador recebe o sinal vindo do demodulador, ao mesmo tempo que isola o modulador das variações de impedância que ocorrem no amplificador final, quando do ajuste da potência de saída de RF. O amplificador gera a potência de RF (cerca de 1 W ou 30 dBm), que será transmitida pela antena, a partir do sinal modulado entregue pelo amplificador separador. O nível de potência de saída de RF é determinado pelo controlador, obedecendo aos comandos enviados pela ERB. Uma amostra do nível do sinal de transmissão é obtida e enviada ao controlador, que efetua os ajustes necessários. O sinal de transmissão é então aplicado ao duplexer, que se encarrega de o transferir para a antena. O duplexer é composto por dois filtros passa-faixa conectados à antena. Um dos filtros permite a passagem do sinal do transmissor para a antena e o outro permite a passagem do sinal da antena (o sinal recebido) para o receptor. Veja a Figura 16.12.

Receptor. É a parte do transceptor responsável pela comunicação no sentido ERB–telefone celular. O receptor recebe os canais diretos, de voz e de controle, na faixa de 869 a 894 MHz. O receptor é do tipo super-heteródino de dupla conversão. Ou seja, o sinal recebido é misturado com o sinal do oscilador local, sendo gerada a primeira freqüência intermediária (45 MHz). Posteriormente, é feita uma outra conversão para uma freqüência intermediária menor (450 kHz). Esse tipo de receptor proporciona uma excelente seletividade, eliminando as interferências causadas por sinais de freqüências próximas à do canal desejado, ao mesmo tempo em que fornece uma elevada rejeição da freqüência-imagem.



a) Estrutura do duplexer



b) Curva de resposta do duplexer

Figura 16.12 Duplexer.

O receptor do telefone celular possui três etapas de processamento: a seção de RF/FI; o demodulador e a etapa de áudio do receptor.

A seção de RF/FI tem a finalidade de selecionar o canal desejado, obedecendo ao comando do controlador; eliminar as interferências dos canais vizinhos e amplificar o sinal recebido. Para isso, o receptor é composto por um amplificador de baixo ruído (LNA), um filtro passa-faixa de recepção do tipo de ondas de superfície (SAW); um misturador, para a primeira conversão; um filtro passa-faixa de canal; o segundo misturador; um amplificador de freqüência intermediária (2ª FI); o segundo filtro passa-faixa de canal e o limitador.

O amplificador de baixo ruído é essencial para a recepção de sinais, devido à atenuação causada pela distância e a obstrução da onda direta, pela interferência mútua entre os diversos sinais, refletidos no solo, prédios e veículos, e pela pequena altura da antena receptora.

O filtro de onda de superfície elimina os sinais recebidos fora da faixa de freqüências destinada ao canal direto. Sua freqüência central é de 881 MHz e sua banda passante é de 25 MHz. Esse filtro é importante na redução das interferências por sinais intensos fora da faixa, incluindo-se aí o próprio sinal transmitido.

O primeiro misturador gera o sinal de FI de 45 MHz, a partir do sinal de recepção entregue pelo filtro de onda de superfície e do sinal de batimento produzido pelo sintetizador de freqüência de recepção.

O sintetizador de freqüência determina a freqüência de recepção, recebendo, para isso, comandos do controlador, de acordo com as ordens enviadas pela ERB.

O sinal de saída do primeiro misturador passa pelo filtro passa-faixa de canal, com freqüência central de 45 MHz e 30 kHz de largura de faixa. Nesse filtro, são rejeitados os sinais vizinhos, evitando principalmente o risco de intermodulação nos estágios seguintes. Esse filtro também é importante para evitar o bloqueio do receptor, no caso de ele ficar exposto a um sinal de freqüência próxima e alta intensidade.

O sinal de saída do primeiro filtro de canal é aplicado na entrada do segundo conversor, juntamente com o sinal de batimento de 44,55 MHz, produzido a partir de um oscilador de cristal. Na saída do segundo misturador teremos o sinal de 450 kHz. O sinal de FI de 450 kHz é amplificado, antes de passar pelo segundo filtro de canal. Essa amplificação tem a finalidade de compensar a atenuação que será introduzida posteriormente no segundo filtro de canal.

O segundo filtro de canal completa a filtragem feita no primeiro. Ele possui uma freqüência central de 450 kHz e banda passante de 30 kHz. O sinal, depois de filtrado, é amplificado fortemente antes de ser aplicado ao limitador. Essa grande amplificação é essencial porque o sinal recebido pode ter uma amplitude inferior a 1 μV, ou –115 dBm. Com a amplificação, o sinal de recepção atinge o nível necessário para ser aplicado ao limitador.

No limitador, todas as variações de amplitude causadas pelo movimento do telefone celular e, também, os ruídos são eliminados, estando o sinal recebido pronto para ser demodulado. O demodulador recebe o sinal de FM proveniente do limitador e recupera a informação presente. O mesmo demodulador é usado para recuperar o sinal de voz (FM) ou o sinal de dados (FSK). O demodulador de FM / FSK é geralmente do tipo de quadratura, o que garante ótima linearidade e facilidade de ajuste. O demodulador, além do sinal demodulado, fornece informação da amplitude do sinal recebido, que é usada pela unidade de controle.

A etapa de áudio de recepção recebe o sinal de saída do demodulador. Ela separa o sinal de voz do tom de áudio de supervisão (SAT), além de possuir um detector de tom de 5 kHz, usado para cortar o áudio do receptor enquanto o receptor recebe sinais de controle dentro do canal direto de voz. O sinal de voz é separado por um filtro passa-faixa

com banda passante de 300 Hz a 3,4 kHz, sendo encaminhado para um amplificador de saída de áudio e para a cápsula receptora (fone). O SAT é separado por um filtro passa-faixa de 6 kHz e encaminhado para o circuito de áudio do transmissor, para ser retransmitido de volta para a ERB, fechando o enlace de rádio. Veja a Figura 16.13.

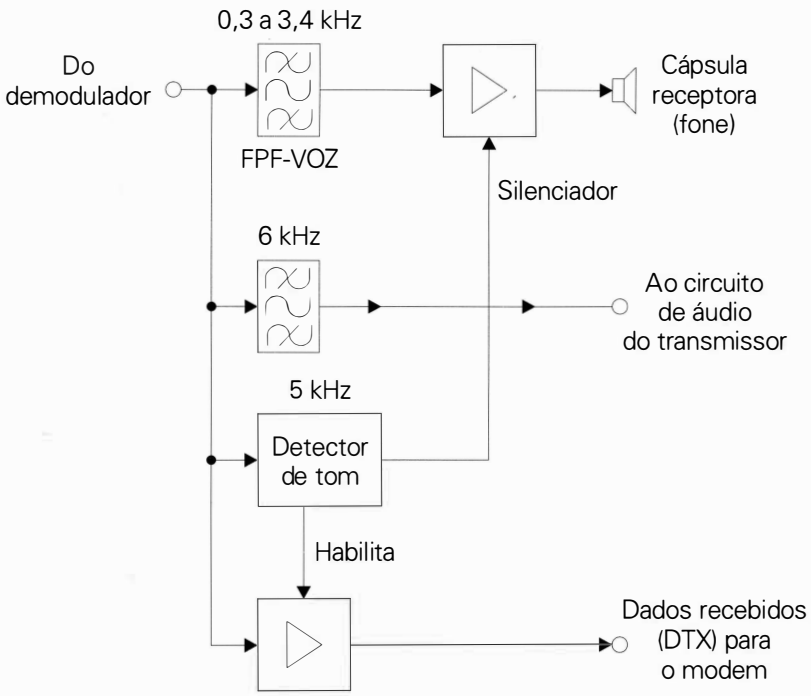


Figura 16.13 Estrutura da etapa de áudio do receptor.

Chamada Fixo para Móvel

O telefone celular permite a conexão com telefones fixos e móveis. Uma chamada de telefone fixo para móvel é encaminhada pela RTPC para a CCC. A CCC envia para as ERBs uma mensagem de localização do telefone celular. As ERBs emitem, por meio de seus transmissores, uma chamada geral, com o objetivo de localizar o telefone celular chamado. Se estiver na área, o telefone celular identifica o sinal de localização e emite uma resposta. A ERB mais próxima ao telefone celular capta a resposta e informa à CCC sua localização e, ainda, se existe um canal de voz disponível. A CCC encaminha à ERB

em questão, a chamada telefônica, que é assim completada. Caso a CCC não obtenha nenhuma resposta, o assinante chamador é informado de que o telefone não se encontra na área de cobertura.

Chamada Móvel para Fixo

Quando o assinante do telefone móvel celular deseja chamar um assinante fixo, o telefone celular envia por meio do canal de controle reverso um sinal para a ERB mais próxima. A ERB, tendo um canal disponível para conversação, permite que o telefone celular lhe envie o número do assinante chamado. A ERB transmite a informação para a CCC, que comunica-se com a rede de telefonia fixa. Esta, de posse do número, chama então o assinante. Quando este atende, a CCC designa um canal de conversação para a ERB. Em seguida, o telefone celular recebe da ERB o número do canal que usará para a conversação, passando a operar nesse canal. O assinante chamador ouvirá o sinal de chamada e quando o telefone do assinante chamado atender, a chamada será completada.

Sinalização pelo Canal de Voz

Os canais de voz transmitem, além da voz, outras informações entre a ERB e o TC. Esses sinais são chamados de sinalização, existindo a sinalização analógica e a digital.

A sinalização analógica é de dois tipos: o SAT (tom de áudio de supervisão) e o ST (tom de sinalização). O SAT é constituído por um dentre três tons diferentes: 5970, 6000 e 6030 Hz. No sistema AMPS é atribuído um tom específico para cada canal de voz. A finalidade do SAT é permitir o controle da continuidade do radioenlace. Para isso, a ERB sobrepõe o SAT ao sinal de voz. O TC recebe o sinal de voz, recupera o SAT e o retransmite para a ERB. A ERB recebe o sinal de voz, separa o SAT e verifica sua integridade. Caso o SAT desapareça por algum tempo, o assinante é desligado. O SAT é um tom contínuo.

O ST é um tom de 10 kHz enviado pelo TC para a ERB, indicando, por exemplo, que está desligando. É um tom intermitente.

A sinalização digital é feita, durante a conversação, utilizando o próprio canal de voz. Para isso, é cortada momentaneamente a conversação para permitir a transmissão de sinais digitais, na taxa de 10 kbps. A sinalização digital é usada, por exemplo, pela ERB para:

a) enviar mensagem de controle da potência de transmissão do TC e
b) ordenar a troca de freqüência do TC, durante o processo de handoff.

O TC usa sinalização digital no canal reverso tanto para confirmar o recebimento dos comandos enviados pela ERB quanto para ativar funções como conferência a três, onde três assinantes diferentes podem conversar entre si.

TDMA

O TDMA (Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo) é uma evolução do sistema de telefonia celular analógico, apresentando como principal vantagem o aumento de 300% no número de canais disponíveis, refletindo em uma melhor qualidade de serviço.

No TDMA, uma única portadora de radiofreqüência é modulada digitalmente por três sinais de voz contendo informações de voz codificada, como mostrado na Figura 16.14.

Um quadro TDMA dura 40 ms e possui seis intervalos de tempo. Para cada canal de voz são destinados dois intervalos de tempo, não vizinhos. Essa separação em dois intervalos tem por objetivo melhorar a qualidade da comunicação, porque mesmo que o sinal transmitido em um dos intervalos seja prejudicado, provavelmente o mesmo não ocorrerá no outro intervalo. Outra vantagem desse esquema é permitir, no futuro, aumentar para seis o número de canais de voz transmitidos em uma única portadora.

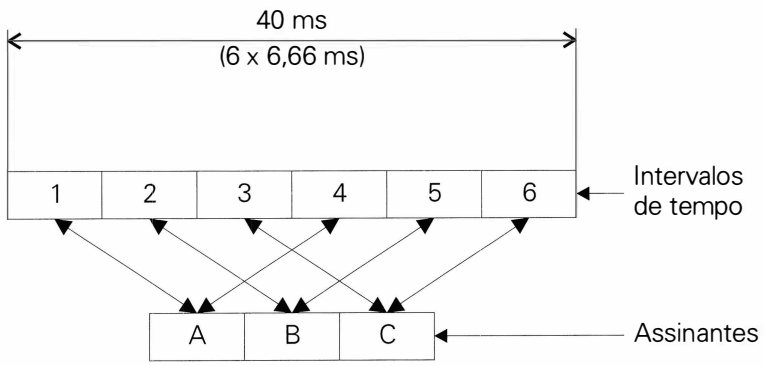


Figura 16.14 Quadro de tempo do TDMA.

Formação do Quadro TDMA

O quadro TDMA é obtido por meio de um multiplex por divisão de tempo que recebe o sinal digitalizado, conforme mostrado na Figura 16.15.

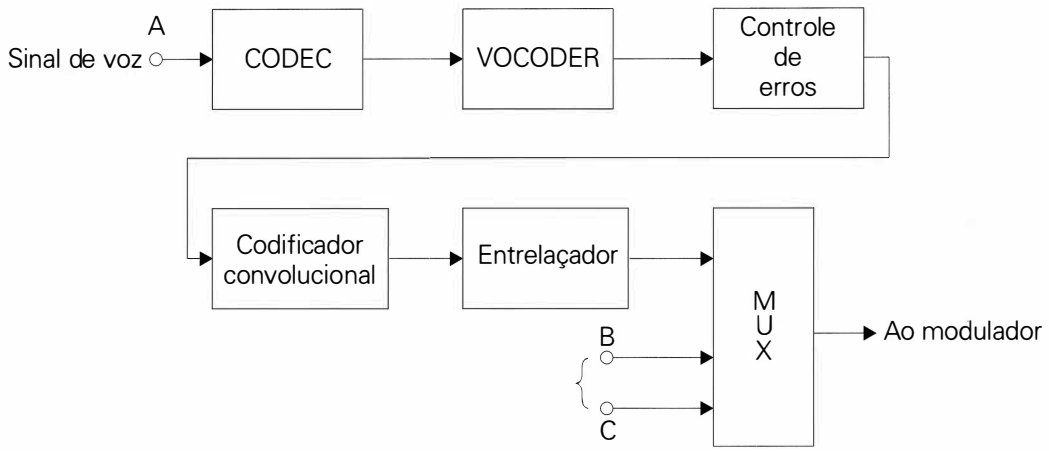


Figura 16.15 Obtenção do sinal TDMA.

O CODEC gera a voz digitalizada na velocidade de 64 kbps, a partir do sinal de voz analógico aplicado na sua entrada.

O vocoder reduz a quantidade de bits necessários para a transmissão, com boa qualidade de voz. A velocidade cai, na saída do vocoder, para 7,95 kbps. O controle de erros introduz bits extras no sinal proveniente do vocoder, que permitem a detecção dos erros de transmissão. O codificador convolucional adiciona outros bits extras ao sinal, com o objetivo de permitir a correção direta de erros de transmissão. O entrelaçador separa os bits do sinal, transmitindo-os em intervalos diferentes de tempo. Dessa maneira, no caso de distúrbios na transmissão, apenas alguns bits serão afetados. O multiplex envia para o modulador os sinais digitais A, B e C, provenientes de três fontes diferentes, na seqüência mostrada na Figura 16.15.

Canais TDMA. O TDMA dispõe de dois tipos básicos de canais: canais de tráfego digitais e canais de controle digitais. Os canais de tráfego digitais são utilizados para a transmissão dos sinais de voz entre a ERB e o telefone celular (canal de tráfego digital direto) e entre o telefone celular e a ERB (canal de tráfego digital reverso). Os canais de controle digitais também atuam no sentido direto e reverso.

Canal de Tráfego Digital Direto

O canal de tráfego digital direto (DTC-D) transmite o sinal de voz da ERB para o telefone celular, possuindo a estrutura mostrada na Figura 16.16.

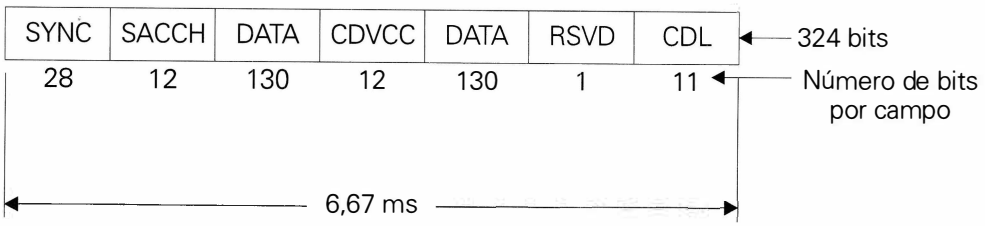


Figura 16.16 Canal de tráfego digital direto (DTC-D).

A finalidade de cada campo do canal de tráfego direto é mostrada a seguir.

SYNC Bits usados para a sincronização do receptor. Duração de 576,1 μs.

SACCH Bits de controle usados para a transmissão da sinalização associada lenta. Duração de 246,9μs.

DATA Bits de voz codificada, transmitidos da ERB para o telefone celular. Duração de 2,675 ms.

CDVCC Bits do código de verificação. Permite que o telefone celular mantenha-se conectado à ERB. Esse código é retransmitido pelo telefone celular de volta à ERB. Duração de 246,9 μs.

RSVD Bit reservado para uso futuro. Duração de 20,58 μs.

CDL Bits do código do canal de controle. Facilita, para o telefone celular, a localização de um canal de controle após o final da conversação. Duração de 226,3 μs.

Canal de Tráfego Digital Reverso

O canal de tráfego digital reverso (DTC-R) transmite o sinal de voz do telefone celular para a ERB. Sua estrutura é mostrada na Figura 16.17.

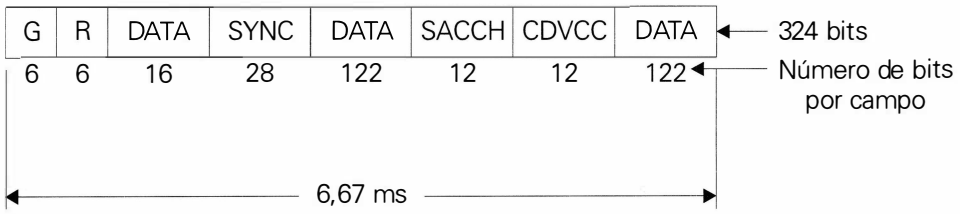


Figura 16.17 Canal de tráfego digital reverso (DTC-R).

A função de cada campo do canal de tráfego reverso é descrita a seguir.

G Bits de guarda. Usados para compensar o tempo de propagação, impedindo a perda de bits de dados. Duração de 123,5 μs.

R Bits de rampa. A potência do transmissor aumenta de forma suave durante os bits de rampa, evitando a geração de interferências. Duração de 123,5 μs.

DATA Bits de voz codificada. São divididos em 3 campos, de 16, 122 e 122 bits. A separação ajuda a prevenir a perda total das informações de voz, no caso de distúrbios no sinal. Duração de 392,2 μs, 2,51 ms e 2,51 ms, com intervalos de 576,1 e 493,8 μs.

SACCH Bits de controle usados para transmissão de sinalização associada lenta. Duração de 246,9 μs.

CDVCC Bits do código de verificação, retransmitido de volta para a ERB pelo telefone celular. Duração de 246,9 μs.

Compatibilidade TDMA – AMPS

Além dos canais de voz digital, o TDMA dispõe dos canais de voz analógicos, padrão AMPS, o que garante a compatibilidade do telefone celular TDMA com sistemas analógicos. Essa compatibilidade é ainda facilitada pelo fato de o sistema TDMA ocupar os mesmos canais de RF do sistema AMPS, mantendo inclusive a mesma separação de canais, de 30 kHz, do sistema analógico.

Formato de Comunicação TDMA

As comunicações entre a ERB e o telefone móvel se processam por meio de salvas, em que os sentidos de transmissão se alteram. Durante certo tempo, transmite a ERB, depois transmite o telefone celular. Antes de chegar nova transmissão da ERB, o telefone celular executa medições de sinais, buscando sinais alternativos para o handoff. Veja a Figura 16.18.

Uma vantagem do sistema TDMA sobre o AMPS é o handoff auxiliado pelo móvel. Com esse objetivo, o telefone celular verifica a intensidade do sinal recebido (RSSI) e a taxa de erro de bit do sinal recebido (BER), transmitindo para a ERB o resultado das medições. A intensidade do sinal recebido é transmitida com 5 bits de resolução, na faixa de –51 dBm (11111) a –113 dBm (00000), em passos de 2 dBm.

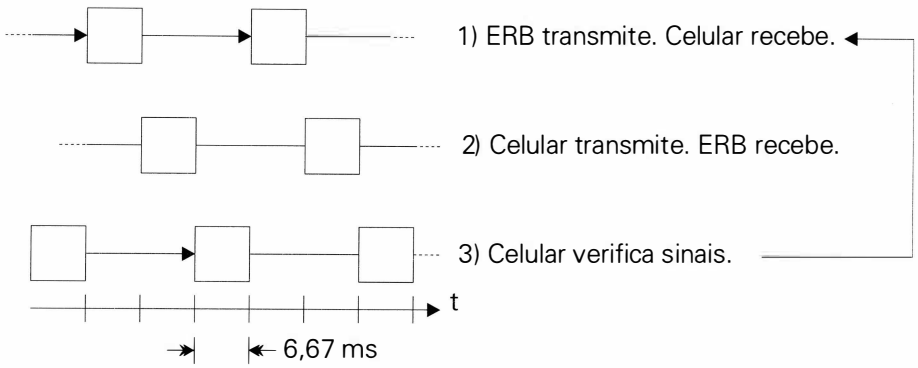


Figura 16.18 Seqüência de comunicação no sistema TDMA.

A taxa de erro (BER) é indicada por 3 bits, onde o valor 000 indica taxa de erro menor que $100 \cdot 10^{-6}$ e 111 indica mais que 8% de bits recebidos com erro. A partir dessas informações, a CCC poderá designar uma nova ERB para se comunicar com o telefone celular.

Vocoder

Na transmissão, é o dispositivo responsável pela geração de um sinal de 7,95 kbps, a partir do sinal de voz codificada aplicado em sua entrada, de 64 kbps. Na recepção, o vocoder gera o sinal de 7,95 kbps. Os 7950 bps são transmitidos em salvas de 159 bits, 50 vezes por segundo.

O vocoder utilizado no TDMA é o VSELP (Vector-Sum Excited Linear Prediction). É um vocoder do tipo híbrido, ou seja, ao mesmo tempo, utiliza técnicas de forma de onda para processar os sons de baixa freqüência, e técnicas de excitação sonora para processar os sons de alta freqüência. O VSELP possui uma qualidade de voz comparável com a do sistema analógico.

Um vocoder é basicamente um sintetizador e um analisador de voz. O analisador extrai parâmetros da voz a partir das amostras de voz codificada aplicadas em sua entrada. Esses parâmetros são aplicados ao sintetizador que procura reproduzir a voz, a voz sintetizada é comparada com a original e a diferença entre elas é obtida, sendo gerados bits de correção. O vocoder então transmite os bits de correção, juntamente com os parâmetros. Na recepção, um vocoder semelhante sintetiza o sinal de voz a partir das informações recebidas.

Controle de erros. Com o objetivo de manter elevada a qualidade da comunicação, mesmo considerando a deterioração causada ao sinal pelo meio de transmissão, são necessários mecanismos eficientes de controle de erro.

O controle dos erros de transmissão digital possui três etapas, no sistema TDMA:

1) O uso de medidas preventivas para permitir a detecção de erros e a sua correção. Essas medidas são tomadas na transmissão do sinal;
2) A detecção dos erros de transmissão;
3) A correção dos erros de transmissão.

A detecção e a correção dos erros de transmissão são executadas na recepção.

Medidas preventivas contra erros de transmissão. A prevenção contra erros de transmissão submete os bits de dados fornecidos pelo vocoder às seguintes técnicas:

1) O teste de redundância cíclica (CRC), que produz 5 bits extras, utilizados no receptor para identificar erros de transmissão;
2) A codificação convolucional, que introduz um bit extra para cada bit de dado. O valor do bit extra é calculado em função dos últimos bits transmitidos. Os bits extras, gerados pelo codificador convolucional, permitem a correção dos erros de transmissão;
3) O entrelaçamento dos bits do sinal transmitido, que passam a ser transmitidos em dois intervalos de tempo diferentes. Assim, caso ocorra a perda do sinal em um dos intervalos de tempo, apenas metade dos bits serão perdidos.

A utilização das técnicas de controle de erros mais que duplica a quantidade de bits. Por esse motivo, dos 159 bits provenientes do vocoder, somente 77 são selecionados para o controle de erros, por causarem maior impacto na qualidade da voz. Sobre 12 dos 77 bits é calculado o CRC, sendo gerados sete bits no processo. A esses, são adicionados cinco outros bits, com o objetivo de tornar a decodificação de cada intervalo de tempo independente da anterior, totalizando 89 bits. Sobre eles é executada a codificação convolucional, resultando em 178 bits. A eles são adicionados os 82 bits que restaram dos 159 fornecidos pelo vocoder, perfazendo o total de 260 bits transmitidos a cada intervalo de tempo.

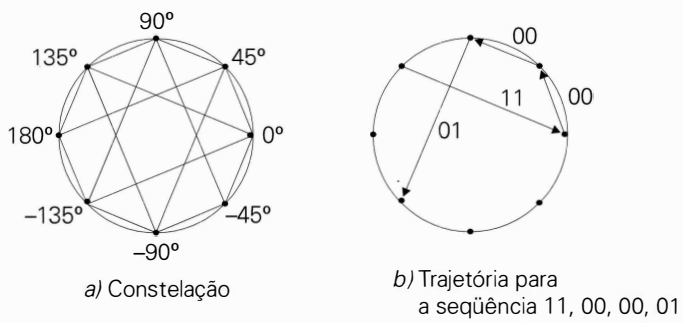
Finalmente, antes de sofrer o processo de entrelaçamento, os 260 bits são criptografados, com a finalidade de impedir que as informações sejam indevidamente interceptadas.

Processando o controle de erros. Na recepção, os dados recebidos passam por um decodificador convolucional, onde são corrigidos a maior parte dos erros de transmissão. Em seguida, é feito o teste de redundância cíclica, para verificar se algum erro ainda persiste. Se não há erro, o sinal é aplicado ao vocoder de recepção, que se encarrega de utilizar os dados recebidos para gerar 20 ms de voz. Caso seja encontrado erro no sinal recebido, o vocoder então sintetiza 20 ms de voz, a partir dos parâmetros anteriormente recebidos. Caso os erros persistam por mais de 100 ms, o vocoder corta o sinal sonoro e é feita uma mensagem para o sistema providenciar o handoff imediato, devido à elevada quantidade de erros.

Modulação π/4DQPSK. O sistema TDMA usa uma variação do sinal PSK para a transmissão das informações digitais entre a ERB e o telefone celular. A modulação π/4DQPSK (π/4 Differential Quadrature Phase Shift Keying) utiliza uma constelação de oito pontos, sendo transmitidos dois bits de cada vez (e não três, como se poderia pensar). Os dois bits indicam a mudança de fase do sinal gerado, conforme a tabela:

DADO	DESLOCAMENTO DE FASE
00	π/4 (+45º)
01	3π/4 (+135º)
10	– π/4 (–45º)
11	–3π/4 (–135º)

O primeiro bit da dupla de bits indica se a mudança de fase é positiva (bit 0) ou negativa (bit 1). O segundo bit indica o tamanho do deslocamento de fase: ±45° (bit 0) ou ±135° (bit 1), como mostra a Figura 16.19.



a) Constelação

b) Trajetória para a seqüência 11, 00, 00, 01

Figura 16.19 Sinal π/4DQPSK.

A vantagem da modulação π/4DQPSK é produzir menor largura de faixa e menor variação de amplitude durante os saltos de fase, quando comparada com a modulação 8PSK.

A velocidade de transmissão do sistema TDMA é de 48,6 kbps, com uma velocidade de modulação de 24,3 kbaud, ocupando uma largura de faixa de 30 kHz.

CDMA

O Acesso Múltiplo por Divisão de Código, CDMA, utiliza princípios totalmente diferentes dos utilizados na comunicação via rádio convencional. Enquanto o rádio convencional procura confinar toda energia irradiada em uma estreita faixa de freqüência, o CDMA usa o espalhamento espectral (spread spectrum).

Espalhamento Espectral. O espalhamento espectral é uma técnica de transmissão surgida com o objetivo de dificultar a escuta indevida das mensagens transmitidas via rádio e torná-las mais resistentes às interferências propositais (jamming). Essa técnica vem sendo utilizada para fins militares desde o fim da Segunda Guerra Mundial.

O espalhamento espectral pode ser obtido de duas maneiras: pelo salto de freqüência, que pode ser lento ou rápido, ou pela seqüência direta.

Salto de Freqüência. No espalhamento espectral por salto de freqüência, FHSS (Frequency Hop Spread Spectrum), a freqüência do transmissor e do receptor são alteradas seguindo uma seqüência predeterminada e somente do conhecimento de ambos. Dessa maneira, torna-se praticamente impossível receber o sinal, a menos que se conheça o modo como as freqüências são alteradas e por quanto tempo. Torna-se igualmente difícil tentar interferir no sinal, pelo mesmo motivo.

Quando se usa modulação analógica, o salto de freqüência pode ser rápido, se a freqüência da transmissão é alterada centenas de vezes por segundo, ou lento, se a freqüência da transmissão é alternada apenas algumas vezes por segundo. Quando se usa modulação digital, o espalhamento rápido ocorre se a freqüência é alterada diversas vezes, durante o tempo necessário para a transmissão de um símbolo do sinal modulante digital; já o espalhamento lento ocorre se diversos bits do sinal modulante forem transmitidos em cada salto de freqüência.

A Figura 16.20 mostra a estrutura básica de um sistema de comunicação via rádio usando espalhamento espectral por salto de freqüência. O modulador incorpora o sinal modulante ao sinal de freqüência intermediária (FI). O sinal modulado de FI é aplicado à entrada do transmissor, junto com o sinal de batimento produzido pelo sintetizador de freqüência. A saída do transmissor (TX) é igual à soma da freqüência intermediária com a freqüência gerada pelo sintetizador. A freqüência do sintetizador é governada por um gerador pseudo-aleatório que determina o valor de cada freqüência e a seqüência em que aparecerão. A seqüência de freqüência é periodicamente repetida.

Na recepção, o sinal captado pela antena é convertido para a freqüência intermediária, com o auxílio do sinal de batimento, gerado pelo sintetizador de freqüência de recepção. Da mesma forma que no transmissor, a freqüência do sintetizador de recepção é governada por um gerador pseudo-aleatório. Para que a recepção se processe corretamente, é necessário que os geradores pseudo-aleatórios de transmissão e recepção produzam a mesma seqüência de controle para os respectivos sintetizadores. A seqüência pseudo-aleatória produzida é programada pela palavra de código aplicada em cada gera-

dor. Para a recepção ser possível, é essencial que transmissor e receptor utilizem o mesmo código. Isso garante também o sigilo das comunicações.

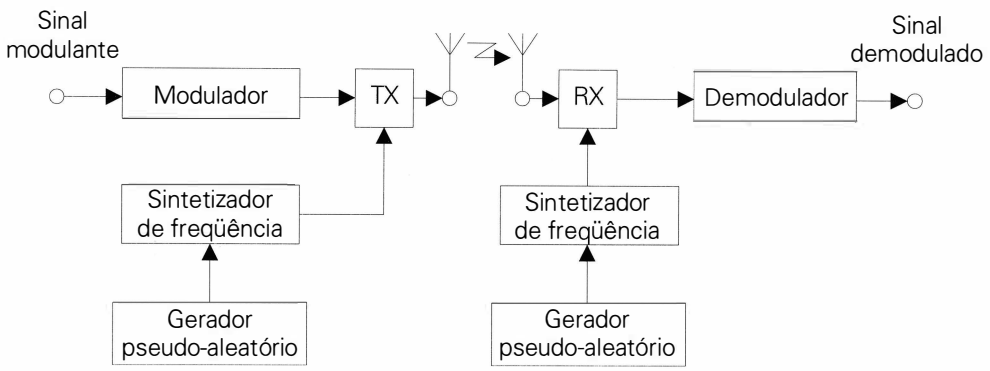


Figura 16.20 Estrutura básica de um sistema de espalhamento espectral por salto de freqüência.

Ganho do sistema. Embora a técnica de espalhamento espectral tenha surgido com o objetivo de aumentar o sigilo das transmissões e torná-las mais resistentes às tentativas de interferência, descobriu-se que essa técnica torna as transmissões também mais resistentes a ruídos e desvanecimentos. Isso ocorre porque o ruído de cada trecho do espectro usado durante os saltos é diferente em fase e amplitude. Quando são somados, os diversos trechos não resultam em uma amplitude total de ruído igual à somatória das tensões individuais, e sim em um valor menor, igual ao valor médio quadrático, ou valor eficaz, do ruído nos diversos trechos.

Par exemplificar, se em uma transmissão convencional de rádio o sinal possuir uma intensidade de 10 mV, e o ruído, uma intensidade de 1mV, a relação sinal/ruído será igual a 10, ou seja, 20 dB. Porém, se na técnica de espalhamento espectral forem efetuados, por exemplo, dez saltos de freqüência por unidade de tempo, o receptor irá recuperar os mesmos 10 mV de sinal, uma vez que ele acompanha o transmissor em cada salto, reconstituindo integralmente o sinal transmitido.

O ruído total recebido será a somatória do ruído produzido em cada trecho do espectro. A forma como o ruído em cada trecho do espectro contribui para o ruído total está relacionada diretamente à duração de cada salto de freqüência. Para dez saltos de freqüência, cada trecho do espectro irá contribuir com 10% do ruído total, ou 100 μV. O valor eficaz de dez amostras de 100 μV de ruído é igual a 316 μV. A relação sinal/ruído aumenta, então, para 10/0,316, ou 30 dB. Essa melhoria de 10 dB é chamada de ganho do sistema, sendo calculada, genericamente, pela seguinte equação:

$$GS = 20\log\frac{BW(RF)}{BW(sinal)} \qquad \text{Equação 1}$$

A largura de faixa de RF, BW (RF), no caso de modulação analógica, é igual ao número de saltos multiplicado pela largura de faixa do sinal. Dessa maneira, o ganho do sistema é dado por:

$$GS = 20\log N \qquad \text{Equação 2}$$

onde N é o número de saltos.

CDMA. Com o uso da técnica de espalhamento espectral, descobriu-se que era perfeitamente possível compartilhar simultaneamente um determinado espectro de freqüência entre vários transmissores, ao mesmo tempo. Isso pode ser compreendido se observarmos que cada freqüência é usada apenas por uma fração de tempo. Se usarmos um espectro com largura igual a, por exemplo, cem vezes a largura de faixa ocupada pelo sinal modulado, então cada trecho do espectro estará sendo ocupado por apenas 1% do tempo. Assim, surgiu a idéia de se utilizar o tempo livre em cada trecho para a transmissão de outras informações. Para isso, basta que o código utilizado em cada transmissão seja diferente, de maneira a impedir a ocorrência de duas ou mais transmissões simultâneas no mesmo trecho do espectro, para evitar interferência. Na prática, é aceitável que eventualmente ocorram transmissões simultâneas em uma mesma freqüência. O importante é que duas transmissões quaisquer compartilhem pelo menor tempo possível cada trecho do espectro, para evitar interferências mútuas. Para isso, os códigos utilizados para o espalhamento espectral devem ser ortogonais. Códigos ortogonais são aqueles que evitam o encontro dos sinais, sendo usados para permitir que várias transmissões simultâneas compartilhem o mesmo espectro. Os códigos mostrados a seguir são ortogonais.

A: 1, 5, 2, 4, 3

B: 3, 2, 5, 1, 4

C: 5, 3, 4, 2, 1

Outra característica importante é que dois códigos diferentes não devem possuir subseqüência iguais, pois tais, como por exemplo 43512 e 35124 , poderão ser recebidos pelo mesmo receptor.

Espalhamento Espectral por Seqüência Direta – DSSS. O uso de sinais modulantes digitais tornou possível a simplificação da técnica de espalhamento espectral, uma vez que os sintetizadores de freqüência, usados para essa finalidade, não eram mais necessários. Isso acontece porque na técnica de espalhamento espectral por freqüência direta o sinal modulante digital é multiplicado diretamente pelos bits fornecidos pelo gerador pseudo-aleotório, como mostrado na Figura 16.21.

O sinal de dados possui uma freqüência de f_b (bps), e a freqüência do sinal fornecido pelo gerador pseudo-aleatório é igual a $f_c = Nf_b$ (bps), sendo N um número inteiro. Tanto o sinal de dados quanto o sinal do gerador pseudo-aleatório são aplicados a uma porta lógica ou-exclusivo, que executa o produto dos sinais. Na saída da porta teremos um sinal digital de freqüência igual a f_c, como mostrado na Figura 16.22.

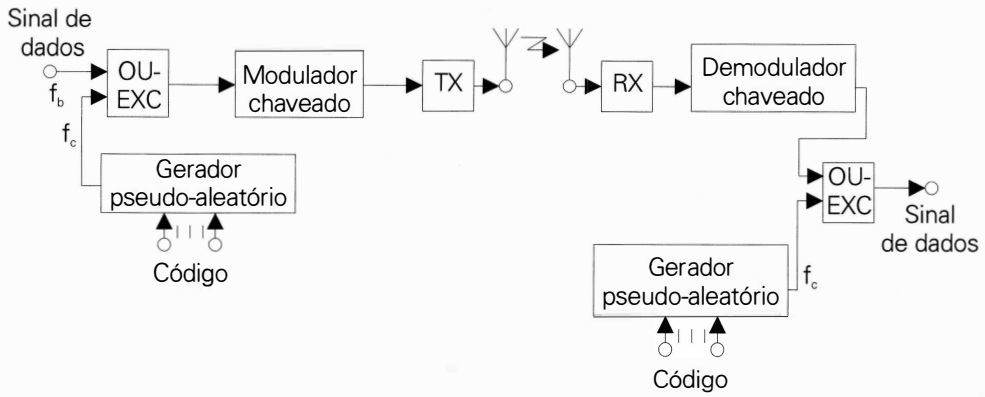


Figura 16.21 Espalhamento espectral por seqüência direta.

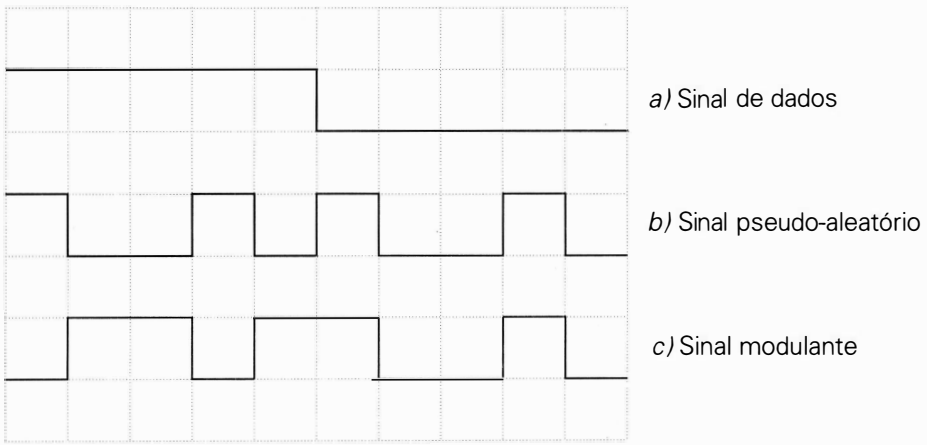


Figura 16.22 Multiplicação do sinal de dado pelo sinal pseudo-aleatório.

O subscrito de f_c significa f_{chip}, ou seja, a freqüência pela qual os bits de dados são quebrados em pedaços (chips).

O CDMA utiliza o espalhamento espectral por seqüência direta (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum). Por isso, pode utilizar uma alta freqüência de espalhamento.

Características do CDMA: O CDMA usado na telefonia celular apresenta características peculiares, se comparado com o AMPS e o TDMA:

a) Utiliza um espectro de transmissão de 1,25 MHz, equivalente a 31 canais AMPS ou TDMA;

b) Todas as ERBs do sistema CDMA operam na mesma faixa de freqüência. Isso significa que o fator de reuso, K, é unitário;

c) Durante a sua operação, o telefone celular está em contato com pelo menos duas ERBs;

d) A intensidade dos sinais recebidos pela ERB, provenientes dos telefones celulares, é sempre a mesma, ficando entre 10 e 20 dB acima do ruído. Isso exige o controle preciso da potência emitida pelos telefones celulares;

e) O sistema utiliza um codificador de voz de velocidade variável. Quando o nível do sinal de voz diminui, a velocidade de transmissão cai e o transmissor simplesmente pára de transmitir caso o nível de voz caia abaixo de um certo limite. Essa característica reduz em cerca de 50% a interferência interna do sistema.

O CDMA usa a diversidade como meio de melhorar a qualidade da comunicação:

1) Diversidade de tempo, por entrelaçamento dos símbolos transmitidos;

2) Diversidade de freqüência, já que o sinal é espalhamento por uma ampla faixa de freqüência;

3) Diversidade de caminho, porque o receptor CDMA consegue agregar os sinais recebidos por diferentes caminhos, melhorando a recepção em lugares difíceis;

4) Diversidade de célula, porque o aparelho de telefone celular CDMA consegue receber e transmitir por diversas ERBs (duas ou mais) ao mesmo tempo.

A sincronização das seqüências pseudo-aleatórias usadas no CDMA exige que as ERBs possuam um controle extremamente preciso de freqüência e tempo. Para isso é utilizado o Sistema de Posicionamento Global (GPS). Padrões de rubídio (com precisão de 10^{-10}) são usados para o caso de falta de sinal GPS. As unidades móveis são sincronizadas pelo sinal recebido das ERBs.

Abreviaturas utilizadas

AMPS: Advanced Mobile Phone Service (Serviço Avançado de Telefonia Móvel).
CCC: Central de Controle Celular.
CDMA: Code Division Multiple Access (Acesso Múltiplo por Divisão de Código).
DSSS: Direct Sequence Spread Spectrum (Espalhamento Espectral por Seqüência Direta).
ERB: Estações Radiobase.
FHSS: Frequency Hop Spread Spectrum (Espalhamento Espectral por Salto de Freqüência).
LNA: Low Noise Amplifier (Amplificador de Baixo Ruído).
RTPC: Rede de Telefonia Pública Comutada.
RSSI: Received Signal Strength Indicator (Indicador de Intensidade do Sinal Recebido).
SAT: Tom de Áudio de Supervisão.
SAW: Surface Acoustic Wave (Onda Acústica de Superfície).
ST: Tom de Sinalização.
TC: Telefone Celular.
TDMA: Time Division Multiple Access (Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo).
TF: Telefone Fixo.

Questionário

1) Qual a finalidade de um sistema de telefonia celular?
2) Qual o meio de transmissão usado entre uma ERB e um telefone celular?
3) Quais as vantagens do sistema celular?
4) Quais as vantagens do uso de baixa potência de transmissão?
5) O que é um agrupamento de células e qual a sua finalidade?
6) Qual o método usado para minimizar a interferência entre ERBs vizinhas?
7) O que acontece quando simplesmente se aumenta o número de usuários de um sistema celular?
8) O que é setorização e qual a vantagem que proporciona?
9) Quando se usa a divisão de células?
10) Qual a distância entre o pico de sinal e o mínimo de sinal, no meio urbano?
11) O que é interferência co-canal e qual a sua causa?
12) Como se pode reduzir a interferência co-canal?
13) Qual o objetivo do controle automático de potência e como ele opera?
14) O que é roaming?
15) Quais as principais características do sistema AMPS?
16) Quais os meios de transmissão utilizados entre as ERBs e entre ERBs e CCC?
17) Qual a finalidade dos canais de controle?
18) Quais os sinais enviados pelos canais de voz direto e reverso?
19) Quais os tipos de mensagens transmitidas pelos canais de controle?
20) Qual a finalidade do transceptor do telefone celular?
21) Qual a finalidade da unidade de controle presente no telefone celular?
22) Quais os fatores que influenciam na duração da carga da bateria de um telefone celular?
23) O que acontece quando um celular em operação se afasta continuamente em uma mesma direção?
24) Quais as características do sistema TDMA e suas vantagens em relação ao AMPS?
25) Por que o sinal do assinante é enviado em instantes separados no quadro TDMA?
26) Qual a finalidade do vocoder?
27) Quais os tipos básicos de canais do TDMA?
28) Qual a finalidade dos canais de tráfego?
29) O que é o handoff auxiliado por móvel?
30) Qual o tipo de vocador utilizado no TDMA?
31) Quais as medidas preventivas contra erros de transmissão?
32) Qual a vantagem da modulação p/4DQPSK?
33) Qual o princípio usado no sistema CDMA que o distingue dos outros?
34) Qual era a finalidade inicial do espalhamento espectral?
35) Quais os tipos de espalhamento espectral existentes?
36) Qual a diferença entre o salto de freqüência rápido e o lento?
37) O que é ganho do sistema?

38) Como se evita uma interferência forte entre sinais que compartilham o mesmo espectro?
39) Qual a utilidade dos códigos ortogonais?
40) Como o CDMA utiliza a diversidade para a melhoria da qualidade da comunicação?

Problemas Propostos

1) Desenhe a estrutura básica de um sistema celular.
2) Cite os componentes essenciais de um sistema de telefonia celular.
3) Descreva a propagação do sinal de rádio no meio urbano.
4) Desenhe um gráfico ilustrando a variação da intensidade do sinal de rádio no meio urbano.
5) Descreva o mecanismo de handoff.
6) Faça um quadro comparativo entre os diversos sistemas celulares.
7) Desenhe a estrutura de canais de um sistema celular.
8) Descreva a estrutura de uma estação radiobase.
9) Desenhe a estrutura de uma estação radiobase.
10) Desenhe a estrutura básica de um telefone celular.
11) Descreva o funcionamento do transmissor do telefone celular.
12) Descreva o funcionamento do receptor usado no telefone celular.
13) Descreva uma chamada de fixo para móvel.
14) Descreva uma chamada de móvel para fixo.
15) Descreva a sinalização por canal de voz.
16) Descreva o SAT, sua finalidade e características.
17) Descreva o ST, sua finalidade e características.
18) Desenhe a estrutura de quadro TDMA.
19) Descreva como é gerado o sinal TDMA.
20) Descreva a finalidade dos campos usados nos canais de tráfego.
21) Descreva o formato da comunicação TDMA.
22) Descreva o controle de erros utilizado no TDMA.
23) Descreva a modulação utilizada no TDMA.
24) Descreva o espalhamento espectral.
25) Descreva o espalhamento espectral por salto de freqüência.
26) Desenhe a estrutura básica de um sistema de espalhamento.
27) Desenhe a estrutura de um sistema de espalhamento espectral por seqüência direta.
28) Cite os procedimentos usados para se aumentar o número de usuários do sistema celular.
29) Explique como é possível compartilhar o mesmo espectro por vários sinais.
30) Cite as características do sistema CDMA.

Capítulo 17

Comunicação via Satélite

Os satélites de comunicações são utilizados como meio de comunicação a longa distância, permitindo a transmissão nacional e internacional de voz, dados e imagens. O sistema atual de comunicação via satélite teve início na década de 60. O primeiro satélite de comunicação realmente operacional foi o Intelsat I, lançado em 1965.

Satélites Geoestacionários

Caracterizam-se por manterem uma posição fixa acima da Linha do Equador. Para tal, o período orbital do satélite deve coincidir com o período de rotação da Terra, de 23h57min. Esse objetivo é atingido colocando-se o satélite em uma órbita circular a 36000 km de altitude, sobre a Linha do Equador, como mostrado na Figura 17.1.

Um satélite de comunicações atua como uma estação repetidora da órbita da Terra. Devido à sua enorme altitude, o satélite de comunicações consegue estabelecer contato entre pontos localizados a milhares de quilômetros de distância sobre a superfície terrestre. Para se comunicar com o satélite são necessárias pelo menos duas estações terrenas, que atuam como estações terminais de rádio, como mostrado na Figura 17.1.

Tanto as estações terrenas quanto os satélites de comunicações são dotados de transceptores de rádio, equipamentos de força e antenas. Para superar a enorme atenuação causada pela distância e pela freqüência elevadas, são necessárias medidas especiais, como o uso de antenas de alto ganho, alta potência de transmissão, amplificadores de baixo ruído e o uso de técnicas especiais de modulação, mais resistentes ao ruído.

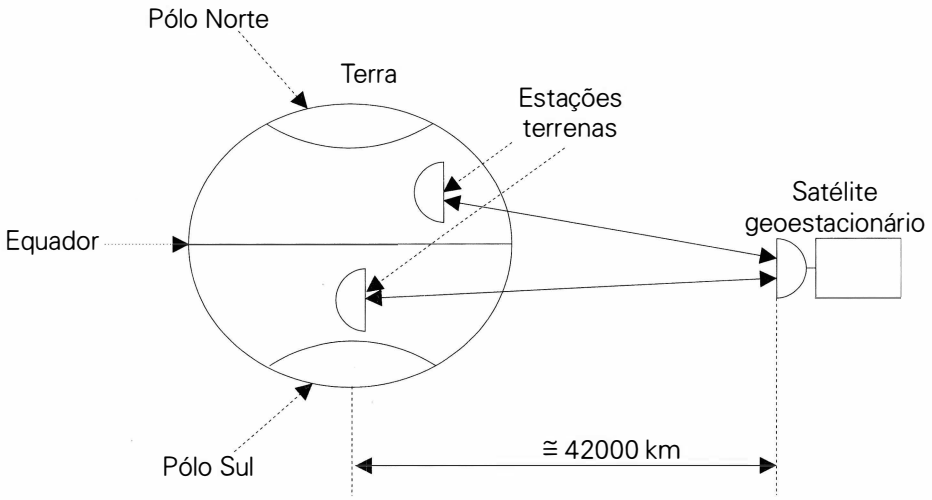


Figura 17.1 Estrutura básica de um sistema de comunicação via satélite.

Transponders

Os satélites geoestacionários de comunicações são projetados para funcionar durante muitos anos. Nesse intervalo de tempo, o satélite deve permanecer operacional, atendendo às mudanças causadas pelo avanço tecnológico. Assim, os satélites são projetados para operar como transponders, aceitando sinais modulados em fase, freqüência e mesmo as modulações chaveadas (ASK, FSK, QAM). Com esse objetivo, os circuitos do satélite são divididos em canais, sendo que cada canal pode ser acessado da Terra por um desses métodos: FDMA, TDMA ou SCPC. Cada transponder possui a estrutura mostrada na Figura 17.2.

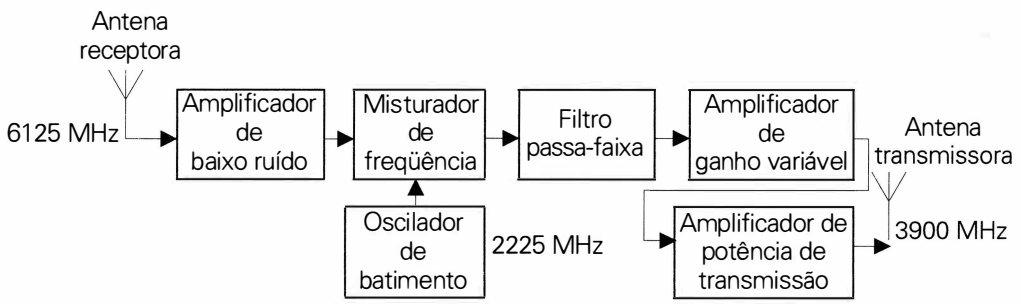


Figura 17.2 Estrutura básica de um transponder.

Um transponder é composto por um amplificador de baixo ruído, um filtro passa-faixa, osciladores de batimento e um amplificador de ganho variável. O sinal vindo do amplificador de baixo ruído é convertido para uma freqüência mais baixa, dentro da faixa de freqüência do sinal de descida. Essa operação é realizada pelo misturador de freqüência, com o auxílio do oscilador de batimento a ele acoplado. O sinal de saída do conversor subtrativo é filtrado pelo filtro passa-faixa de canal colocado na saída do misturador, sendo nesse ponto eliminados os sinais dos outros canais de transponders de freqüência próxima. O sinal filtrado é aplicado ao amplificador de ganho variável, cuja saída é constantemente monitorada pelo circuito de controle automático de nível (CAN), que regula a quantidade de amplificação proporcionada em função do nível do sinal monitorado na saída do amplificador. Se o nível do sinal estiver abaixo do valor de referência, é aumentada a amplificação; caso contrário, ela é reduzida. O circuito de controle automático de nível torna disponível uma tensão de saída proporcional à intensidade do sinal processado. Essa tensão é utilizada para informar à estação controladora terrena a condição operacional daquele transponder específico. Em função do valor dessa tensão, a estação poderá tomar medidas corretivas, como ordenar o aumento ou redução da potência dos sinais enviados da Terra para o satélite, na freqüência do transponder afetado.

Depois de amplificado e regulado o nível, o sinal é aplicado ao amplificador de potência de transmissão. Esse amplificador é normalmente uma TWT (válvula de ondas progressivas), capaz de proporcionar uma potência de saída superior a 10 W, durante toda a vida útil do satélite. A TWT consiste de um canhão eletrônico que projeta um feixe estreito de elétrons ao longo do eixo de um solenóide por onde viaja a onda eletromagnética contendo o sinal a ser amplificado. A interação entre a onda eletromagnética e o feixe de elétrons faz com que parte da energia cinética desses elétrons seja transferida para onda, resultando daí o mecanismo amplificador.

Freqüência de Operação

Os satélites de comunicações usam as faixas C (4 a 8 GHz), X (12,5 a 18 GHz) e Ku (12,5 a 18 GHz). A faixa Ku permite a TV por assinatura via satélite, com antenas receptoras de apenas 50 cm; a faixa X é de uso militar e a faixa C é a mais utilizada nas transmissões telefônicas interurbanas e internacionais, bem como na transmissão de TV.

Capacidade dos Satélites

O Brasil é servido por seus próprios satélites Brasilsat e por satélites Intelsat. Os satélites operam na faixa C, entre 4 e 6 GHz. A transmissão da Terra para o satélite é feita entre 5925 e 6425 MHz. A transmissão do satélite para a Terra é feita entre 3700 e 4200 MHz. Essas faixas de freqüências são subdivididas em 12 faixas, cada qual pertencendo a um transponder. Veja a Figura 17.3.

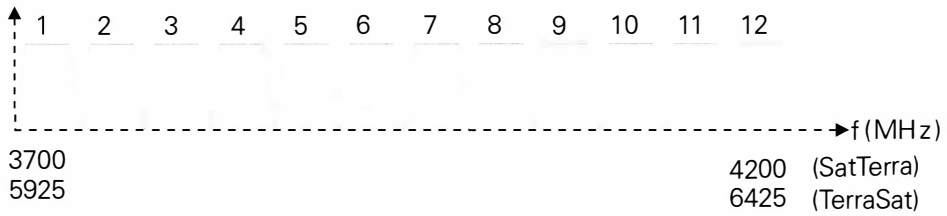


Figura 17.3 Canais de um satélite com as curvas de resposta de cada 1 dos 12 transponders.

Para aumentar a capacidade de canais dentro da mesma faixa de freqüência, os satélites utilizam dois sistemas de transmissão operando com polarização cruzada de antenas. Para isso, um dos sistemas utiliza a polarização vertical e o outro, a polarização horizontal. Embora os sinais ocupem a mesma faixa de freqüências, as antenas conseguem separar os sinais, direcionando-os aos respectivos transponders. A polarização cruzada permite dobrar a capacidade de um sistema de comunicação por rádio. Os satélites geoestacionários utilizam a polarização cruzada para aumentar de 12 para 24 o número de transponders.

Múltiplo Acesso

O satélite de comunicação permite o acesso múltiplo, ou seja, várias estações terrestres podem manter comunicação simultânea com o satélite, transmitindo ou recebendo informações, como mostrado na Figura 17.4.

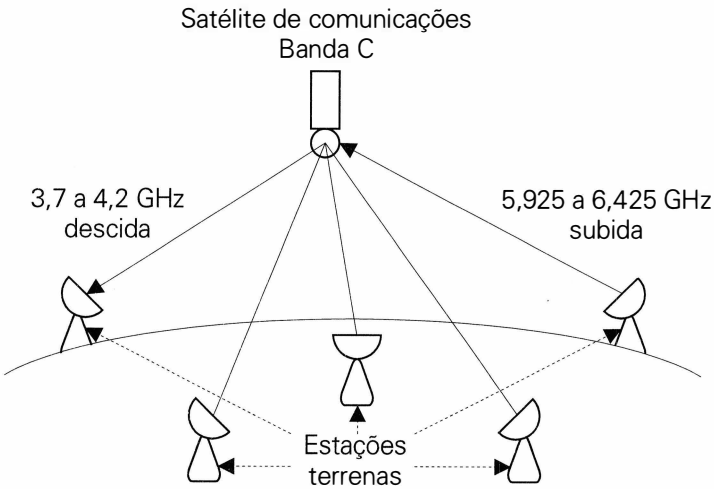


Figura 17.4 Múltiplo acesso: várias estações terrestres acessam simultaneamente o satélite de comunicações.

O acesso múltiplo exige um gerenciamento preciso por parte da empresa operadora do satélite, com o objetivo de evitar interferência mútua entre as diversas estações. O acesso do satélite é feito por FDMA, SCPC e TDMA – desses, o único que suporta sinais analógicos é o FDMA; os demais transmitem sinais digitais.

FDMA

No acesso FDMA (Acesso Múltiplo por Divisão de Freqüência), a faixa de freqüências de um transponder é subdividida em partições menores de tamanho variável em função do número de canais de voz transmitidos em cada partição. Os canais de voz, 1, devem ser multiplexados em freqüência, 2, aplicados em um modulador FM, 4, e em seguida convertidos para a freqüência do enlace de subida, 7, sendo transmitidos para o satélite, 8. Veja a Figura 17.5.

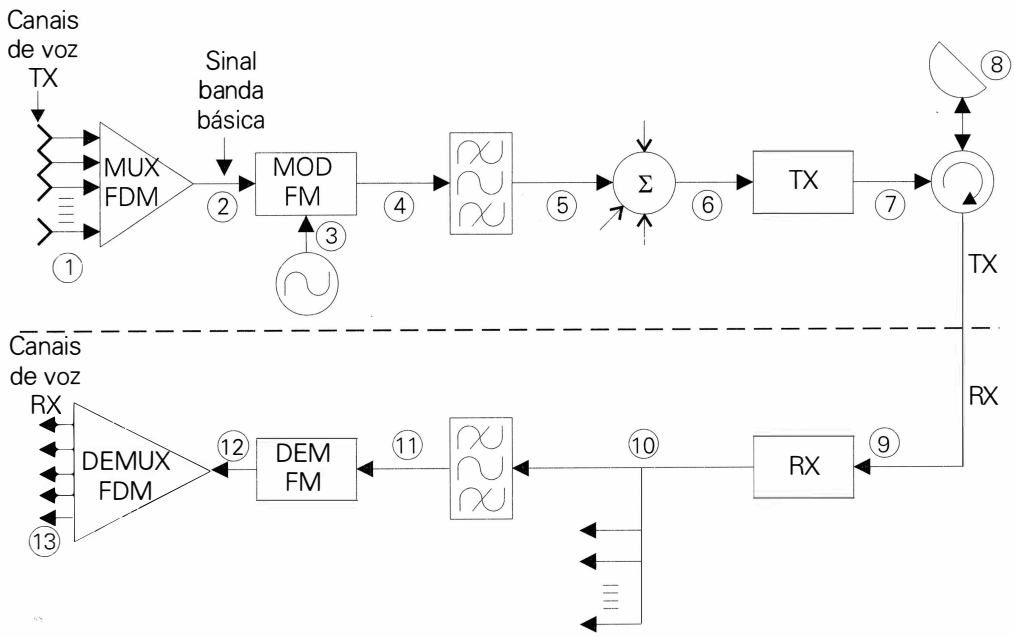


Figura 17.5 Estrutura de acesso FDMA.

No satélite, o sinal é recebido e convertido para a freqüência do enlace de descida e amplificado novamente pelo amplificador de potência de transmissão, para daí ser devolvido para a Terra. A estação terrena a que se destina o sinal seleciona a partição corres-

pondente ao transponder desejado e extrai o sinal FDMA, recuperando o sinal banda básica. Veja a Figura 17.6.

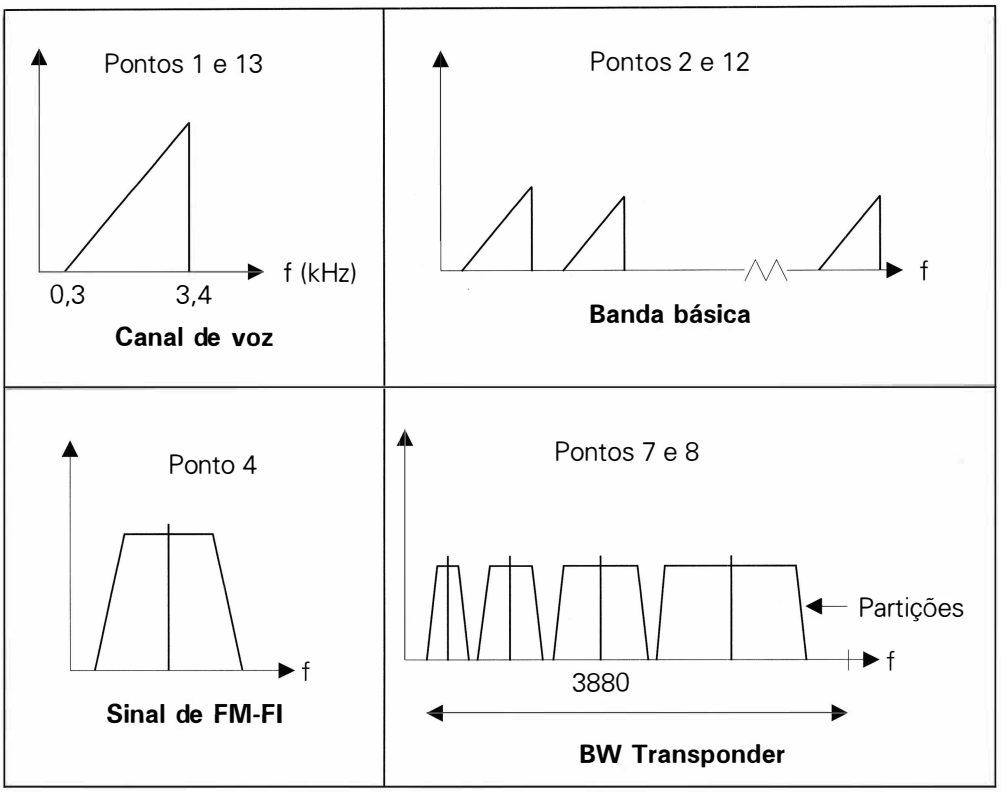


Figura 17.6 Espectro dos diversos pontos do transmissor.

O acesso FDMA aplica-se na transmissão de sinais telefônicos analógicos. São necessários dois sentidos de transmissão para permitir a comunicação duplex (simultânea em ambos os sentidos). Um ponto negativo do acesso FDMA é o baixo rendimento espectral, pois o número máximo de canais por transponder é inferior a 500.

SCPC

O SCPC (um único canal por portadora) destina-se à transmissão da voz digitalizada a 64 kbps (ou dados com velocidade de até 2048 kbps) na modalidade duplex. Até 800 canais de voz podem ser transmitidos dentro da faixa do transponder de 36 MHz, utilizando-se a

modulação QDPSK. Como a modulação QDPSK transmite 2 bits de cada vez, a taxa de modulação é de 32 kbaud. Cada canal pode ocupar, no máximo, 36 MHz / 800 = 45 kHz.

A Figura 17.7 mostra a estrutura utilizada para acessar um satélite de comunicação usando-se SCPC. O sinal digital é aplicado a um modem QDPSK, sendo gerado um sinal de amplitude constante e fase chaveada contendo uma constelação de 4 pontos. Esse sinal deve ocupar uma freqüência dentro da faixa de 52 a 88 MHz. O valor da freqüência exata é determinado pela operadora do serviço de satélite, sendo escolhido para coincidir com uma faixa de freqüência livre do transponder. Depois de obtido o sinal modulado, ele é transmitido para o satélite.

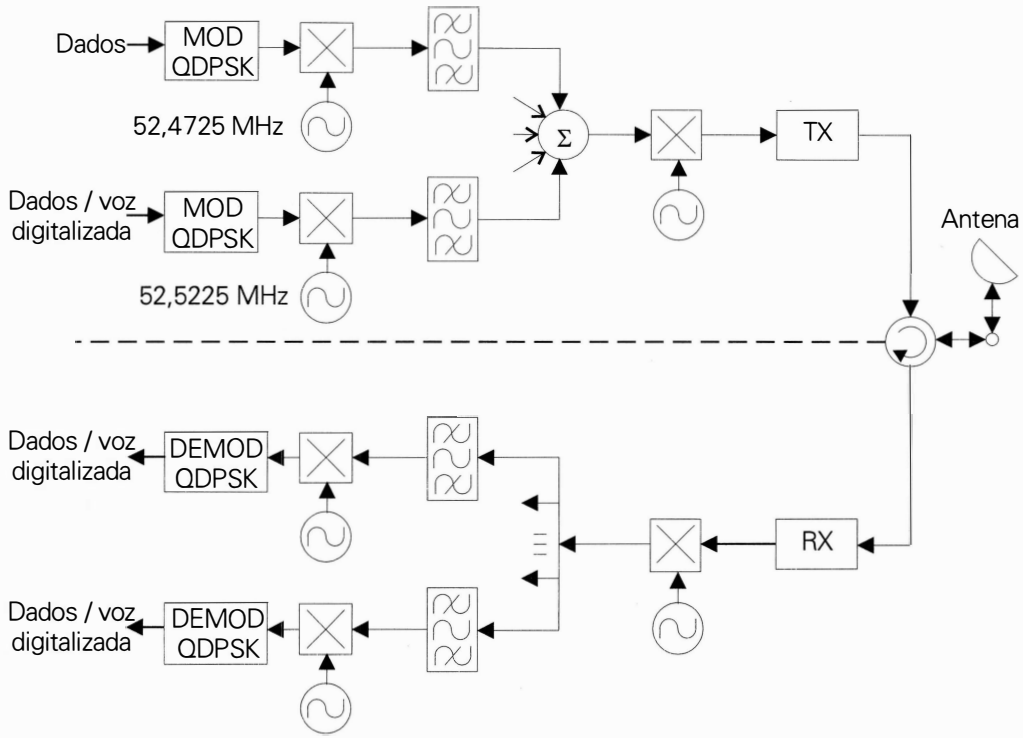


Figura 17.7 Estrutura de acesso SCPC – um único canal por portadora.

No satélite, o sinal recebido é amplificado, convertido para a freqüência do enlace de descida e é novamente amplificado, para obtenção do nível de potência, sendo transmitido de volta à Terra. Na Terra, a estação terminal terrena de destino recebe o sinal vindo do satélite, converte-o para a freqüência intermediária, filtra o sinal de FI e o converte para a freqüência específica do demodulador, onde são recuperados os dados e entregues para a rede terrestre de transmissão (fibra óptica, cabo metálico ou rádio digital), e daí são transportados até o usuário.

Também é possível, para o usuário, acessar diretamente o satélite de comunicações. Para isso, basta que instale os equipamentos e antenas necessários, além de contratar os serviços com a operadora do satélite, quando será feita a configuração do acesso.

TDMA

Essa forma de acesso é muito parecida com a multiplexação por divisão do tempo. A diferença é que cada intervalo de tempo, chamado de partição, é, em princípio, endereçado para uma estação terrena diferente. Para isso, cada quadro formado por um número n de partições é emitido, sendo cada partição dividida em três partes, como na Figura 17.8.

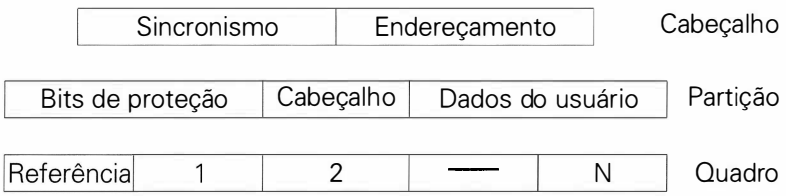


Figura 17.8 Estrutura de sinais do acesso múltiplo por divisão do tempo.

O início de cada quadro é identificado por seu padrão característico de bits, contidos na referência. Em seguida, iniciam-se as partições de tempo que transportam os dados do usuário. Cada partição contém, no início, uma quantidade de bits com a finalidade de proteção, evitando a sobreposição com o final da partição anterior. Após os bits de proteção, segue-se o cabeçalho, contendo os bits de sincronização e endereçamento. Finalmente, são transmitidos os bits de dados do usuário. Os bits de sincronismo são necessários para sincronizar os caracteres de dados, identificando o primeiro bit de cada caracter. Os bits de endereçamento são usados para identificar o destinatário dos dados transmitidos a seguir.

A velocidade de transmissão, para dados, varia entre 2,4 e 64 kbps. Sinais de voz podem ser codificados a 32 ou 64 kbps.

Abreviaturas utilizadas

FDMA: Frequency Division Multiple Access
TDMA: Time Division Multiple Access
TWT: Travelling Wave Tube
SCPC: Single Channel Per Carrier

Questionário

1) Quais as aplicações para os sistemas de comunicação via satélite?
2) Qual a finalidade dos seguintes elementos: CAN e TWT?
3) Quais as faixas usadas pelos satélites e sua finalidade?
4) Por que se usa polarização cruzada em satélites?
5) O que caracteriza o múltiplo acesso?
6) Quais as aplicações para os acessos FDMA, SCPC e TDMA?

Problemas Propostos

1) Desenhe e descreva a estrutura básica de um sistema de comunicação via satélite.
2) Desenhe e descreva a estrutura básica de um transponder.
3) Descreva o aproveitamento da capacidade dos satélites de comunicações.
4) Descreva os acessos FDMA, SCPC e TDMA.

Capítulo 18

Transmissão Digital

A transmissão digital é utilizada para interligar centrais de comutação, permitindo o tráfego telefônico e de dados. Ela se alicerça em duas técnicas poderosas: a modulação por código de pulso (PCM – Pulse Code Modulation) e a multiplexação por divisão de tempo (TDM – Time Division Multiplex).

A técnica PCM permite-nos obter uma versão digitalizada de sinais analógicos, tornando possível assim a transmissão da voz por equipamentos digitais. Essa técnica de modulação foi concebida na década de 30, mas somente na década de 60 passou a ser empregada para a transmissão de sinais entre centrais de comutação.

A técnica TDM é utilizada na transmissão digital para permitir que vários sinais digitais possam ser transmitidos por um único meio.

A associação da modulação por código de pulso com a multiplexação por divisão de tempo é usada na fabricação de equipamentos de transmissão PCM, os quais vieram a substituir os equipamentos de transmissão analógicos, que usavam a multiplexação por divisão de freqüência (FDM – Frequency Division Multiplex). A Figura 18.1 ilustra a utilização do equipamento PCM em um sistema telefônico.

Cada assinante é ligado à central telefônica local por uma linha telefônica; já as centrais telefônicas locais são interligadas por meio de cabos PCM.

Central Telefônica. Sua finalidade é interligar os assinantes a ela conectados. Para isso, dispõe de dispositivos de comutação que são acionados a partir do número telefônico fornecido pelo assinante.

Várias Centrais. Em cidades grandes, são necessárias várias centrais telefônicas, com a finalidade de reduzir o comprimento médio das linhas telefônicas que as interligam aos assinantes. Várias centrais são distribuídas pela cidade e a transmissão dos sinais entre

elas é realizada por meio cabos metálicos, fibras ópticas ou rádios digitais, entre outros, usando sinais PCM. Também existe a conexão por cabo tronco, usando-se processo analógico.

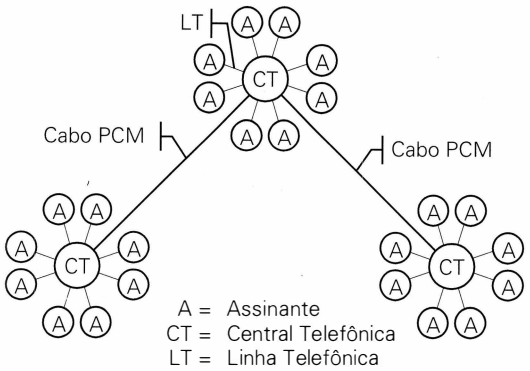


Figura 18.1 Exemplo de utilização da técnica PCM, na telefonia.

Transmissão Digital

A transmissão digital, efetuada entre centrais de comutação, envolve as seguintes etapas: codificação, multiplexação e codificação de linha. A codificação transforma o sinal analógico em digital. A multiplexação agrupa vários sinais digitais, provenientes das unidades de canal, para transmiti-los por um único meio. A codificação de linha proporciona ao sinal multiplexado o formato apropriado para a transmissão. Veja a Figura 18.2.

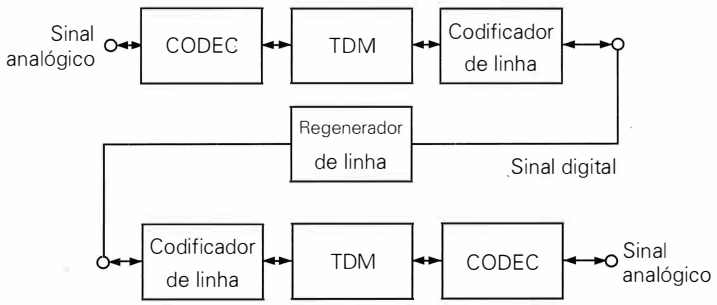


Figura 18.2 Estrutura de um sistema de transmissão digital.

O regenerador de linha é usado para compensar a atenuação proporcionada pelo cabo que conduz o sinal. O número de regeneradores depende da distância entre os equipamentos de transmissão e das características da linha utilizada.

Embora não esteja representada na Figura 18.2, a unidade TDM está conectada a outros CODECs. Um equipamento PCM-30 utiliza um CODEC para cada um de seus 30 canais. O CODEC (COdificador/DECodificador) é responsável pelas operações de codificação, em que o sinal analógico é transformado em sinal digital, e decodificador, quando o sinal digital é novamente transformado no sinal analógico correspondente.

Codificação

A codificação é a primeira etapa dentro do processo de transmissão digital de sinais analógicos. Consiste em retirar amostras do sinal a ser transmitido, que já deve ter seu espectro de freqüência limitado. Em seguida, essas amostras são quantizadas, codificadas e comprimidas, gerando um código digital de oito bits, como mostrado na Figura 18.3.

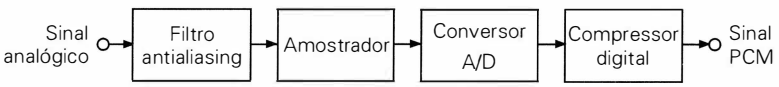


Figura 18.3 Diagrama em blocos do codificador.

O filtro antialiasing remove os componentes de alta freqüência do sinal analógico, como ruídos e interferências indesejadas. Em seguida, o sinal é amostrado na freqüência de 8 kHz. As amostras são aplicadas ao conversor A/D (Analógico/Digital), quando é realizada a quantização e a codificação do sinal. O conversor A/D fornece na saída um sinal de 12 bits, sendo que o primeiro bit indica a polaridade e os demais são usados na codificação do nível do sinal. Os 12 bits gerados pelo conversor A/D são aplicados ao compressor digital, que fornece em sua saída o sinal PCM de oito bits, na velocidade de 64 kbps.

Multiplexação

A multiplexação por divisão de tempo reúne, na transmissão, 32 fluxos digitais de 64 kbps, provenientes dos CODECs e de outras unidades, em um único fluxo de 2048 kbps, gerando na saída um sinal. Na recepção, o multiplex separa os bits recebidos, endereçando-os para os respectivos CODECs e outras unidades. Veja a Figura 18.4.

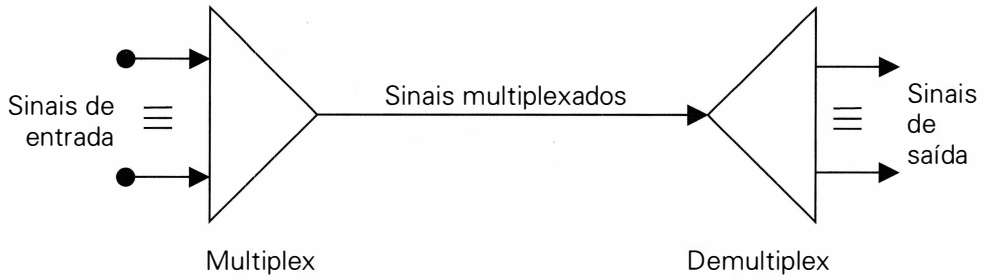


Figura 18.4 O processo de multiplexação.

Decodificação

A decodificação é a última etapa dentro do processo de transmissão digital, na qual o sinal digital recebido e demultiplexado é transformado novamente em sinal analógico. A Figura 18.5 mostra o diagrama em blocos de decodificador digital.

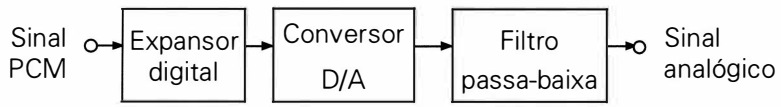


Figura 18.5 Diagrama em blocos do decodificador.

O sinal PCM de oito bits proveniente do TDM é aplicado ao expansor digital que fornece em sua saída 12 bits. Os 12 bits do sinal codificado são aplicados no conversor D/A (Digital/Analógico), em cuja saída obtém-se o sinal PAM, que por sua vez é aplicado no filtro passa-baixa para extrair as interferências — veja a Figura 18.6 —, sendo obtido na sua saída o sinal de voz recuperado.

Análise da Codificação

A codificação é uma etapa fundamental na geração do sinal PCM, merecendo a sua análise detalhada. Nesta seção, serão examinados o filtro antialiasing, a quantização e a compressão digital.

Filtro Antialiasing. É um filtro passa-baixa, usado para impedir que sinais de freqüência superior à da faixa necessária para a transmissão venham a atingir o amostrador. O filtro

é necessário porque a amostragem, uma das etapas do processo de geração do sinal PCM, é realizada por um modulador PAM. Qualquer sinal modulante aplicado em sua entrada irá gerar faixas laterais. Para sinais aplicados na faixa de 0,3 a 3,4 kHz e uma freqüência de amostragem de 8 kHz, a faixa lateral inferior (*fli*) ficará entre 4,6 a 7,7 kHz, como mostrado na Figura 18.6. Para sinais de freqüência superior a 4,6 kHz, a *fli* se sobrepõe à faixa de freqüência do sinal modulante, provocando interferência durante a demodulação.

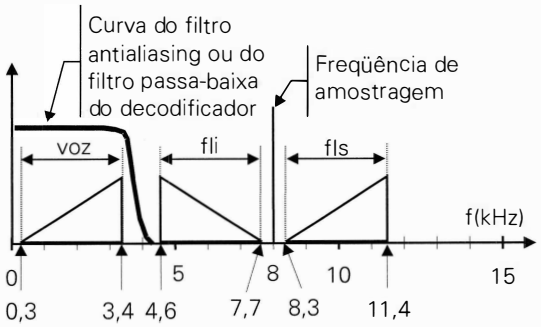


Figura 18.6 Espectro do sinal PAM (exceto harmônicos).

O mesmo filtro é usado na recepção para eliminar as interferências presentes no sinal PAM, obtendo-se em sua saída o sinal de voz.

O circuito da Figura 18.7 é um filtro passa-baixa com amplificador operacional. Além de limitar a resposta em freqüência em 3,4 kHz, oferece uma baixa impedância de saída, necessária para a operação correta do amostrador.

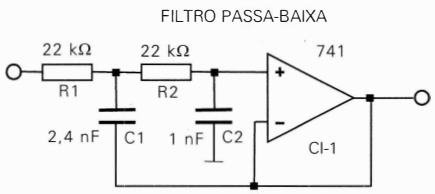


Figura 18.7 Diagrama esquemático de um filtro antialiasing.

Amostrador. Sua finalidade é retirar amostras do sinal modulante. Segundo o teorema da amostragem periódica, é necessário que a freqüência de amostragem, f_a, seja maior que o dobro da freqüência do sinal modulante, f_m. As razões são as mesmas expostas na análise do filtro antialiasing.

O amostrador é um modulador PAM (Modulação de Amplitude de Pulso) de amostragem instantânea, como se pode verificar na Figura 18.8. Ele consiste de uma chave analógica CMOS, um capacitor de retenção e um amplificador isolador.

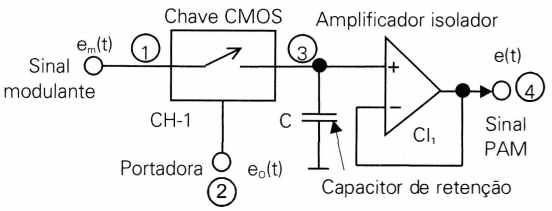


Figura 18.8 Amostrador (modulador PAM de amostragem instantânea).

Os pulsos positivos da portadora fecham a chave do amostrador apenas pelo tempo necessário para que o capacitor de retenção, C, adquira a tensão da amostra (Figura 18.9). Após o pulso positivo de amostragem, a chave abre e a alta impedância de entrada do amplificador operacional impede a descarga do capacitor, mantendo a tensão constante até a chegada de um novo pulso. O amplificador operacional indicado é do tipo *BiFET*, como o TL071, por exemplo.

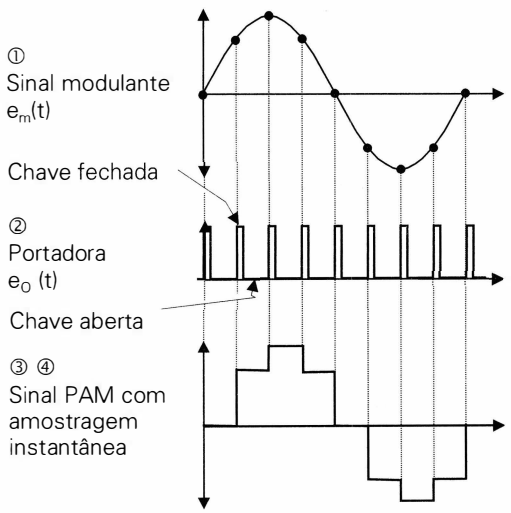


Figura 18.9 Formas de ondas associadas ao amostrador.

Análise dos tempos. No PCM telefônico, a chave CH-1 recebe um pulso positivo a cada 125 μs. A duração desse pulso é de aproximadamente 1 μs. Nesse curto intervalo de tempo, o capacitor de amostragem precisa carregar-se. Considerando-se uma resistência total de 1,5 kΩ e uma constante de tempo de 200 ns, o capacitor de retenção deverá ter no máximo 133 pF. Devido à impedância do circuito de amostragem, deve-se tomar especial cuidado na construção do circuito amostrador, para evitar a captação de 60 Hz e outras interferências.

Quantização

A quantização é realizada por um conversor A/D, e o seu número de bits é um parâmetro da maior importância. Quanto maior esse número, maior será a precisão obtida na conversão. De qualquer modo, devido ao número finito de bits utilizados e o número infinito de níveis do sinal digital, sempre haverá um erro de aproximação no processo. Esse erro é chamado de erro de quantização e se manifesta na forma de ruído, conhecido como ruído de quantização.

A Figura 18.10 mostra um sinal senoidal com 15 unidades de amplitude, do qual são retiradas oito amostras. Para fins de codificação, o valor de cada amostra é comparada com um dos 16 níveis de quantização e, se o valor da amostra estiver dentro da faixa de valores daquele nível, o código correspondente ao nível é atribuído à amostra.

De posse do código, é possível a reconstituição da forma de onda original. Quanto maior o número de níveis utilizados para a codificação, tanto menor será o erro no momento da reconstituição do sinal e maior o número de bits necessários para a codificação do sinal.

Cálculo do Ruído de Quantização

Para ilustrar os efeitos do erro de quantização, foram efetuados os cálculos cujos resultados são apresentados na Tabela 18.1. A coluna 1 identifica o número da amostra retirada da forma de onda da Figura 18.10; a coluna 2 exibe o valor da amostra; a coluna 3 fornece o valor médio do nível de quantização a que pertence a amostra x; e a coluna 4 fornece o erro quadrático (a diferença entre o valor médio do nível de quantização e o valor da amostra, elevado ao quadrado).

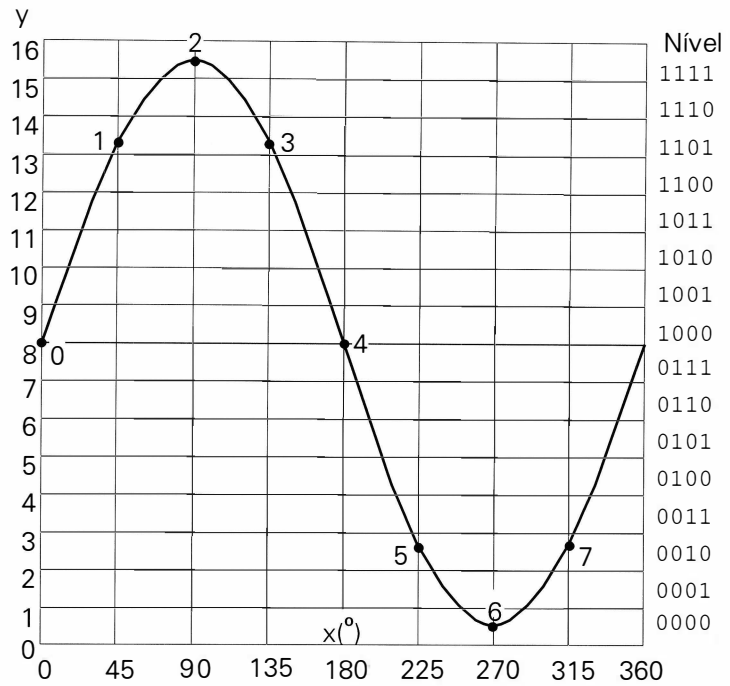


Figura 18.10 Onda senoidal y = 8 + 7,5 sen x.

Tabela 18.1 Tabela de quantização correspondente ao sinal da Figura 18.10.

1) N.º AMOSTRA	2) x	3) X (NÍVEL DE QUANTIZAÇÃO)	4) ERRO QUADRÁTICO $(x - X)^2$
0	8,0	8,5	0,25
1	13,3	13,5	0,04
2	15,5	15,5	0,00
3	13,3	13,5	0,04
4	8,0	8,5	0,25
5	2,7	2,50	0,04
6	0,5	0,50	0,00
7	2,7	2,50	0,04
			$\Sigma (x - X)^2 = 0,66$

O ruído de quantização é determinado a partir da seguinte equação:

$$E_n = \sqrt{\frac{\sum (x - X)^2}{N}} \qquad \text{Equação 1}$$

onde: E_n = valor eficaz do ruído de quantização;
x = valor da amostra;
X = nível (médio) de quantização mais próximo; e
N = número de amostras.

Cálculo da Tensão Eficaz do Sinal

É utilizada a fórmula da tensão eficaz, calculada a partir da tensão máxima da senóide:

$$E_{ef} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} = \frac{7{,}5}{\sqrt{2}} = 5{,}3\ V_{ef} \qquad \text{Equação 2}$$

Cálculo da Relação Sinal/Ruído de Quantização

Dividimos a amplitude do sinal pela amplitude do ruído, ambas fornecidas em seu valor eficaz:

$$SRQ = 20 \log \frac{E_{ef}}{E_n} \qquad \text{Equação 3}$$

$$SQR = 20 \log \frac{5{,}30}{0{,}23} = 25{,}33\ dB$$

O resultado obtido é coerente com os valores teóricos, calculáveis por meio da Equação 4.

Aspectos Relacionados com a Quantização

Níveis de quantização. As amostras de um sinal podem assumir valores diferentes, em função da amplitude e da forma de onda do sinal amostrado e do instante em que a amostragem é realizada. O número de valores diferentes do sinal codificado irá depender do número de bits do quantizador. Na Figura 18.10, por exemplo, foram usados 4 bits de codificação para produzir 16 níveis de quantização, entre 0000 e 1111.

Amostras diferentes, níveis iguais. Devido à quantização, amostras diferentes poderão receber o mesmo código. Veja a amostra número 1, da Figura 18.10. Seu valor é de 13,3 V e é codificada como 1101. Mesmo que seu valor fosse um pouco diferente, mas dentro da faixa de 13 a 13,99 V, receberia o código 1101.

Nível médio de quantização. O nível médio é o que melhor representa todas as amostras que receberam o mesmo código. Assim, quando reconstituímos um sinal quantizado, devemos fazê-lo pelo valor médio do nível de quantização associado ao código.

Relação Sinal/Ruído de Quantização *versus* Número de Bits

A relação sinal/ruído de quantização depende da largura do nível de quantização. Para reduzirmos o ruído, é necessário reduzirmos a largura do nível de quantização, utilizando, para isso, um conversor A/D com maior número de bits. Para cada bit acrescentado, a largura do nível de quantização diminui pela metade, reduzindo o ruído em 6 dB. Para determinarmos a relação sinal/ruído de quantização, usamos a seguinte equação:

$$SQR = 1{,}76 + 6N \qquad \text{Equação 4}$$

Pela equação anterior, podemos deduzir que o ruído de quantização do conversor A/D de 12 bits é igual a 73,76 dB, ou aproximadamente 74 dB.

O tempo de conversão do ADC deverá ser inferior ao intervalo de tempo entre amostras, ou seja, menor do que 125 ms.

Variações de Nível do Sinal Telefônico

O sinal telefônico entregue ao equipamento PCM está sujeito a dois tipos de variações:

a) ***variações de nível médio***, causadas pelas variações do comprimento da linha telefônica, pela variação da sensibilidade da cápsula transmissora do telefone e pelas variações da intensidade da voz do usuário. A soma dessas variações totaliza 26 dB, em 98% das ligações, e 34 dB, em 99,8% das ligações, tomando por base o nível médio.

b) ***variações de nível instantâneo,*** causadas pelas diferenças de nível sonoro entre os diversos fonemas que compõem a fala. O fonema *a* da palavra *quatro*, por exemplo, é muitas vezes mais forte que o fonema *s* encontrado no final da palavra *seis*. As variações de nível instantâneo podem atingir uma diferença de 36 dB, em 98% dos casos.

A variação de nível total do sinal telefônico na entrada da central de comutação é a soma das variações do nível médio com as variações do nível instantâneo e pode atingir 62 dB, em 98% das ligações.

Compressão de Sinais – Lei A

Considerando-se que o sinal PCM deve ser transmitido com 8 bits, tendo assim apenas cerca de 50 dB de relação sinal/ruído, percebe-se a necessidade de comprimirmos as variações do sinal modulante, para que fiquem dentro do limite de 50 dB (Figura 18.11).

A faixa dinâmica do sinal original, antes da compressão, é igual a 74 dB, que é a soma da variação total do sinal com uma margem de ruído. A faixa dinâmica do sinal comprimido deve ser igual a 50 dB, o valor proporcionado por uma transmissão realizada com 8 bits. A diferença entre os dois valores, ou seja, 24 dB, deve ser eliminada por meio da compressão.

A compressão, usada na transmissão do sinal, deve ser, na recepção, seguida pela expansão.

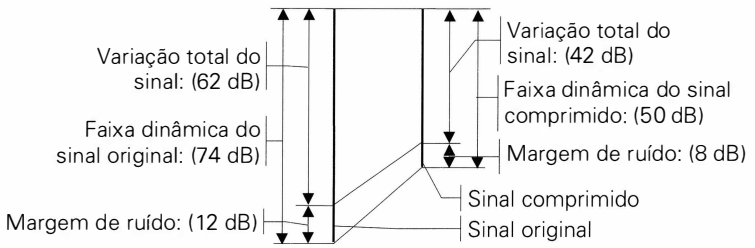


Figura 18.11 Gráfico de compressão do sinal.

A UIT (União Internacional de Telecomunicações) padronizou em 1972 a lei A de compressão, utilizada no PCM-30 (PCM de 30 canais, utilizado pelas companhias telefônicas da Europa e do Brasil), expressa pelas seguintes equações:

$$y = \left.\frac{xA}{1+\ln A}\right|_{0 \le x \le 1/A} \qquad \text{Equação 5}$$

$$y = \left.\frac{1+\ln xA}{1+\ln A}\right|_{1/A \le x \le 1} \qquad \text{Equação 6}$$

Onde: x = sinal na entrada do compressor;
y = sinal na saída do compressor;
A = 87,6.

Os valores de x e y ficam entre 0 e 1. A Equação 5 é usada para x entre 0 e 1/87,6, ou seja, para sinais fracos. A Equação 6 é usada para x na faixa entre 1/87,6 e 1.

Para ilustrar como ficam os níveis dos sinais com a aplicação da lei A, na Tabela 18.2 são mostrados os valores de y em função de x, para x variando entre 1 e 1/128. O resultado é mostrado na Tabela 18.2 e na Figura 18.12.

Tabela 18.2 Tabela de compressão para a lei A.

x	*x(dB)*	*y*	*Y (APROXIMADO)*	*y(dB)*	*COMPRESSÃO (dB)*
1	0	1	8/8	0	0
1/2	–6	0,873	7/8	–1,16	4,84
1/4	–12	0,747	6/8	–2,50	9,5
1/8	–18	0,62	5/8	–4,10	13,9
1/16	–24	0,494	4/8	–6,00	18,0
1/32	–30	0,367	3/8	–8,50	21,5
1/64	–36	0,24	2/8	–12,0	24
1/128	–42	0,125	1/8	–18,0	24

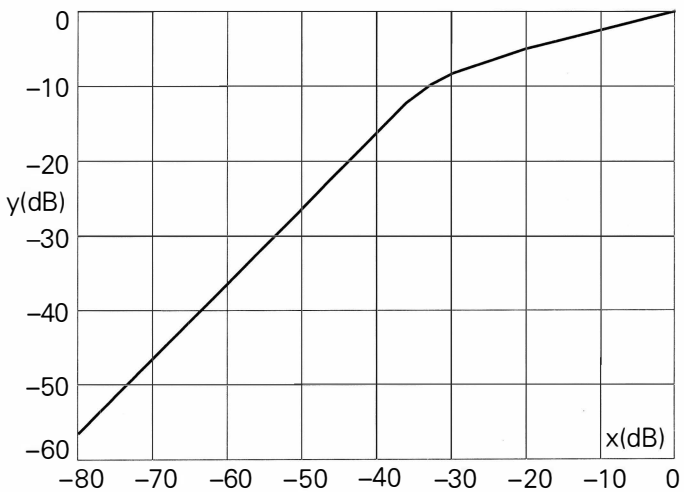


Figura 18.12 Gráfico da compressão, usando-se a lei A.

Vimos que a faixa dinâmica do sinal telefônico atinge valores superiores a 73 dB para uma relação sinal/ruído de 12 dB. Pela Equação 4, concluímos serem necessários 12 bits para a quantização das amostras do sinal telefônico. Mas, como a transmissão precisa ser feita com apenas oito bits, um compressor digital deve ser usado para eliminar quatro bits, sem uma degradação prejudicial do sinal PCM. A necessidade de se transmitir com oito bits deve-se às especificações técnicas relacionadas com o alcance e o número de canais oferecidos pelo equipamento PCM, que deveria oferecer um desempenho compatível com os multiplex FDM da época. Um maior número de bits iria implicar uma redução do número de canais transmitidos.

Compressão Digital

A compressão digital permite codificar uma grande faixa de valores de sinal utilizando um número reduzido de bits. O método é semelhante ao utilizado nas calculadoras científicas, em que alguns dos dígitos, geralmente dois, são reservados para indicar a ordem de grandeza dos números, como mostrado na Figura 18.13.

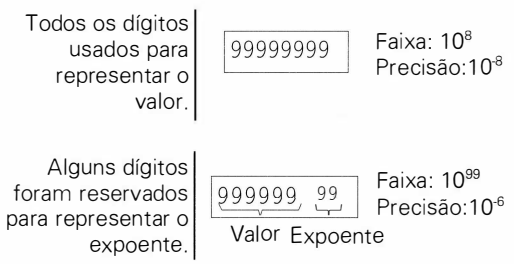


Figura 18.13 Método utilizado para aumentar a faixa de valores representados por um pequeno número de bits.

Note que no primeiro caso são usados oito dígitos para indicar o valor do número, o que nos dá uma faixa de 10^8 (de 0 a 99.999.999) e uma precisão de 10^{-8} ($1/10^8$). No segundo caso, foram reservados dois dígitos para a potência de dez, aumentando a faixa de valores representados, à custa de uma redução da precisão.

Níveis e Segmentos. O compressor digital utilizado no PCM-30 comprime o sinal de voz codificada usando o formato mostrado na Figura 18.14.

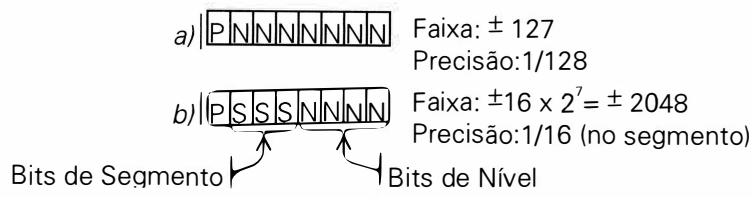


Figura 18.14 Formato do sinal PCM comprimido.

Compare o formato usado para a codificação do sinal de voz comprimido no PCM telefônico. Na Figura 18.14a, um bit é utilizado para indicar a polaridade, restando sete bits para a codificação dos níveis de quantização. Na Figura 18.14b, apenas quatro bits são usados para a codificação dos níveis. Porém, os três bits que sobraram são agora empregados para codificar a faixa de valor. Veja como a precisão é também sacrificada em benefício do aumento da faixa de valores representados.

Os bits PSSSNNNN possuem o seguinte significado:

P ***Bit de Polaridade***. É usado para indicar a polaridade do sinal amostrado.
P = 0 indica polaridade negativa.
P = 1 indica polaridade positiva.

S ***Bits de Segmento***. Indicam o código do segmento a que pertence o sinal amostrado. Os segmentos são codificados de 000 a 111 (0 a 7, em um total de 8 segmentos[1].)

N ***Bits de Nível***. Indicam o nível, dentro do segmento, a que pertence o sinal amostrado. Os níveis são codificados de 0000 a 1111 (0 a 15, totalizando 16 níveis.).

Na Tabela 18.3 são mostrados os códigos correspondentes à curva de compressão exibida na Figura 18.15. A análise dessa tabela é importante para a concepção da estrutura de um compressor digital, pois nela podemos perceber a configuração assumida pelos bits do sinal quantizado. No segmento 0, por exemplo, os bits de *a* até *g* permanecem iguais a zero. Portanto, se quisermos determinar se uma amostra pertence ao segmento 0, basta testarmos se os bits de *a* a *g* do sinal quantizado são iguais a zero. Por outro lado, se quisermos saber se uma amostra pertence ao segmento 1, deveremos verificar se os bits de *a* a *f* são iguais a zero, e se o bit *g* é igual a um. Podemos estender a nossa análise do sinal quantizado para os demais segmentos, utilizando a seguinte regra: os bits do sinal quantizado, que permanecem constantes enquanto o sinal varia, atuam como indicadores para o detector de segmento.

---

1. A lei A especifica a existência de 13 segmentos: seis na polaridade positiva, seis na polaridade negativa e um segmento que une as partes positiva e negativa (segmento central). Este segmento central recebe o código 000 e equivale aos segmentos 000 e 001, na notação aqui utilizada.

Tabela 18.3 Tabela de compressão digital da lei A.

NÚMERO DO SEGMENTO	CÓDIGO DE ENTRADA (SINAL QUANTIZADO) (11 BITS)		CÓDIGO DE SAÍDA (SINAL COMPRIMIDO) (7 BITS)		FAIXA DO SINAL DE SAÍDA
	Faixa do sinal de entrada	abcdefghijk	SSS	NNNN	
0	0	00000000000	000	0000	0
	15	00000001111	000	1111	15
1	16	00000010000	001	0000	16
	31	00000011111	001	1111	31
2	32	00000100000	010	0000	32
	63	00000111111	010	1111	47
3	64	00001000000	011	0000	48
	127	00001111111	011	1111	63
4	128	00010000000	100	0000	64
	255	00011111111	100	1111	79
5	256	00100000000	101	0000	80
	511	00111111111	101	1111	95
6	512	01000000000	110	0000	96
	1023	01111111111	110	1111	111
7	1024	10000000000	111	0000	112
	2047	11111111111	111	1111	127

Outro detalhe que merece atenção é o fato de todos os segmentos possuírem o mesmo número de níveis (16 níveis). No entanto, a *largura* de cada segmento (e de cada nível correspondente) *dobra* de valor a partir do 3º segmento (o segmento 2).

Após ter sido identificado o segmento a que pertence o sinal quantizado, o compressor deve copiar o código do nível (dentro do referido segmento) a que pertence a amostra. Esse código corresponde aos quatro bits localizados imediatamente à direita do primeiro bit 1 (da esquerda) do sinal quantizado.

A Figura 18.15 exibe a curva de compressão digital para a lei A, utilizada pelo PCM-30.

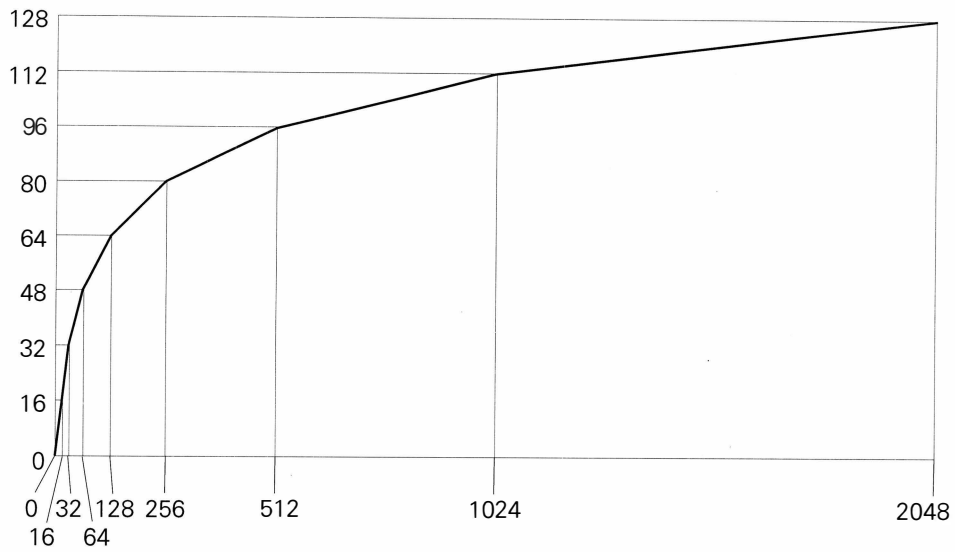


Figura 18.15 Curva de compressão digital da lei A para o PCM-30.

Resumindo, as operações necessárias ao funcionamento de um compressor digital são as seguintes:

a) identificar o segmento a que pertence a amostra;
b) copiar os bits mais significativos do valor do nível de entrada para o valor do nível da saída.

O Quantizador/Codificador

A Figura 18.16 exibe a estrutura de um quantizador/codificador usado para gerar um código de 12 bits, a partir das amostras extraídas do sinal.

O detector de polaridade altera o valor do bit P em função da polaridade da amostra aplicada na entrada do codificador. Se a amostra tiver polaridade positiva, P será igual a 1. Caso contrário, P será igual a zero. O valor de P é usado internamente para comandar o inversor de fase. Se a polaridade da amostra for negativa, o inversor é ativado e a fase do sinal é invertida, fazendo com que a polaridade do sinal na entrada do conversor A/D seja sempre positiva. O conversor A/D fornece na saída o código do sinal quantizado, com 11 bits de precisão.

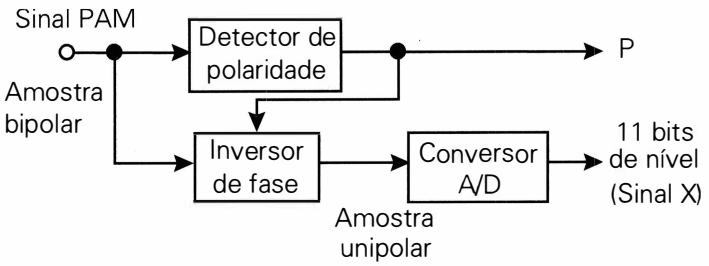


Figura 18.16 Diagrama em blocos de um quantizador/codificador.

O Compressor Digital

A finalidade do compressor digital é reduzir o número de bits transmitidos, mantendo a mesma faixa dinâmica do sinal original de 12 bits. Ele é composto pelo detector de segmentos, o codificador de segmento e o seletor de nível, como mostrado na Figura 18.17.

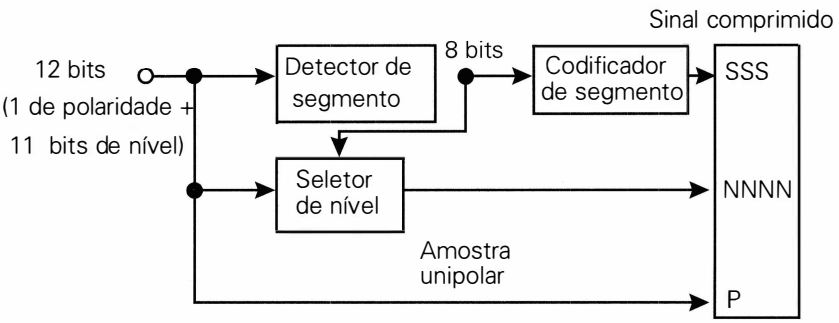


Figura 18.17 Diagrama em blocos de um compressor digital.

O sinal quantizado, de 12 bits, é aplicado ao compressor digital, que gera o sinal comprimido de 8 bits, com o formato PSSSNNNN (P = 1 bit de polaridade, SSS = 3 bits de segmento e NNNN = 4 bits de nível)

Detector de Segmentos. O detector de segmentos tem a finalidade de identificar, a partir do sinal quantizado, o segmento a que pertence a amostra quantizada, conforme mostrado na Figura 18.17.

CODEC. A implementação prática de um codificador/decodificador PCM é realizada com apenas um circuito integrado, denominado CODEC, que executa todas as etapas de processamento necessárias.

Multiplex por Divisão de Tempo – TDM

Em 1º de dezembro de 1903, W. M. Miner patenteou o princípio da telefonia por multiplexação de tempo. O multiplex por divisão de tempo, no equipamento PCM-30, é a parte responsável pela transmissão, por um único cabo, dos canais de voz/dados codificados. Para compreendermos melhor como funciona o TDM, primeiro precisamos conhecer a estrutura de dados do PCM-30.

Estrutura de Dados do PCM-30

O equipamento PCM-30 organiza os dados que serão transmitidos em um formato padrão, constituído de ITCs (Intervalo de Tempo de Canal), quadros e multiquadros.

A hierarquia dos sinais PCM é mostrada na Figura 18.18.

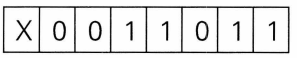


Figura 18.18 Estrutura de dados do PCM-30.

Os bits são agrupados em unidades de oito bits, constituindo um ITC (Intervalo de Tempo de Canal). Os ITCs, por sua vez, são agrupados em unidades de 32 quadros, constituindo um quadro. Finalmente, os quadros são agrupados em unidades de 16 quadros, constituindo um multiquadro.

Analisando-se a Figura 18.18, observamos que um quadro é composto por 32 ITCs. Vamos agora analisar a finalidade de cada ITC.

ITC-0. Transmite sinais de sincronismo de quadro e alarme, dependendo da paridade do quadro. Se o quadro for par (quadro 0, 2, 4, 6, 8, 10, 12 ou 14), é transmitido sincronismo de quadro. O sinal de sincronismo de quadro possui o seguinte formato:



ITC-0, Quadro Par
X, no Brasil, é sempre 1.

Figura 18.19 Sinal de sincronismo de quadro ou Palavra de Alinhamento de Quadro.

Como no Brasil X é sempre um, temos: 10011011 (lê-se *mil e um, mil e onze*).

No ITC-0 dos quadros ímpares são transmitidos os alarmes, cujos formatos são mostrados na Figura 18.20 a seguir.



ITC-0, Quadro Ímpar

Figura 18.20 Sinal de alarme.

O bit S é usado para enviar sinal de alarme de ausência de sincronismo de quadro, de acordo com a seguinte convenção:

S = 0 indica, para a estação remota, que o PCM local está sincronizado.
S = 1 indica, para a estação remota, ausência de sincronismo de quadro.

O bit D transmite alarme de densidade de erro.

D = 0 indica, para a estação remota, que a taxa de erro do sinal recebido é normal, inferior a um erro a cada 1 milhão de bits recebidos (Densidade de erro menor que 10^{-6}).
D = 1 indica, para a estação remota, que o sinal recebido contém taxa de erro elevada, normalmente superior a um erro a cada 1 milhão de bits recebidos (Densidade de erro igual ou maior que 10^{-6}).

O bit C indica erro de CODEC (Codificador/Decodificador).

C = 0 indica, para a estação remota, que o CODEC opera sem erros.
C = 1 indica, para a estação remota, que o sinal recebido não pode ser corretamente decodificado.

Os ITCs de número 1 a 15 e de número 17 a 31 — totalizando 30 canais — são destinados à transmissão de sinais de voz ou dados, cujo conteúdo é mostrado na Figura 18.21.

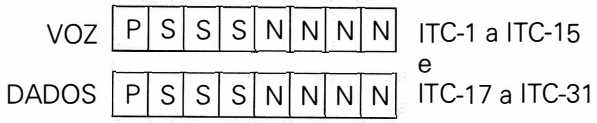


Figura 18.21 Sinal de voz (digitalizada) e dados, transmitidos pelo PCM-30.

ITC-16. É utilizado pelo PCM-30 para a transmissão de sinais de sincronismo e alarme de multiquadro (no quadro 0) e sinalização associada ao canal (nos quadros 1 a 15), de acordo com a estrutura mostrada na Tabela 18.4.

Tabela 18.4 Conteúdo do ITC-16, em função do número do quadro transmitido.

NÚMERO DO QUADRO	*NÚMERO DO BIT E O SEU SIGNIFICADO*							
	1	2	3	4	5	6	7	8
0	0	0	0	0	1	M	0	1
1	A1	B1	A8	1	A17	B17	A24	1
2	A2	B2	A9	1	A18	B18	A25	1
3	A3	B3	A10	1	A19	B19	A26	1
4	A4	B4	A11	1	A20	B20	A27	1
5	A5	B5	A12	1	A21	B21	A28	1
6	A6	B6	A13	1	A22	B22	A29	1
7	A7	B7	A14	1	A23	B23	A30	1
8	A8	B8	A15	1	A24	B24	A31	1
9	A9	B9	A1	1	A25	B25	A17	1
10	A10	B10	A2	1	A26	B26	A18	1
11	A11	B11	A3	1	A27	B27	A19	1
12	A12	B12	A4	1	A28	B28	A20	1
13	A13	B13	A5	1	A29	B29	A21	1
14	A14	B14	A6	1	A30	B30	A22	1
15	A15	B15	A7	1	A31	B31	A23	1

A Figura 18.22 mostra a estrutura do TDM, que é composta por até 32 unidades de canais, de quatro tipos diferentes, mais os barramentos de endereço de canal, de endereço de quadro e o de dados. A mesma estrutura básica é usada na transmissão e recepção.



Figura 18.22 Arquitetura do TDM, utilizada no PCM-30.

Na transmissão, a unidade de sincronismo e alarme (UCSAL) é responsável pela geração da palavra de alinhamento de quadro, código 10011011, no ITC-0 dos quadros pares, e pelo envio de alarmes de ausência de sincronismo de quadro (bit S), densidade de erro elevada (bit D) e falha de CODEC (bit C), no ITC-0 dos quadros ímpares.

A unidade de sincronismo de quadro e alarmes é composta pelo decodificador de endereço de canal, pelo gerador de sincronismo de quadro (na transmissão) e pela interface de alarmes de quadro, como mostrado na Figura 18.23.

O decodificador de endereço de canal (1) detecta o intervalo de tempo do canal 0 e envia um sinal de habilitação para o gerador de sincronismo de quadro (3) e para a interface de alarmes de quadro (4). O decodificador de endereço de quadro (2), em função da paridade do quadro transmitido, completa o sinal de habilitação. Se o quadro for par, será habilitado o gerador de sincronismo de quadro, se ímpar, a interface de alarmes de quadro.

Os sinais de endereçamento de canal e de quadro são gerados pela unidade de relógio do multiplex, mostrada na Figura 18.24.

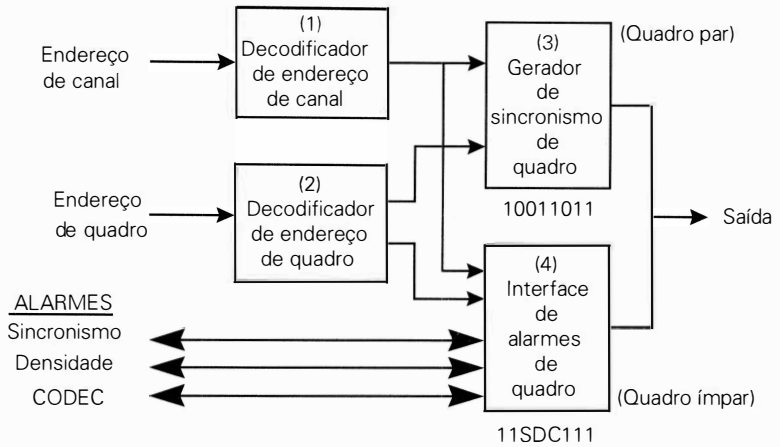


Figura 18.23 Diagrama em blocos da unidade de canal de sincronismo e alarme, de transmissão.

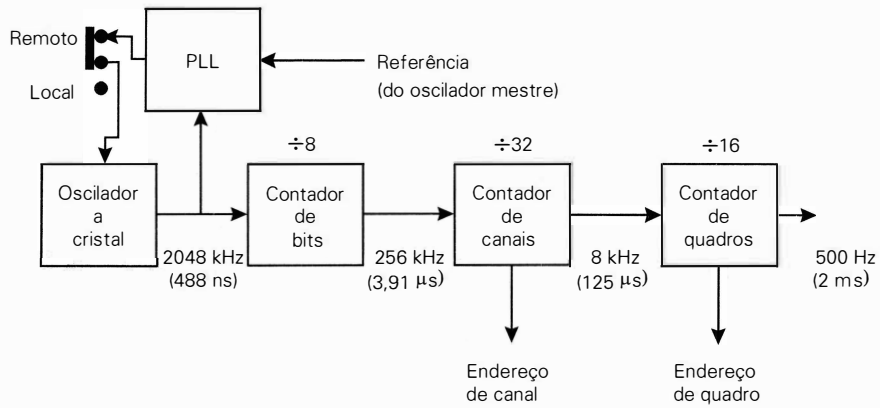


Figura 18.24 Unidade de relógio do PCM-30.

A unidade de relógio é composta pelo oscilador a cristal, pelo contador de bits, pelo contador de canal e pelo contador de quadro.

O oscilador a cristal gera um sinal altamente preciso e estável de 2048 kHz, ±50 ppm (±0,005%). Esse oscilador pode atuar como mestre (local) ou escravo (remoto). Como mestre, é responsável pelo sincronismo, não recebendo, portanto, nenhum sinal de controle externo. Como escravo, tem sua fase e freqüência determinadas pelo sinal de sincronismo proveniente da estação remota. A sincronização é proporcionada por meio do PLL, que compara a fase do oscilador a cristal (escravo) com a fase do sinal proveniente do oscilador mestre (remoto), corrigindo a freqüência e a fase do oscilador escravo, até que fiquem exatamente iguais à do mestre.

A saída do oscilador a cristal é aplicada ao contador síncrono de três bits, módulo 8. Na saída, são obtidos um sinal de 256 kHz e um período de 3,91 μs, que é o tempo necessário para a transmissão de um canal (ITC).

A saída do contador de bits é aplicada ao contador de canais, um divisor módulo 32, de cinco bits. A saída de cada um dos cinco estágios desse divisor é aplicada ao barramento de endereçamento de canal e a saída do último estágio é aplicada ao contador de quadros. Dessa maneira, o barramento de endereço de canal contém, a cada instante, o endereço do canal que está sendo transmitido, na forma de um código binário. Esse código é usado pelos decodificadores de endereço de canal, presentes em cada unidade de canal, habilitando-as quando o endereço presente no barramento coincidir com o endereço para o qual a unidade foi programada.

A saída do contador de canais é uma onda quadrada de 125 μs, que é aplicada ao contador de quadros. A saída desse contador de quatro bits fornece o sinal para o barramento de endereço de quadro. Ele contém, a cada instante, o código binário do endereço do quadro transmitido. Esse código é usado pelos decodificadores de endereço de quadro presentes nas unidades de sincronismo e alarme (Quadro 0) e sinalização (Quadro 16), habilitando-as sempre que o endereço no barramento coincidir com o endereço para o qual a unidade foi programada.

Seqüência de Transmissão do Multiplex por Divisão de Tempo. Primeiro, é colocado o endereço do quadro 0 (0000b). Enquanto o endereço de quadro permanece em 0000b, o endereço de canal é incrementado de 0 (00000b) a 31 (11111b), passando por todos os valores intermediários. Assim, os decodificadores de endereço de canal, presentes nas unidades de canal, vão detectando os respectivos endereços e ativando a unidade correspondente pelo período de 3,91 μs. Após o término do ITC-31, um pulso é enviado pelo contador de canais ao contador de quadro, incrementando o endereço de quadro para 1 (0001b), sinalizando que o Quadro-01 será o próximo quadro a ser transmitido. Ao mesmo tempo, o contador de canais irá zerar (00000b), iniciando novo quadro pelo ITC-0.

Unidade de canal de voz de transmissão. Sua estrutura é mostrada na Figura 18.27. Ela é composta pelo gerador PCM, já analisado, pela interface de canal e pelo decodificador de endereço de canal.

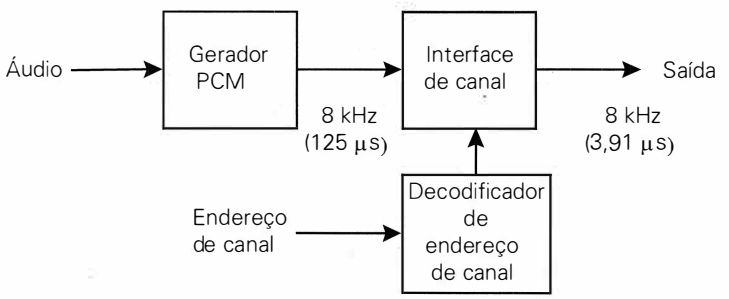


Figura 18.25 Diagrama em blocos de uma unidade de canal de voz, usada na transmissão.

O gerador PCM recebe o sinal de áudio, convertendo-o em um sinal PCM comprimido segundo a lei A. A interface de canal armazena o sinal PCM, inverte os bits pares do sinal e os transmite, após receber do decodificador de endereços o comando de habilitação, o que ocorre no momento em que o decodificador de endereços recebe o endereço de canal para o qual estiver programado.

A inversão dos bits pares do sinal PCM emitido pela unidade de canal de voz de transmissão tem a finalidade de impedir que canais de voz ociosos emitam longas seqüências de zeros consecutivos. Seqüências longas de zeros dificultam a recuperação de sincronismo nos regeneradores de linha, utilizados como repetidores de sinal.

O armazenamento do sinal na interface é necessário quando o gerador PCM não for sincronizado pelo relógio – isso acontece se for usado um codificador lento (quantizador/compressor), ou seja, cujo tempo de conversão ultrapasse o intervalo de tempo de canal. Nesse caso, o sinal ficará armazenado na interface, aguardando o momento da transmissão, que ocorre quando ela recebe o sinal de ativação do decodificador de endereço.

Unidade de Canal de Dados

Sua finalidade é permitir a transmissão de dados por meio do equipamento. Na verdade, somente é aproveitada a unidade de multiplexação temporal.

Uma unidade de canal de dados é composta pela interface de canal e pelo decodificador de endereço de canal. A interface de canal armazena os dados pelo tempo necessário, não havendo necessidade de sincronização, na maioria das vezes, entre o canal de dados e o equipamento PCM; basta que o canal de dados possua meios para ativar a interface quando os dados forem válidos. Então, eles serão armazenados e, quando a interface de canal receber o sinal de ativação vindo do decodificador de endereços de canal, os dados serão enviados para a saída do barramento de dados do TDM.

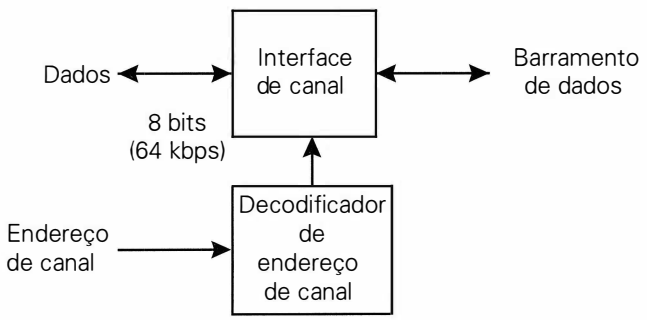


Figura 18.26 Unidade de canal de dados.

Unidade de Sinalização

A unidade de sinalização possui uma estrutura relativamente complexa. Isso acontece porque nela são conectados os alarmes recebidos e os alarmes enviados, conforme mostrado na Tabela 18.4.

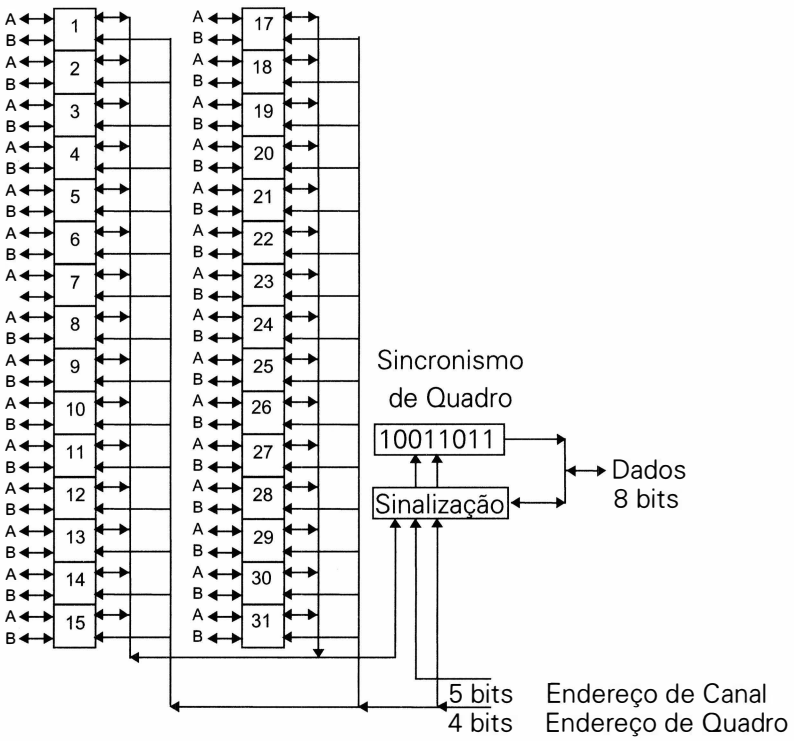


Figura 18.27 Unidade de sinalização.

A unidade de sinalização é ativada no ITC-16. Nos quadros pares, ela gera o sinal de sincronismo de multiquadro (00001M11), onde o bit M indica, quando igual a 1, a ausência de sincronismo de multiquadro. No ITC-16 dos quadros de 1 a 15, é processada a sinalização associada ao canal (bits AB). Cada par de canal é ativado conforme indicado na Tabela 18.4. Para tal, cada uma das interfaces de alarme decodifica o endereço do quadro e ativa a interface correspondente.

Até aqui, vimos como é gerado o sinal comprimido e como ele é multiplexado no tempo na seção TDM do equipamento PCM-30, gerando 30 canais de voz/dados e dois canais de serviço. Veremos, a seguir, a geração do código de linha, a última etapa da seção transmissora.

Codificação de Linha

O sinal PCM-30 é transmitido por linha PCM na velocidade de 2048 kbps. Para reduzir as componentes de alta freqüência dos pulsos e eliminar a componente contínua, o sinal digital é transformado em um sinal AMI (Inversão de Marcas Alternadas) ou pseudo-ternário, conforme mostrado na Figura 18.28. A redução do conteúdo de alta freqüência do sinal é necessária para o aumento do alcance do sinal, já que a atenuação no cabo é proporcional à freqüência transmitida. A eliminação da componente contínua do sinal digital é necessária porque, ao longo do cabo PCM, é transmitida corrente contínua para a alimentação dos regeneradores de linha.

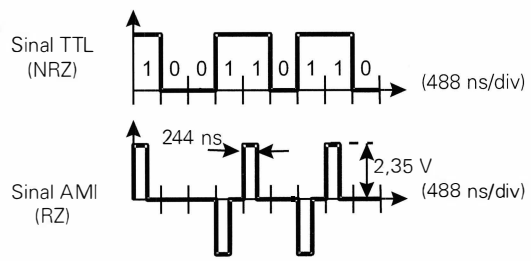


Figura 18.28 Sinal bipolar alternado (AMI), tipo RZ (retorno a zero).

O nome pseudo-ternário é devido ao fato de o sinal possuir três valores: marca positiva (o nível alto positivo), marca negativa (o nível alto negativo) e espaço (nível zero). Os níveis positivo e negativo têm o mesmo valor, sendo utilizados com a finalidade de anular a componente contínua do sinal. A bipolaridade do sinal também resulta na divisão por dois da freqüência fundamental do sinal, como podemos observar na Figura 18.29.

Outra vantagem do sinal AMI é que, devido à redução da componente de baixa freqüência, também é reduzida a interferência do sinal PCM sobre os cabos telefônicos colocados próximos aos cabos PCM. Veja na Figura 18.30 o espectro dos sinais RZ e AMI.

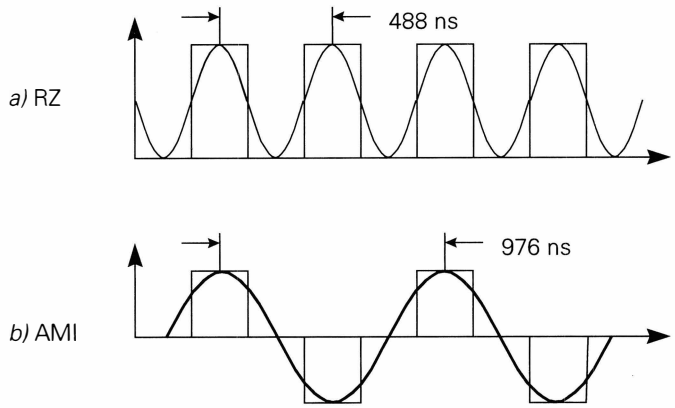


Figura 18.29 Comparação entre os sinais RZ e AMI, notando-se a diferença entre os respectivos períodos.

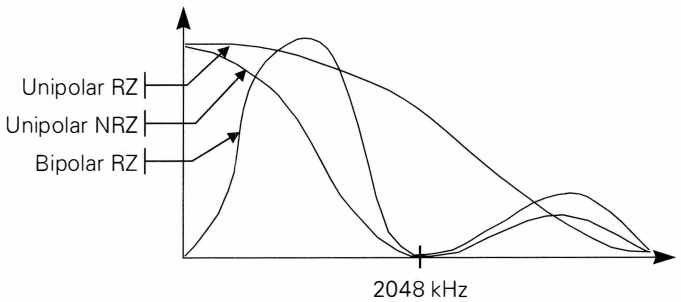


Figura 18.30 Espectro comparativo de diversos sinais pulsados.

Limitação do Número de Zeros Transmitidos

Um bom código de linha deve possuir um elevado componente espectral relacionado com a freqüência do sinal de relógio. Devido à codificação AMI, a componente do sinal de relógio passa a ser de 1024 kHz. Para assegurar uma elevada intensidade da componente de 1024 kHz no sinal de linha, é necessário limitarmos o número de bits 0 transmitidos em seqüência, uma vez que os zeros são codificados como ausência de sinal. Um grande número de zeros consecutivos pode ser conseqüência, por exemplo, de um baixo tráfego telefônico, quando muitos canais de voz do multiplex estão desocupados. A solução encontrada para suprimir essas longas seqüências de zeros, que resultariam em longos intervalos de tempo sem nenhum sinal de linha, foi a inversão dos bits pares do sinal codificado proveniente das unidades de canal de voz. Assim, o sinal 0000.0000 transforma-se em 0100101, o que satisfaz à necessidade de se manter algum sinal na linha PCM quando não houver tráfego telefônico suficiente.

Código HDB3

Com o uso do multiplex de 30 canais para a transmissão de dados, tornou-se necessário o uso de um código de linha com maior resistência às longas seqüências de zeros, eventualmente contidas nos dados transmitidos. A solução encontrada foi o código HDB3 (Third-order high-density-bipolar). Nesse código, são transmitidos, no máximo, três zeros consecutivos. Se quatro zeros consecutivos aparecem, eles serão substituídos pelo código HDB3, como mostrado a seguir na Figura 18.31.

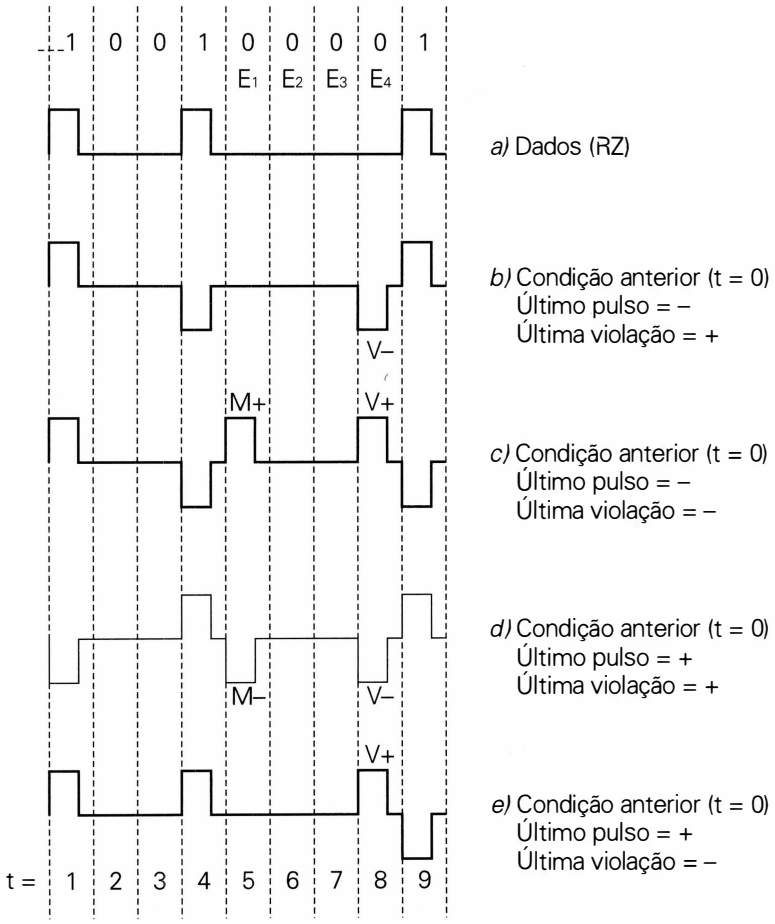


Figura 18.31 Código HDB3.

As regras por trás do código HDB3 têm por objetivo manter em zero o nível de corrente contínua na linha, assim como maximizar a componente fundamental de 1024 kHz. Pelos motivos citados, o código HDB3 substitui os quatro zeros encontrados por um ou mais pulsos extras, que deverão ser removidos na recepção. Os pulsos extras precisam ser identificados para serem descartados. Esse objetivo é alcançado pela violação da regra AMI, ou seja, a inclusão de uma violação (um pulso da mesma polaridade do pulso anterior) em substituição ao quarto zero da conseqüência. Para garantir que as violações não gerem uma componente contínua, uma violação deve possuir polaridade oposta da violação anterior. Dessa maneira, às vezes será necessário o acréscimo de uma marca no lugar do primeiro espaço, como mostrado na Figura 18.31c e Figura 18.31d. Sem essas marcas extras, a violação teria a mesma polaridade da violação anterior.

Observando-se a Figura 18.31a percebemos a presença de quatro zeros consecutivos (E_1, E_2, E_3 e E_4) no sinal de dados. O formato da seqüência de substituição HDB3 que irá ser transmitida no lugar desses quatro zeros irá depender das condições de dois Flip-Flops que memorizam a polaridade do último pulso e da última violação (V). Essas condições são mostradas na Figura 18.31, existindo quatro situações possíveis.

Na Figura 18.31b, a polaridade do último pulso enviado foi negativa e a polaridade da última violação foi positiva. Dessa maneira, o próximo pulso deverá ser positivo, para obedecer à regra AMI, e a próxima violação deverá ser negativa, para obedecer à regra HDB3. Os bits 1 e 4 são transmitidos e codificados como marcas, com polaridades positiva e negativa. Os bits 2 e 3 são codificados como espaços. Os bits 5, 6, 7 e 8 são todos zeros, sendo necessário substituí-los por uma seqüência HDB3. O quarto zero é substituído por uma violação de polaridade oposta à da violação anterior. Portanto, será substituído por uma violação negativa (V–). Agora é necessário verificar a polaridade da última marca enviada, antes da violação: ela deve possuir a mesma polaridade da violação. Como é isso o que acontece, a codificação HDB3 está completada. No circuito, o Flip-Flop que registra a polaridade da violação irá mudar de estado, passando a indicar V–.

Na Figura 18.31c, a condição anterior é aquela em que o último pulso e a última polaridade são ambos negativos. As marcas 1 e 4 são transmitidas com as polaridades alternadas (+ e –), vindo em seguida uma seqüência de quatro zeros consecutivos. O quarto zero será uma violação de polaridade contrária à da última violação, ou seja, positiva. Porém, como a última marca (bit 4) é negativa, será necessário codificar o primeiro espaço da seqüência de quatro zeros como marca (M+). A razão para isso é que, na recepção, uma seqüência HDB3 é identificada pelas violações, sendo necessário que o decodificador HDB3 receba dois pulsos consecutivos com a mesma polaridade.

Uma forma prática de codificar em HDB3 é exposta a seguir.

a) Inspecione os dados e encontre quatro zeros consecutivos;
b) Identifique os zeros como E_1, E_2, E_3 e E_4.0;
c) Codifique o primeiro espaço (E_1) como indicado:

Polaridade do último pulso	–	–	+	+
Polaridade da última violação	–	+	–	+
Valor atribuído para E_1	+	0	0	–

d) Codifique os espaços E_2 e E_3 como zero;
e) Codifique o quarto espaço (E_4 como violação, ou seja, com a mesma polaridade do último pulso.

Ao aplicarmos essas regras devemos ter o cuidado de irmos atualizando os valores do último pulso (UP) e última violação (UV). Veja outro exemplo na Figura 18.32

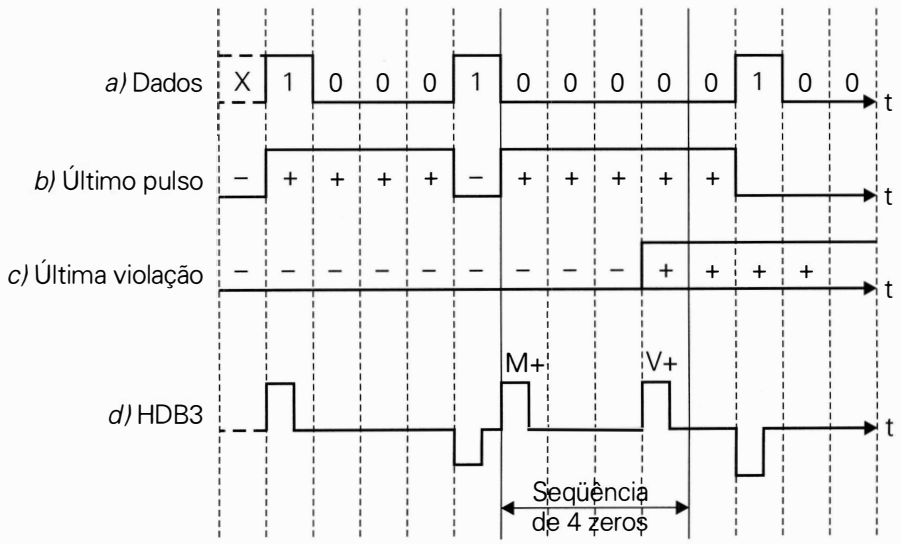


Figura 18.32 Código HDB3.

Código CMI

Esse código é usado no fluxo de 140 Mbps. Os bits de dado são codificados da seguinte maneira:

a) Bit 1: como 00 e 11, alternadamente;
b) Bit 0: como 01.

Cada par de bit do sinal de linha possui a mesma duração que um bit do sinal de dado. Veja a Figura 18.33.

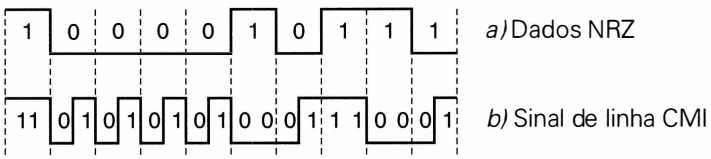


Figura 18.33 Código CMI.

Questionário

1) Quais as tendências que alicerçam a transmissão digital?
2) Onde se aplicam as técnicas PCM e TDM?
3) Quando surgiu o PCM e quando tornou-se utilizável?
4) Quais as etapas da transmissão digital?
5) Qual a finalidade do filtro antialiasing?
6) Quais os requisitos impostos ao amostrador?
7) O que é erro de quantização e como ele pode ser minimizado?
8) Qual o valor do sinal reconstituído que resulta no menor erro médio de quantização?
9) Qual o fator que mais afeta a relação sinal/ruído de quantização?
10) Quais os tipos de variações de nível do sinal telefônico?
11) Qual a faixa dinâmica do sinal telefônico?
12) O que é a lei A?
13) Qual o valor máximo da compressão digital?
14) Qual o número de bits de nível e segmentos utilizados no sinal codificado segundo a lei A?
15) Qual a finalidade dos ITC-0 e ITC-16?
16) Qual o formato do sinal de sincronismo de quadro?
17) Qual o formato do sinal de sinalização?
18) Quais as características que deve conter o sinal de linha?
19) Por que deve ser limitado o número de zeros transmitidos?
20) Quais as características do sinal HDB3?
21) Qual a freqüência fundamental do sinal de linha?
22) Onde é usado o sinal CMI?

Problemas Propostos

1) Forneça um exemplo do uso do PCM.
2) Descreva a utilização da transmissão digital.
3) Desenhe a estrutura de um sistema de transmissão digital.
4) Descreva o processo de codificação.
5) Desenhe o diagrama em blocos do codificador.
6) Descreva o processo de multiplexação no tempo.
7) Desenhe e descreva um decodificador.
8) Desenhe e descreva um amostrador.
9) Descreva a quantização.
10) Escreva a equação usada para calcular a amplitude do sinal comprimido, sendo o sinal de entrada igual a 0,01.
11) Descreva a compressão digital.
12) Descreva o formato do sinal codificado segundo a lei A.
13) Desenhe a curva de compressão digital da lei A.
14) Desenhe e descreva a estrutura de um quantizador e codificador.
15) Desenhe e descreva a estrutura de um compressor digital.
16) Desenhe a estrutura de dados do PCM-30.
17) Desenhe a estrutura da unidade de canal de sincronismo e alarme.
18) Descreva a unidade de relógio do PCM-30.
19) Descreva a seqüência de transmissão do multiplex TDM.
20) Desenhe e descreva a unidade de canal de voz.
21) Descreva a unidade de sinalização.
22) Desenhe os sinais RZ e AMI.

Capítulo 19

Hierarquia Digital

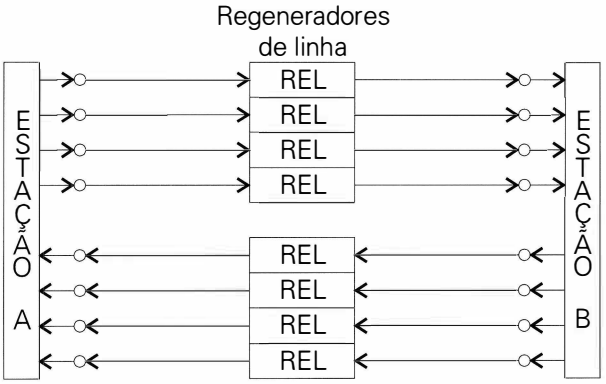
Com o sucesso da transmissão PCM, o número de cabos interligando as centrais telefônicas cresceu de forma exagerada, surgindo a necessidade de se aumentar o número de canais transmitidos em cada cabo. Para realizar esse objetivo sem alterar os padrões vigentes, restava a alternativa de submeter os sinais PCM a uma multiplexação de ordem mais elevada. Inicialmente, surgiu a hierarquia digital plesiócrona (PDH — Plesiochronous Digital Hierarchy), ou seja, hierarquia digital quase síncrona, na qual os sinais a serem multiplexados, em número de quatro, são reunidos para a formação de um fluxo PCM de maior velocidade e maior número de canais.

As limitações do PDH, manifestada na impossibilidade de se extrair canais de 64 kbps diretamente de um fluxo de ordem superior, bem como a ausência de suporte para o gerenciamento da rede de transmissão digital, levaram ao surgimento da hierarquia digital síncrona (SDH — Synchronous Digital Hierarchy). Essa hierarquia suporta os sinais PDH, permite o acesso direto ao canal de 64 kbps, proporciona um excelente suporte ao gerenciamento da rede e pode operar em velocidades superiores a 1 Gbps.

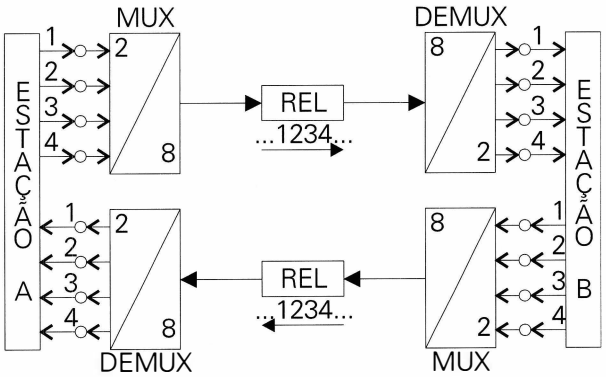
Multiplexação Plesiócrona

A multiplexação plesiócrona é a multiplexação no tempo que é executada para sinais de entrada de mesma freqüência nominal, cujos relógios, porém, são independentes. Como ocorre com outras formas, a multiplexação plesiócrona é usada com a finalidade de aumentar a quantidade de informação transmitida por um determinado meio. Neste caso, o objetivo é a transmissão de vários fluxos de 2 Mbps por um único cabo, com a finalidade de se reduzir o número de cabos necessários entre estações. A Figura 19.1a

compara dois sistemas. O primeiro utiliza quatro cabos PCM para transmitir quatro fluxos de 2 Mbps entre duas estações. O segundo utiliza um multiplexador para agrupar os quatro fluxos de 2 Mbps em um único fluxo de 8 Mbps, proporcionando grande economia de cabos e regeneradores de linha (Figura 19.1b).



a) Transmissão com 4 fluxos de 2 Mbps



b) Transmissão com 2 fluxos de 8 Mbps

Figura 19.1 Comparação de quatro sistemas de 2 Mbps com um sistema de 8 Mbps.

Para que a multiplexação se realize sem falhas, a velocidade do multiplex deve ser igual ao produto da velocidade dos tributários pelo número de tributários conectados em sua entrada. Os bits aplicados no multiplex devem permanecer inalterados até que sejam lidos pelo multiplex.

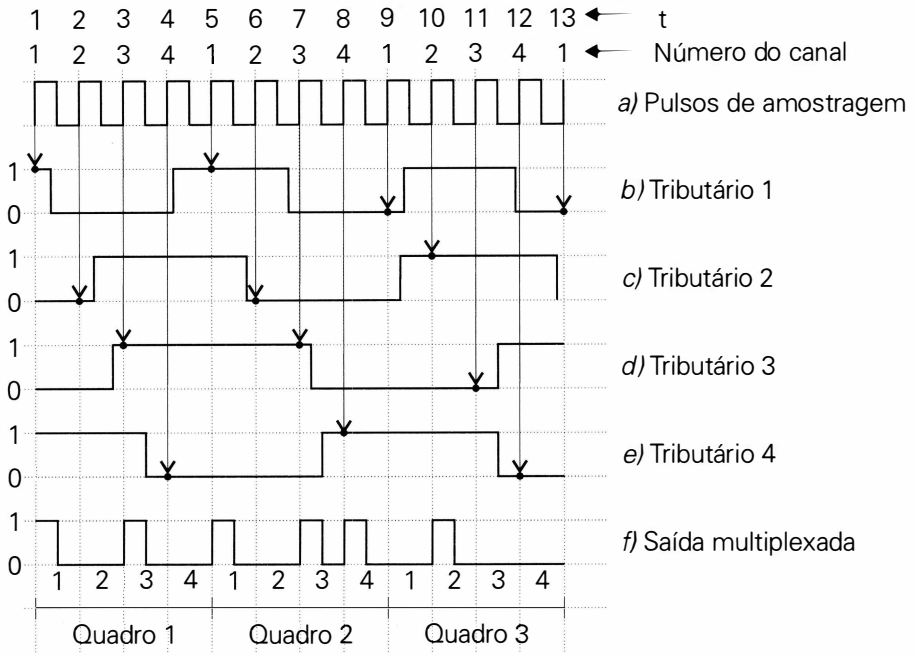


Figura 19.2 Multiplexação plesiócrona sem justificação.

Na prática, porém, não há sincronismo entre os tributários e o multiplex, podendo ocorrer tanto a perda de bits quanto a transmissão repetida de um mesmo bit aplicado, como mostrado na Figura 19.2. Para os tributários 1 e 2 há perda de bits, porque suas velocidades são excessivas. Para o tributário 3, ocorre o oposto: o mesmo bit é transmitido duas vezes, porque sua velocidade é insuficiente. Somente o tributário 4 é corretamente amostrado, porque a velocidade do multiplex é um múltiplo exato da velocidade do tributário. A solução encontrada para essas dificuldades exige as seguintes providências:

a) Limitar as diferenças de freqüência de relógio dos diversos tributários.
b) Armazenar cada bit de dado entregue pelo tributário em uma memória, evitando assim qualquer possibilidade de perdê-los.
c) Transmitir os bits de dados armazenados em uma velocidade ligeiramente maior que a velocidade máxima permitida pela tolerância de freqüência admissível.
d) Se necessário, inserir bits de preenchimento no sinal multiplexado para compensação da maior velocidade do multiplex. Os bits de preenchimento são chamados de bits de justificação.
e) Identificar os bits de preenchimento (justificação) eventualmente inseridos, para que possam ser descartados durante o processo de demultiplexação.

Os limites dos desvios de freqüência do relógio são fornecidos na tabela a seguir.

Tabela 19.1 Tolerância de freqüência de relógio para sinais multiplex.

ORDEM	VELOCIDADE NOMINAL DE TRANSMISSÃO (KBPS)	TOLERÂNCIA MÁXIMA	
		ppm	Hz
–	64	± 100	± 6,4
1ª	2048	± 50	± 102,4
2ª	8448	± 30	± 253,4
3ª	34368	± 20	± 687,4
4ª	139264	± 15	± 2088,9

No multiplex de primeira ordem (2048 kbps), a diferença máxima permitida de velocidade entre o tributário mais rápido e o mais lento é de 204,8 bps.

O armazenamento dos bits de dados fornecidos pelos tributários, com o objetivo de não ocorrer perda de informação, deve obedecer aos seguintes critérios:

a) O tempo de armazenamento necessita ser o menor possível, para evitar retardos inaceitáveis na transmissão da voz.
b) O espaço necessário para a armazenagem deve ser pequeno, para minimizar os requisitos de memória.

O mecanismo adotado no PDH consiste no armazenamento de apenas alguns bits oriundos de cada tributário, que em seguida são lidos pelo multiplex. A velocidade de leitura é ligeiramente maior que a velocidade de escrita na memória, havendo portanto uma tendência de a memória esvaziar-se. Quando isso acontece, a memória sinaliza ao multiplex, que altera o valor de um bit de controle e envia um bit de justificação no lugar de retransmitir o bit de dado. A Figura 19.3 mostra o funcionamento.

O retângulo vertical representa memória elástica. As letras X, *Y* e *Z* representam o antepenúltimo, o penúltimo e o último bits escritos pelo tributário na memória elástica. A escrita é sempre feita na posição zero da memória, e seu conteúdo anterior é deslocado para baixo. A leitura é executada pelo multiplex, sempre na última posição ocupada na memória, que é indicada por um ponteiro. Quando ocorre uma escrita, o ponteiro é incrementado, quando ocorre uma leitura, o ponteiro é decrementado e, se o ponteiro assumir o valor zero, o bit de controle, *C*, passa de zero para um. O valor do bit de controle é transmitido para o demultiplex e é usado para determinar a existência de bits de justificação no fluxo recebido. A chave CH seleciona se o bit transmitido é de dado, *D*, ou de justificação, *J*, dependendo do valor do ponteiro. Se o ponteiro permanecer em zero durante dois instantes sucessivos, a chave CH muda para a posição *J* e é enviado um bit de preenchimento.

A Figura 19.3a exibe a condição em que a memória elástica está completamente preenchida, havendo 3 bits de dados armazenados. A próxima operação, obrigatoriamente, precisa ser de leitura, o que ocorre na Figura 19.3b, quando então o ponteiro de leitura, *P*, é decrementado de uma unidade.

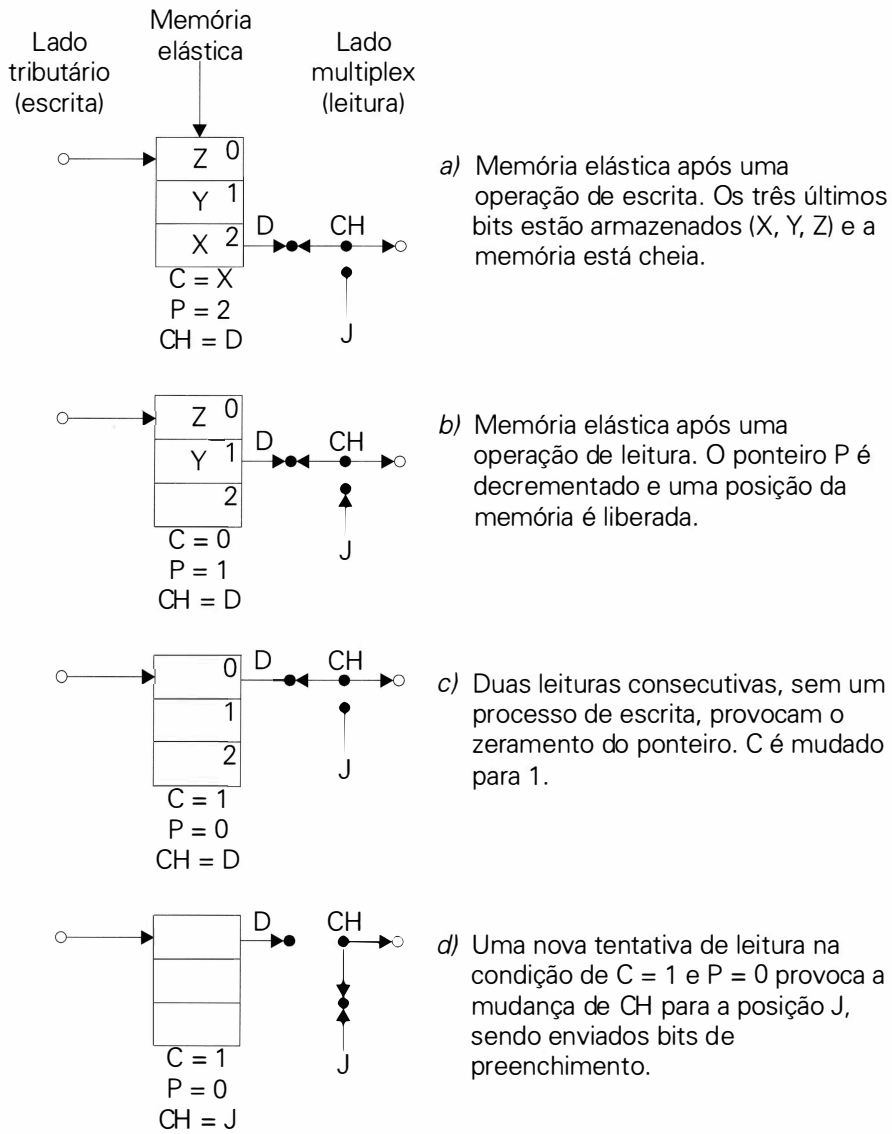


Figura 19.3 Funcionamento da memória elástica.

O processo de multiplexação prossegue com sucessivas escritas de dados na memória, executadas pelo tributário, intercaladas por leituras executadas pelo multiplex. Enquanto se alternarem perfeitamente a escrita e a leitura, o valor do ponteiro irá variar entre 2 e 3. Porém, como a velocidade de leitura é um pouco maior do que a de escrita, eventualmente ocorrerão duas leituras consecutivas, fazendo o ponteiro atingir o valor zero, como mostrado na Figura 19.3c. Nessa condição, o bit de controle é colocado na condição $C = 1$.

A condição do bit C é transmitida pelo multiplex. Se a condição $C = 1$ ocorrer duas ou mais vezes em um determinado intervalo de tempo, será indício de que ocorreu justificação e um bit de preenchimento, de valor igual a 1, será enviado.

A condição $C = 1$ pode mudar para $C = 0$ desde que seja efetuada a escrita de um bit, pelo tributário. Porém, se na condição de $C = 1$ e $P = 0$ ocorrer a leitura de um bit, o multiplex enviará um bit de justificação no lugar do bit de dados, já que a memória elástica se encontrará vazia.

Multiplex de Segunda Ordem

Para agrupar quatro fluxos de 2 Mbps em um único fluxo de transmissão, torna-se necessária a criação de uma nova estrutura de quadro de pulsos, como mostrado na Figura 19.4.

Como vemos, um quadro do multiplex de segunda ordem é composto por quatro blocos contendo 212 bits cada, em um total de 848 bits. Cada bloco é composto pelos bits de dados, provenientes dos fluxos de 2 Mbps (chamados de *tributários*) e mais alguns bits auxiliares, que iniciam cada bloco.

O primeiro bloco inicia-se pela palavra de alinhamento de quadro (PAQ), de dez bits. A PAQ é usada pelo demultiplex para encontrar o início do bloco 1. Após a palavra de alinhamento de quadro são transmitidos dois bits de alarme: urgente ($D = 1$ indica alarme) e não-urgente ($N = 0$ indica alarme). Esses bits de alarme são usados para informar à estação remota a condição operacional do equipamento. Em seguida, são transmitidos 200 bits de dados, em grupos de quatro bits, cada bit pertencente a um tributário diferente.

Os blocos 2 e 3 têm seus quatro primeiros bits utilizados para identificar se houve ou não justificação. A justificação é um bit acrescentado no final (bloco 4), com o objetivo de completar o número total de bits necessários. O bit de justificação é necessário para corrigir diferenças relativas de velocidade entre os fluxos de 2 Mbps e o fluxo de 8 Mbps.

Após os bits de controle de justificação, seguem-se, nos blocos 2 e 3, os bits de dados, em um total de 208 bits.

O bloco 4 também inicia com os quatro bits de controle de justificação. Os quatro próximos bits, J/D, podem ser bits de dados ou bits de justificação, dependendo dos valores atribuídos aos bits de controle contidos nos blocos 2, 3 e 4. Para cada um dos quatro tributários, são transmitidos três bits de controle. Se pelo menos dois desses bits possuírem valor

zero, então o bit *J / D* correspondente ao tributário será um bit de dado. Porém, se dois ou mais bits de controle possuírem valor 1, então o bit *J / D* correspondente ao tributário deverá ser desprezado, pois será um bit de justificação. A Figura 19.5 exemplifica o processo.

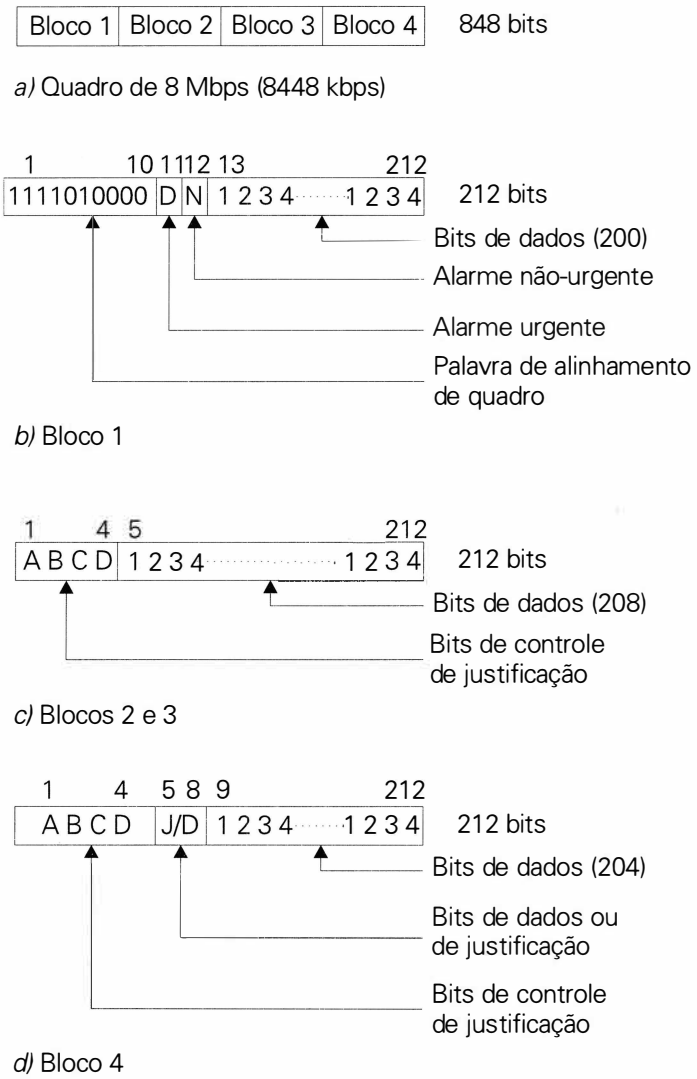


Figura 19.4 Estrutura do quadro do multiplex de segunda ordem.

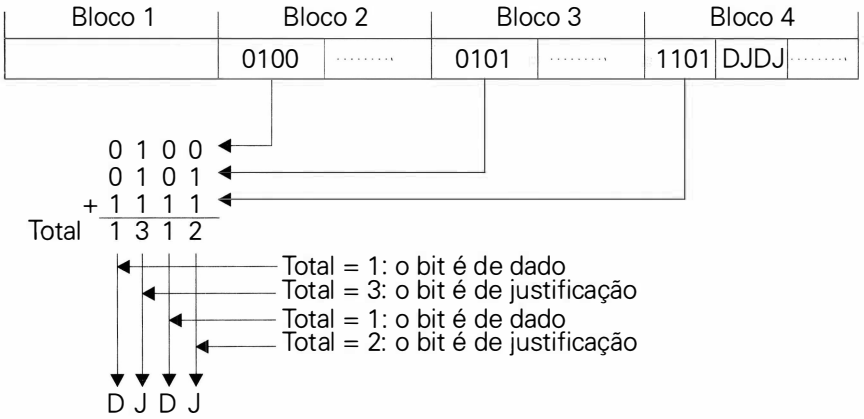


Figura 19.5 Interpretação do significado dos bits de controle de justificação.

Os últimos 204 bits do bloco 4 são bits de dados.

Multiplex de Terceira Ordem

O multiplex de terceira ordem agrupa quatro fluxos de 8448 kbps em um único fluxo de 34368 kbps, totalizando assim 480 canais telefônicos em um único. A Figura 19.6 mostra o entroncamento entre duas centrais por meio de um fluxo de 34 Mbps.

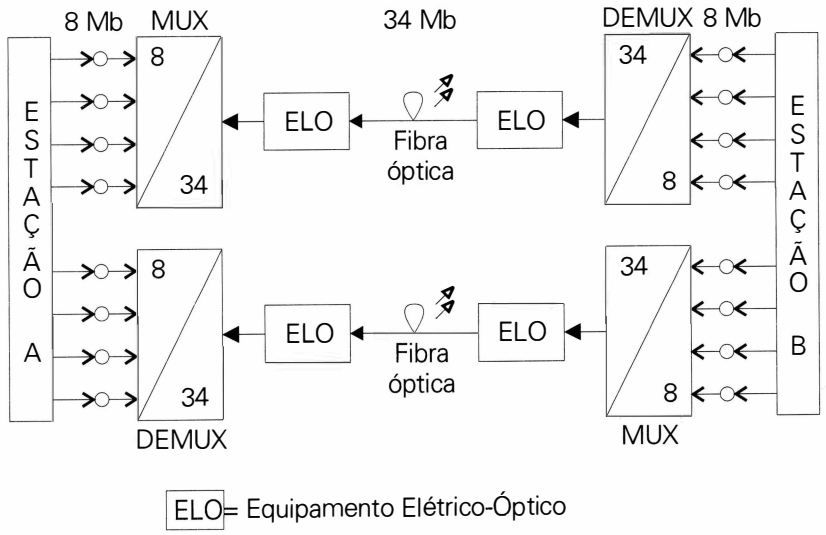


Figura 19.6 Multiplex de terceira ordem.

Na Figura 19.6, quatro fluxos de 8 Mbps são multiplexados por um multiplex de terceira ordem, gerando um fluxo de 34 Mbps. Em seguida, o fluxo de 34 Mbps é enviado a um equipamento elétrico-óptico (ELO), que converte os pulsos elétricos em pulsos luminosos, a ser transmitidos por meio de fibra óptica até a outra estação, onde os pulsos luminosos são reconvertidos em pulsos elétricos e encaminhados ao demultiplex de terceira ordem, que os transforma em quatro fluxos de 8 Mbps.

O uso do equipamento óptico é quase obrigatório para a transmissão em 34 Mbps, já que, nessa velocidade, o alcance de uma transmissão por cabo metálico é muito reduzido, obrigando o uso de muitos regeneradores.

Estrutura de quadro. O multiplex de terceira ordem apresenta a estrutura de quadro de multiplexação mostrada na Figura 19.7.

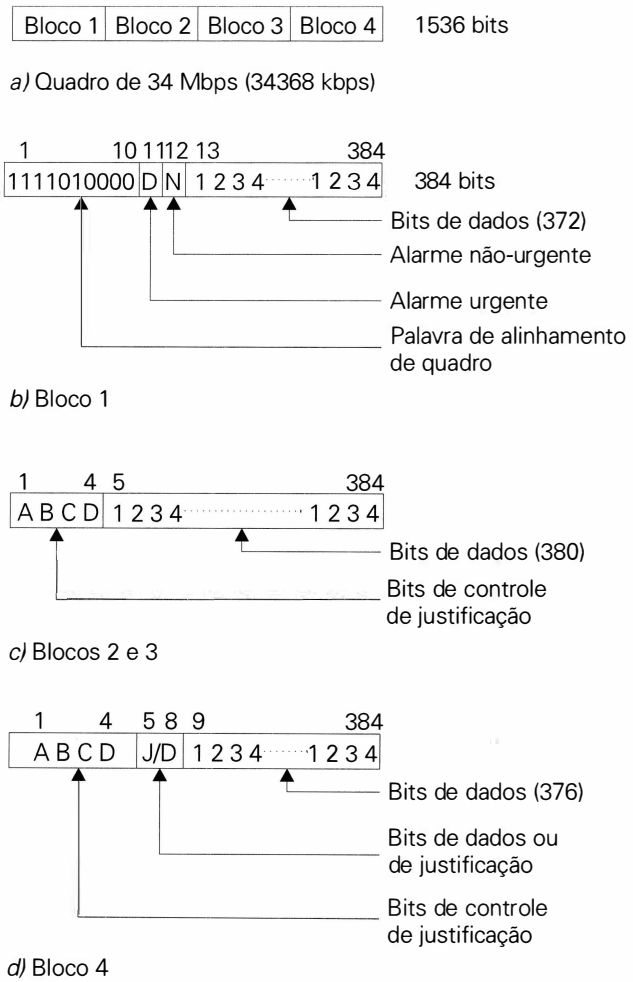


Figura 19.7 Estrutura do quadro do multiplex de terceira ordem.

Comparando-se as estruturas de quadro dos multiplex de segunda e terceira ordem, percebe-se que só varia o número de bits de dados enviados, permanecendo inalterados os bits de controle e justificação.

Multiplex Duplo Salto

O multiplex de segunda ordem (2/8 Mbps) mostrou-se insuficiente para atender às necessidades crescentes de canais de comunicação, obrigando o uso do multiplex de terceira ordem (8/34 Mbps). Alguns fabricantes passaram então a fornecer um equipamento multiplex, conhecido como duplo salto, capaz de gerar o fluxo de 34 Mbps a partir de 16 fluxos de 2 Mbps. Esse multiplex reduz o custo e o espaço necessário para os equipamentos, já que elimina quatro multiplex de 2/8 Mbps em cada estação.

Multiplex de Quarta Ordem

O multiplex de quarta ordem agrupa quatro fluxos de 34368 kbps em um único fluxo de 139264 kbps, totalizando assim 1920 canais telefônicos por um único cabo (metálico ou óptico). A Figura 19.8 mostra um entroncamento de duas centrais por meio de um fluxo de 140 Mbps.

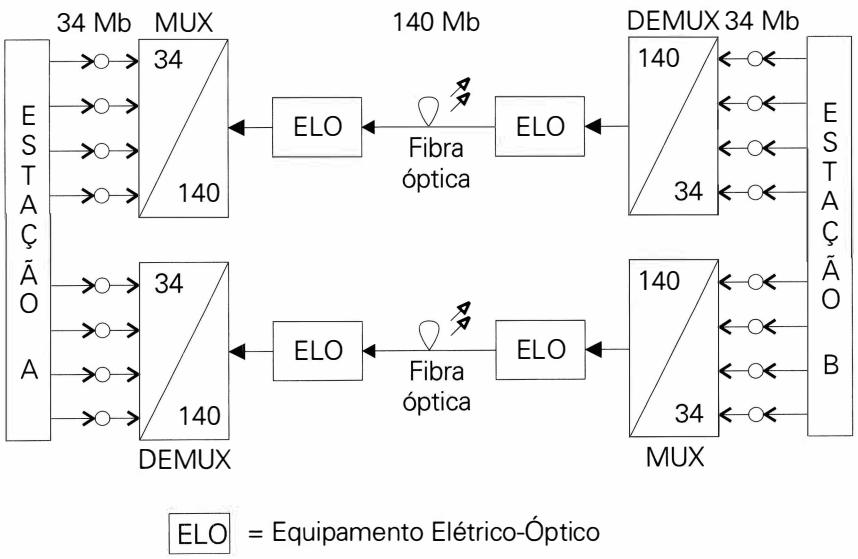


Figura 19.8 Multiplex de quarta ordem.

Na Figura 19.8, quatro fluxos de 34 Mbps são multiplexados por um multiplex de quarta ordem, gerando um fluxo de 140 Mbps. Em seguida, o fluxo de 140 Mbps é enviado a um equipamento elétrico-óptico (ELO), que converte os pulsos elétricos em pulsos luminosos, a ser transmitidos por meio de uma fibra óptica até a outra estação, onde os pulsos luminosos são reconvertidos em pulsos elétricos e encaminhados ao demultiplex de terceira ordem, que os reconverte em fluxos de 34 Mbps. O uso do equipamento óptico é obrigatório para a transmissão em 140 Mbps.

O multiplex de quarta ordem apresenta uma estrutura de quadro de seis blocos, mostrada na Figura 19.9.

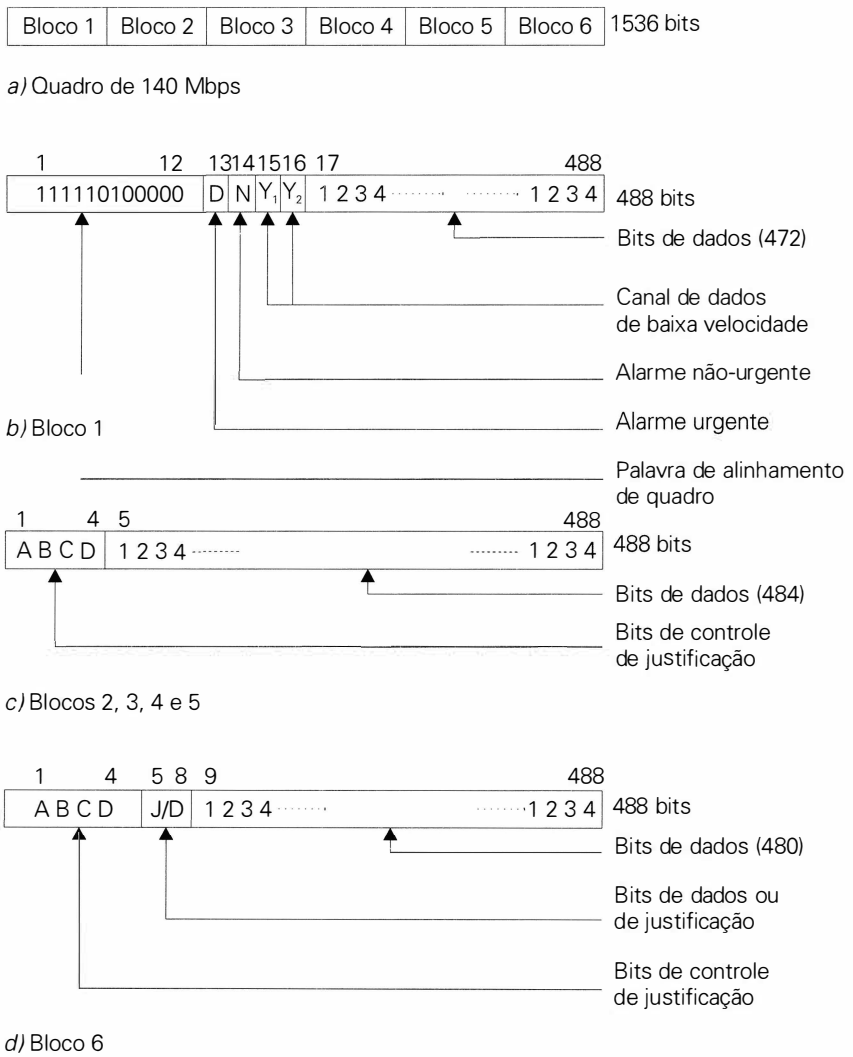


Figura 19.9 Estrutura do quadro do multiplex de quarta ordem.

Hierarquia Digital Síncrona

Os sistemas de multiplexação vistos até agora agregavam os fluxos de 2 Mbps entrelaçando-os bit a bit. Apesar desse procedimento facilitar a multiplexação, ele apresenta a desvantagem de não permitir a extração de um determinado canal diretamente de um fluxo de hierarquia superior. Esse procedimento só pode ser executado diretamente no fluxo de 2 Mbps. Além dessa desvantagem, o sistema de transmissão com multiplexação plesiócrona não oferece nenhuma facilidade para o gerenciamento de uma rede de telecomunicações, necessitando que todo o gerenciamento seja feito de forma manual. Para resolver esses problemas, foi criada a hierarquia digital síncrona (SDH), na qual os 8 bits de cada canal são mantidos juntos.

Vantagens

A hierarquia digital síncrona oferece como principal vantagem a flexibilidade, pois, ao contrário da hierarquia plesiócrona (PDH), no SDH é possível transmitir tributários de 1,5 Mbps (padrão americano) e 2 Mbps (padrão europeu) por um mesmo equipamento. Também é possível acessar qualquer tributário a partir de qualquer módulo de transporte síncrono (STM).

Velocidade de Transmissão

O SDH utiliza fibras ópticas para transmissão, sendo utilizadas as seguintes velocidades:

STM-1: 155,52 Mbps

STM-3: 622,08 Mbps

STM-16: 2488,32 Mbps

Quadro STM-1

Um quadro STM é composto por quatro seções, como é mostrado na Figura 19.10.

As seções do quadro STM-1 são: RSOH, ponteiro, MSOH e dados (*payload*).

RSOH. É o cabeçalho que contém informações que podem ser lidas ou escritas pelo regenerador. Possui um total de 27 bytes, dispostos em três linhas de nove colunas. A Figura 19.11 mostra a configuração dos bytes.

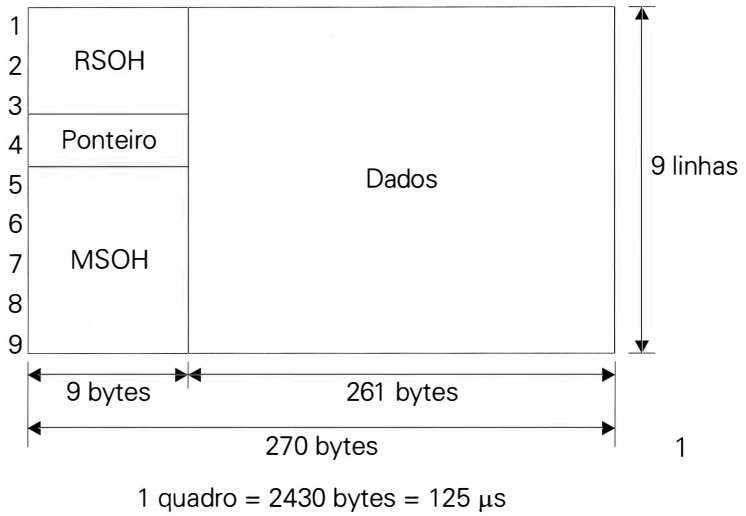


Figura 19.10 Quadro STM-1.

A1	A1	A1	A2	A2	A2	C1	X	X
B1				E1		F1	X	X
D1				D2		D3		

Figura 19.11 RSOH – Cabeçalho da seção do regenerador.

Os bytes do RSOH possuem a seguinte finalidade:

A1: Alinhamento de quadro – 1111010

A2: Alinhamento de quadro – 00101000

C1: Identifica o nível hierárquico do quadro, que varia de 1 até N para um sinal STM-N.

X: Disponível para uso nacional.

B1: Byte de paridade entrelaçada 8 (BIP-*). Usado na detecção de erros. Utiliza paridade par.

E1: Usado para comunicação de voz (canal de serviço) na velocidade de 64 kbps, entre estações regeneradoras.

F1: Byte reservado para o usuário do sistema.

D1, D2 e D3: Canal de comunicação de dados de 192 kbps, usado entre estações regeneradoras.

Ponteiro. Corresponde aos nove primeiros bytes da quarta linha do quadro STM-1. Sua composição é mostrada na Figura 19.12.

H1	Y	Y	H2	1	1	H3	H3	H3

Figura 19.12 Ponteiro do STM-1.

A função de cada byte é descrita a seguir:

H1 e H2: Ponteiro.

H3: Justificação negativa.

Y e 1: São mantidos constantes.

Os bytes H1 e H2 são usados da seguinte maneira: os dois últimos bits de H1 são agrupados com os oito bits de H2, gerando um endereço na faixa de 0 a 782, dentro do quadro de dados. Esses 783 endereços correspondem a um terço do espaço destinado aos dados (9 x 261 = 2349 bytes) e referem-se às posições permitidas para o início de um quadro de dados. A posição permitida é o valor do ponteiro multiplicado por 3.

Os quatro primeiros bits de H1 indicam o salto de fase que ocorre quando um novo sinal passa a ser transmitido. Os bits 5 e 6 são sempre 1 e 0.

MSOH. É o cabeçalho da seção de multiplex, contendo informações usadas por estações multiplex. A Figura 19.13 mostra a configuração do MSOH.

A função dos bytes do cabeçalho da seção multiplex é descrita a seguir:

B2: Usado para monitorar erros na seção multiplex.

K1 e K2: Usados para comunicação entre equipamentos de comutação.

D4 a D12: Usados para comunicação de dados, na velocidade de 576 kbps, entre estações multiplex.

Z1 e Z2: Não existe função definida para esses bytes.

X: Bytes reservados para uso nacional.

		Colunas								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
Linhas	5	B2	B2	B2	K1			K2		
	6	D4			D5			D6		
	7	D7			D8			D9		
	8	D10			D11			D12		
	9	Z1	Z1	Z1	Z2	Z2	Z2	E2	X	X

Figura 19.13 MSOH – Cabeçalho da seção multiplex.

Dados. A seção de dados transporta a informação útil, na velocidade de 150,336 Mbps. Esse valor é obtido multiplicando-se o espaço destinado aos dados (9 x 261 bytes) pelo número de quadros por segundo (8000) e pelo número de bits contidos no byte: 9 x 261 x 8000 x 8 = 150336000 bits.

Abreviaturas utilizadas

ELO: Equipamento elétrico-óptico
J/D: Bit de justificação ou bit de dado.
PAQ: Palavra de Alinhamento de Quadro
PDH: Plesiochronous Digital Hierarchy (Hierarquia Digital Plesiócrona)
SDH: Synchronous Digital Hierarchy (Hierarquia Digital Síncrona)

Questionário

1) Como surgiu a necessidade de multiplexar sinais PCM em hierarquias superiores?
2) Quais são as hierarquias digitais existentes?
3) Quais são as limitações do PHD?
4) Quais as características do SDH?
5) O que é a multiplexação plesiócrona?
6) Quais as providências necessárias para que a multiplexação plesíocrona possa ser realizada?

7) Quais as tolerâncias máximas permitidas para sinais plesiócronos e suas velocidades?
8) Quais os critérios para o armazenamento dos bits de dados provenientes de tributários, na multiplexação plesiócrona?
9) Em que condições o valor do bit de controle de justificação é mudado para 1 (c = 1)
10) O que significa a ocorrência de duas condições c = 1?
11) Por que é necessário o uso de bits de justificação?
12) Qual é a regra utilizada para se saber da existência de bits de justificação em um fluxo de hierarquia superior?
13) Qual a capacidade de canais do multiplex de 8, 34 e 140 Mbps?
14) Por que é usada fibra óptica para a transmissão em 34 Mbps?
15) O que é um multiplex duplo salto?
16) Por que surgiu o multiplex duplo salto?
17) Qual o meio de transmissão usado no multiplex de 140 Mbps?
18) Além de permitir o acesso direto (inserção e extração) no nível do canal de 64Kbps, qual a outra facilidade oferecida pelo SDH?
19) Quais as vantagens do SDH?

Problemas Propostos

1) Cite as vantagens do sistema de 8 Mbps em relação ao sistema de 2 Mbps.
2) Descreva o processo de justificação.
3) Descreva a estrutura de quadro de um multiplex plesiócrono de segunda ordem.
4) Compare as estruturas de quadro dos fluxos de 8 e 34 Mbps.
5) Desenhe e descreva um quadro STM-1.
6) Descreva a utilização do ponteiro no STM-1.

Capítulo 20

Transmissão por Fibras Ópticas

A transmissão por fibras ópticas tem se tornado o principal meio de transmissão de sinais digitais e analógicos, devido à grande largura de faixa e ao longo alcance proporcionados. As comunicações ópticas utilizam radiação infravermelha conduzida no interior de fibras ópticas. Essa radiação é emitida por diodos laser (LD) ou diodos emissores de luz (LED) a partir dos sinais elétricos aplicados. O laser ou o LED está acoplado a uma das extremidades da fibra óptica utilizada na transmissão. A radiação emitida viaja pelo interior da fibra, atingindo a outra extremidade, onde se localiza o dispositivo fotodetector, que pode ser um diodo PIN ou de avalanche. O fotodetector transforma sinais infravermelhos em elétricos, que são em seguida processados por circuitos eletrônicos, restaurando a informação original. Veja a Figura 20.1.

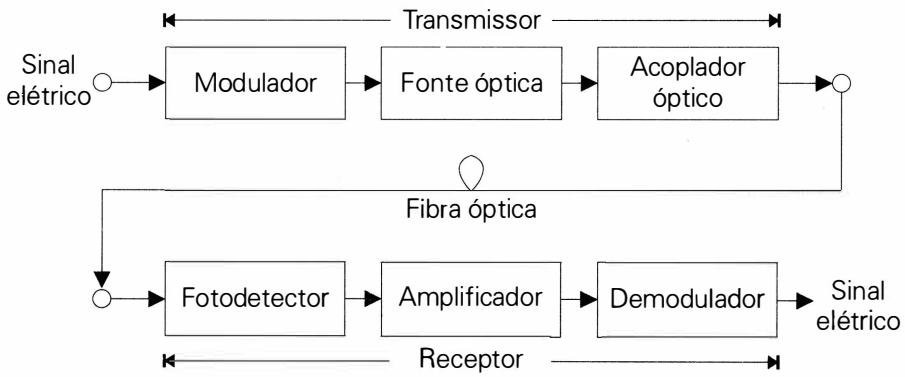


Figura 20.1 Estrutura básica de um sistema de transmissão por fibra óptica.

Características de um Sistema de Comunicação Óptica

Um sistema de comunicação por fibras ópticas apresenta as seguintes características gerais:

- É adequado apenas para a comunicação entre pontos fixos. Por ser um sistema de comunicação via cabo, não é adequado para comunicação móvel.
- Permite enlaces longos, se comparados aos sistemas de comunicação que utilizam cabos metálicos. A distância entre transmissor e receptor óptico pode atingir dezenas de quilômetros, mesmo com velocidades de transmissão da ordem de alguns Gbps (10^9 bits por segundo). Esse elevado alcance deve-se às perdas reduzidas, que ficam ao redor de 0,5 dB/km.
- Velocidade de transmissão muito elevada, podendo superar 1 Gbps.
- Grande segurança e robustez, devido ao fato de a fibra óptica ser um isolante — não conduzindo, portanto, raios e outras descargas elétricas. Ela garante, portanto, uma excelente proteção para os equipamentos eletrônicos nela conectados.
- Completa imunidade a ruídos, tornando a comunicação por fibra óptica indicada para ambientes industriais.

Aplicações de Sistemas de Comunicações Ópticos

Devido às suas características, as fibras ópticas são adequadas para a comunicação à longa e curta distância.

Comunicação à longa distância. Como as fibras ópticas exibem atenuação inferior a 0,5 dB/km e uma velocidade de transmissão que supera 1 Gbps, elas são muito usadas para a transmissão telefônica, de dados ou televisão entre grandes cidades. Redes de comunicação por fibras ópticas são usadas para interligar países e continentes. Nesses casos, são utilizados regeneradores eletrônicos ou, então, amplificadores ópticos, para ampliar ainda mais o alcance das transmissões. A Figura 20.2 mostra a estrutura de um enlace por fibras ópticas para longa distância.

O número necessário de regeneradores ou de amplificadores ópticos é proporcional ao comprimento total do enlace e da velocidade de transmissão empregada. Outros fatores também influenciam esse número, como o transmissor, o receptor e a fibra utilizados, e se é empregada multiplexação por comprimento de onda.

Para longas distâncias e grandes velocidades de transmissão, utilizam-se lasers como transmissores, com comprimento de onda de 1,31 μm ou 1,55 μm, para aproveitar o melhor desempenho das fibras ópticas nessas radiações. A transmissão em 1,31 μm diminui o espalhamento dos pulsos, o que favorece uma maior velocidade de transmissão de

dados. A transmissão em 1,55 μm favorece um alcance maior, porque nesse comprimento de onda a fibra exibe sua menor atenuação. A fibra utilizada para longas distâncias é do tipo monomodo, de sílica.

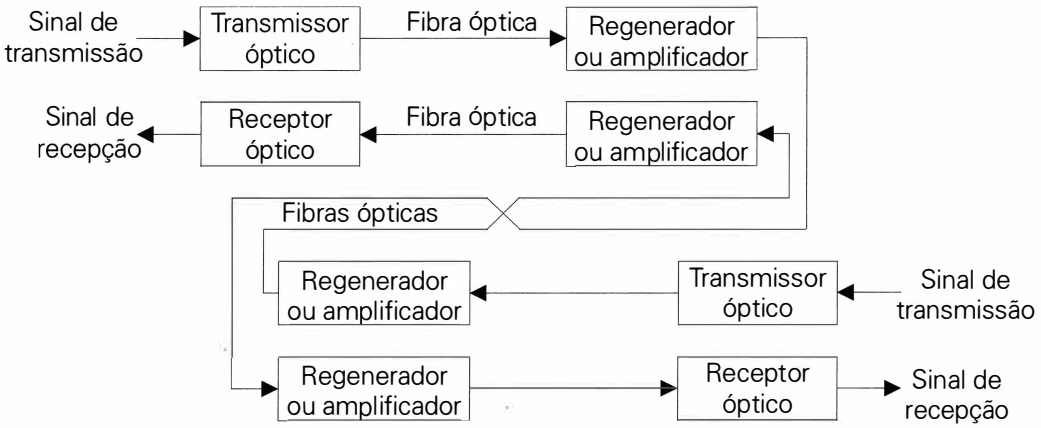


Figura 20.2 Sistema de comunicação por fibras ópticas de longa distância.

Comunicação à curta distância. O uso de fibras ópticas nas comunicações à curta distância se justifica nas seguintes situações: a) quando a velocidade de transmissão é muito elevada; b) quando a quantidade de ruído é alta, não permitindo o uso de cabos metálicos; ou c) quando a atenuação nos cabos metálicos obriga a utilização de regeneradores.

Um exemplo do uso de fibras ópticas em distâncias curtas é nas redes de telefonia celular. Seu uso é indicado porque a distância entre os pontos é maior que 1500 m, o que obrigaria, no caso do uso de cabos PCM metálicos, a utilização de regeneradores. Para essas distâncias, as fibras ópticas dispensam os regeneradores, tornando-se mais econômicas.

A Figura 20.3 mostra uma rede em anel interligando estações radiobase com a central de controle celular.

No desenho, vemos uma CCC — Central de Controle Celular — conectando-se por meio de fibras ópticas com 8 ERBs — Estações Radiobase —, formando um anel. A vantagem dessa estrutura aparece no caso de ocorrer uma interrupção do anel. Nesse caso, o sinal poderá atingir seu destino, viajando pelo caminho oposto.

Redes industriais. É uma outra aplicação das fibras ópticas em curta distância. Nesse caso, pode ser utilizada uma fibra óptica de plástico, de grande diâmetro (≅ 1 mm), e multimodo. Esse tipo de fibra oferece a vantagem de ser mais econômica que a fibra de sílica, já que se conecta aos transmissores e receptores ópticos com maior facilidade. Sua velocidade de transmissão é comparável à dos cabos metálicos.

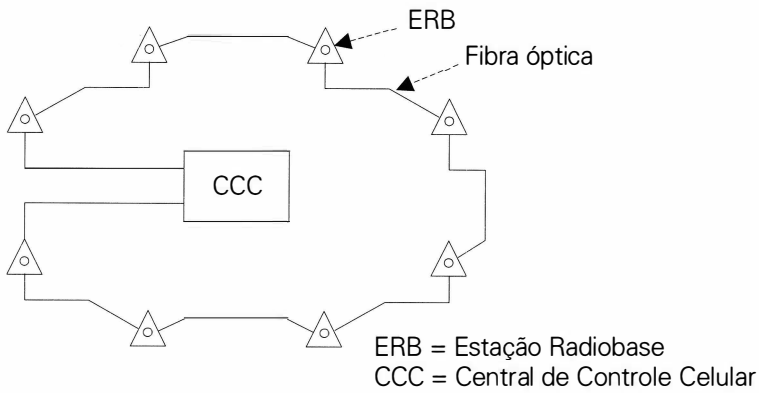


Figura 20.3 Uma rede de telefonia celular. Exemplo da aplicação de fibras ópticas para transmissão à curta distância.

Fibras Ópticas

As fibras ópticas atuam como condutores de radiação infravermelha. São fabricadas com alguns quilômetros de comprimento. Uma ou mais fibras são revestidas individualmente em plástico, agrupadas e recobertas por uma capa, formando um cabo. Veja a Figura 20.4.

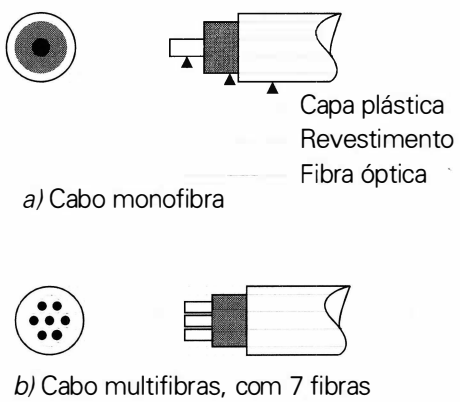
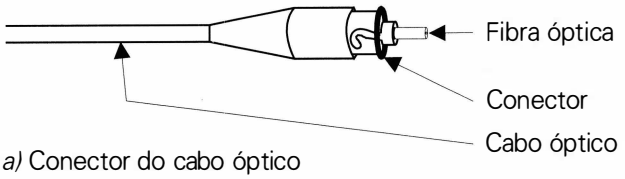
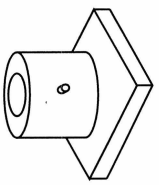


Figura 20.4 Tipos de cabos ópticos.

Antes de serem utilizadas, as fibras precisam ser cortadas na medida. Depois é necessário colocar conectores em suas extremidades. Essas operações exigem ferramentas e equipamentos apropriados, já que as fibras do tipo monomodo possuem diâmetro, na região utilizada para a transmissão, inferior a 10 μm (menor que 1 centésimo de milímetro). A Figura 20.5 mostra um cabo monofibra e seu conector.



a) Conector do cabo óptico



b) Conector do equipamento óptico

Figura 20.5 Conectores usados em fibras e equipamentos ópticos.

Tipos de Fibras

As fibras são classificadas quanto ao material utilizado na sua fabricação, aos modos de propagação e ao tipo de variação do índice de refração.

As fibras podem ser fabricadas em sílica (fibras de vidro) ou plástico. As fibras de vidro oferecem desempenho superior, sendo que as fibras de plástico são adequadas para redes locais de computadores e redes industriais. Já as fibras de vidro são de uso geral nas telecomunicações.

Quanto ao modo de propagação, as fibras podem ser monomodo ou multimodo. As fibras de monomodo apresentam um núcleo de diâmetro inferior a 1 centésimo de milímetro (cerca de 8 μm). Por isso a radiação percorre a fibra praticamente sem sofrer reflexões. Assim, a fibra monomodo provoca muito pouca dispersão dos pulsos de luz aplicados pelo transmissor óptico, permitindo uma elevadíssima velocidade de transmissão.

As fibras multimodo têm um núcleo central de um oitavo de milímetro (125 μm). A radiação infravermelha, ao percorrer a fibra, sofre reflexões em seu interior, fazendo com que algumas ondas se atrasem em relação àquelas que viajam em linha reta. Em con-

seqüência, o pulso de luz na extremidade da fibra apresenta-se disperso. O grau de dispersão dos pulsos recebidos aumenta com o comprimento da fibra óptica. A dispersão alarga os pulsos recebidos, obrigando o aumento do intervalo de tempo entre os pulsos transmitidos, para evitar a sobreposição dos pulsos na extremidade da fibra. Por isso, as fibras multimodo apresentam menor velocidade de transmissão (no máximo, 100 Mbps) que as fibras monomodo. Veja as Figuras 20.6 e 20.7.

O grau de dispersão dos pulsos em uma fibra óptica depende do comprimento de onda da radiação e do modo como o índice de refração varia. Nas fibras monomodo, a dispersão é nula para o comprimento de onda de 1,31 μm, variando de 90 ps/km-nm em 850 nm a 18 ps/km-nm a 1,55 μm. Nas fibras monomodo de dispersão deslocada, a dispersão nula ocorre a 1,55 μm, coincidindo com o ponto de atenuação mínima da fibra. As fibras de dispersão deslocada proporcionam alcance de até 100 km na velocidade 622 Mbps, devido à baixa atenuação e à dispersão nula.

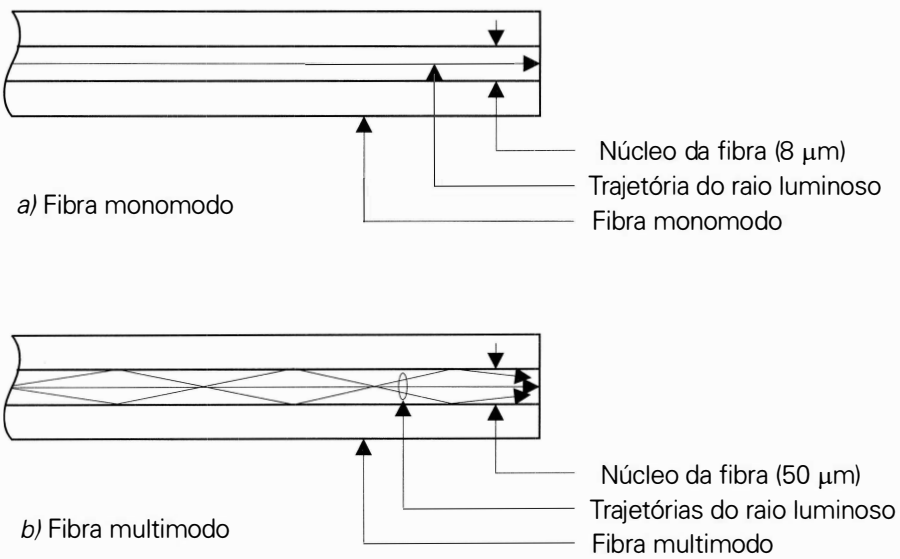


Figura 20.6 Fibras monomodo e multimodo.

As fibras multimodo apresentam um núcleo de maior diâmetro (50 μm) que as fibras monomodo. A forma como o índice de refração varia na região do núcleo exerce grande influência na dispersão do pulso luminoso que se propaga ao longo da fibra. Nas fibras em que o índice de refração varia de forma abrupta, há um maior espalhamento do pulso. Nas fibras em que a variação do índice de refração é gradual, a dispersão do pulso é menor, porque na região mais afastada do centro a velocidade de propagação da onda é

maior do que na região central. Isso compensa, em parte, o maior trajeto do raio que viaja pela região externa do núcleo. (Figura 20.8)

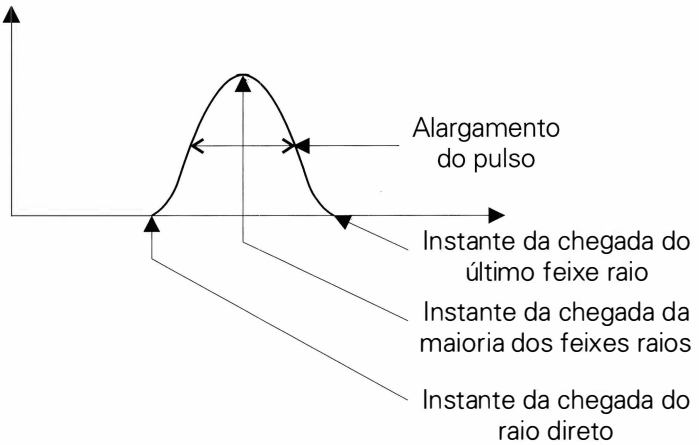


Figura 20.7 Alargamento do pulso causado pelos múltiplos percursos dentro da fibra multimodo.

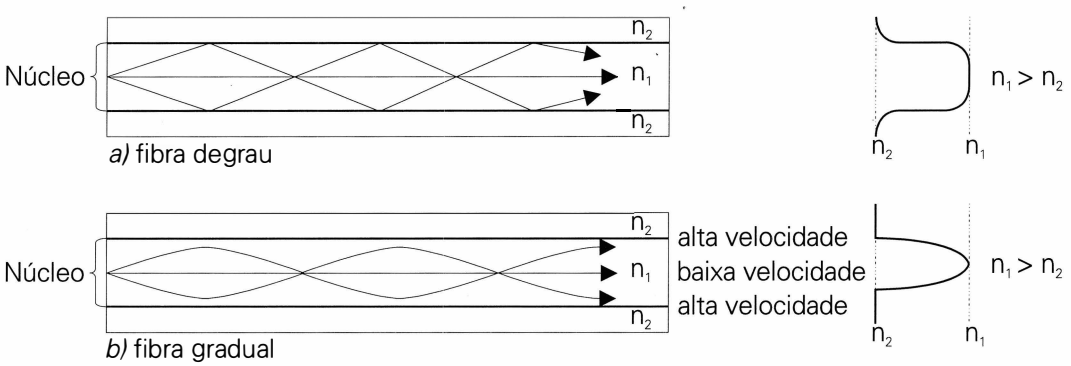


Figura 20.8 Influência do modo de variação do índice de refração na trajetória dos raios luminosos.

Janelas Ópticas

As fibras ópticas apresentam uma atenuação que é função do comprimento de onda da radiação transmitida. Os menores valores de atenuação ocorrem em três comprimentos de ondas distintos: 850 nm, 1,30 μm e 1,55 μm, como mostrado na Figura 20.9.

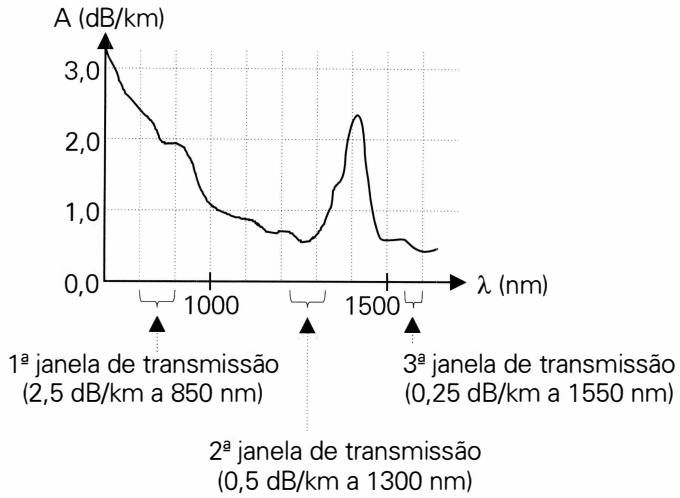


Figura 20.9 As janelas de transmissão em uma fibra óptica de sílica.

Podemos observar grandes diferenças de atenuação existentes entre as três janelas de transmissão. A transmissão em 850 nm implica uma atenuação de 2,5 dB/km, o que limita o alcance a cerca de pouco mais de 10 km, entre repetidores. Já a transmissão em 1,55 μm permite cerca de 100 km de alcance. Assim, o uso de fontes luminosas com comprimento de onda de 1,3 ou 1,55 μm é essencial para transmissões a longas distâncias.

Fontes Luminosas

Uma parte essencial de um equipamento de transmissão óptica é a fonte luminosa, cuja finalidade é transformar os impulsos elétricos gerados pelo modulador em radiação infravermelha, que é aplicada à fibra. As duas fontes ópticas mais usadas são os LEDs (diodos emissores de luz) e os LDs (diodos lasers). Embora os LEDs custem menos, eles produzem menor potência de saída, o que resulta em um menor alcance, quando comparados com os diodos lasers, além de possuírem uma velocidade de transmissão menor. Os LEDs são indicados, portanto, para aplicações nas quais o alcance não passa de alguns quilômetros, com velocidade de transmissão inferior a 200 Mbps. Já os lasers são apropriados para longas distâncias e grandes velocidades de transmissão.

LEDs

Os LEDs geram luz devido à recombinação dos elétrons livres e das lacunas em uma junção semicondutora diretamente polarizada. Esse fenômeno é conhecido como eletroluminescência e deve-se à emissão espontânea da energia dos portadores da banda de condução ao passarem para a banda de valência. Cada par elétron-livre-lacuna, ao se recombinar, libera um sinal luminoso, independente das recombinações que ocorram no restante da junção. Veja a Figura 20.10.

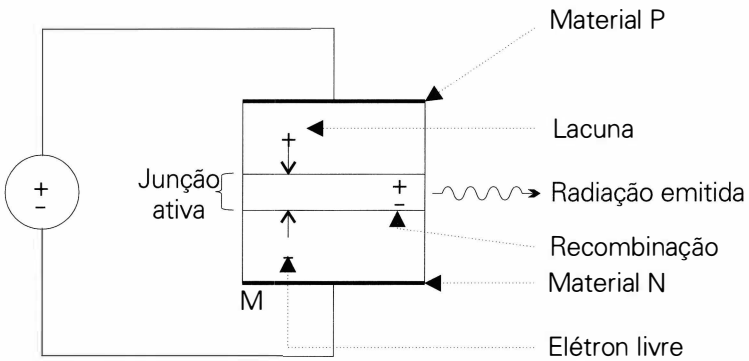


Figura 20.10 Mecanismo de emissão espontânea de luz, usado nos LEDs.

Por esse motivo, a onda luminosa emitida é incoerente, já que é resultante da combinação aleatória de inúmeras ondas individuais, assemelhando-se ao sinal que obteríamos caso utilizássemos bilhões de osciladores senoidais independentes para gerar uma portadora de rádio de maior potência. A largura de faixa da radiação emitida pelo LED varia entre 30 e 60 nm. Veja a Figura 20.11.

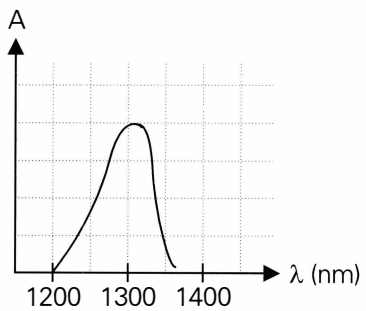


Figura 20.11 Espectro de luz emitido por um LED de 1,3 μm.

Laser Semicondutor

Os lasers semicondutores também usam uma junção semicondutora para a emissão de luz. Em relação aos LEDs, os lasers apresentam muitas vantagens nas aplicações envolvendo fibras ópticas: a potência do laser pode atingir 10 mW; o acoplamento da radiação emitida do laser para a fibra é muito maior; a luz é coerente, ocupando uma menor largura no espectro; e a largura de faixa da modulação pode atingir mais do que 20 GHz.

O laser emite luz pela radiação estimulada de energia. Isso ocorre quando os fótons cedem sua energia aos elétrons de valência, com os quais se colidem. A energia adquirida por esses elétrons é depois cedida na forma de fótons, que se propagam entre as faces espelhadas do cristal, estimulando a liberação de novos fótons por toda a estrutura ativa da junção. Veja a Figura 20.12.

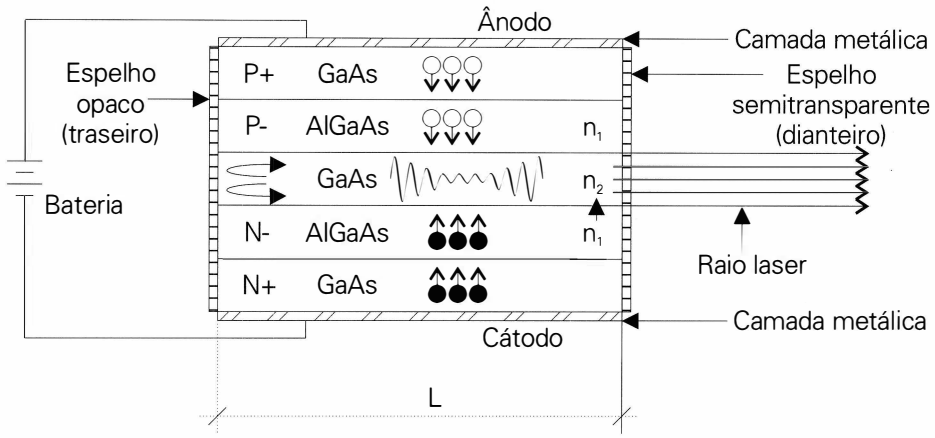


Figura 20.12 Estrutura básica de um diodo laser (LD).

Os fótons viajam entre as faces espelhadas do diodo laser. O espelho traseiro é opaco e reflete toda a radiação incidente. O espelho dianteiro, por onde é emitida a radiação, é semitransparente, permitindo que parte da energia luminosa seja mantida na região ativa do cristal, proporcionando um mecanismo de realimentação positiva que sustente a amplitude da radiação e melhore sua pureza espectral. Assim, o radiação emitida possui apenas uma raia central intensa e poucas raias laterais, como mostrado na Figura 20.13. Isso resulta em uma excelente largura de faixa de modulação, pois não provoca a *dispersão intramodal ou cromática* da fibra.

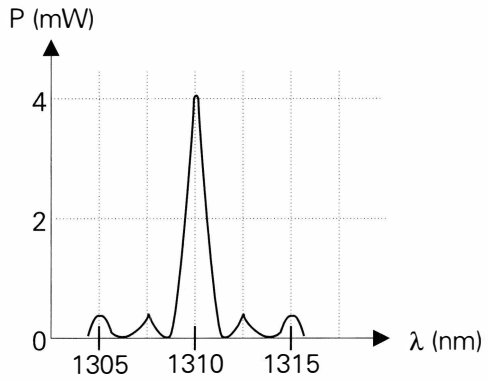


Figura 20.13 Espectro típico de um laser de 1310 nm.

Características do laser. Um diodo laser apresenta duas regiões de funcionamento distintas. Para correntes de ânodo inferiores a um certo limite (I_{th}), o diodo laser atua como um LED: sua potência óptica é baixa e a luz emitida é incoerente. Isso acontece porque o único mecanismo de emissão presente é o da emissão espontânea. Quando a corrente ultrapassa o limiar, passa a atuar o mecanismo de emissão estimulada de radiação: os fótons emitidos espontaneamente forçam os átomos excitados a liberarem a sua energia em perfeito sincronismo de fase e freqüência com a radiação absorvida. A Figura 20.14 mostra as curvas da potência de saída de um diodo laser em função da corrente de ânodo e da temperatura ambiente (°C).

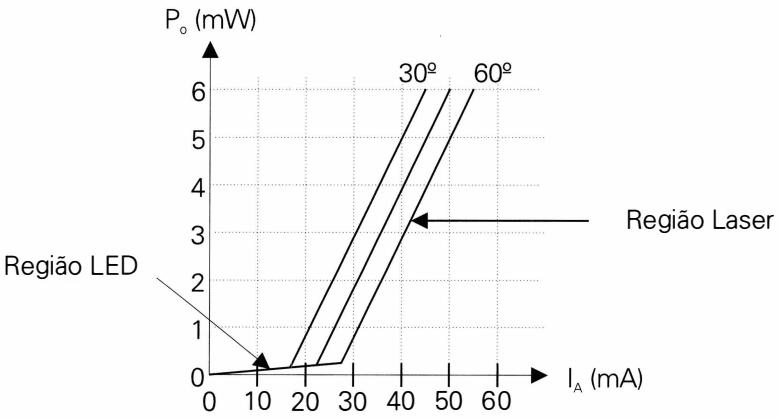


Figura 20.14 Curva $P_0 \times I_A$ de um diodo laser, ressaltando-se as regiões de operação.

Analisando-se a Figura 20.14, percebe-se que a potência de saída do diodo laser diminui quando a temperatura ambiente cresce. Para compensar a queda de potência, é necessário o aumento da corrente de ânodo do diodo laser.

Controle automático de potência. Sua finalidade é manter constante a potência de saída do laser, compensando as variações causadas pelo envelhecimento ou pelas variações de temperatura. Para permitir o controle preciso da potência de saída, os diodos lasers podem dispor de um fotodiodo acoplado ao espelho traseiro que, nesse caso, deve deixar passar uma pequena quantidade de radiação. Essa radiação irá provocar a geração de uma corrente no fotodiodo proporcional à potência de saída do diodo laser. Então, por meio de um comparador e um circuito de controle, que atua na corrente de ânodo do diodo laser, a potência de saída do laser é mantida constante (Figura 20.15).

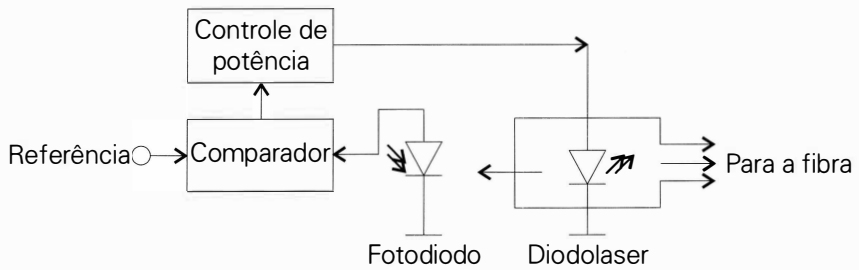


Figura 20.15 Controle automático da potência do laser.

Resfriamento. Em equipamentos de transmissão para longa distância, a elevada potência de saída necessária obriga o resfriamento do diodo laser. Uma unidade Peltier é usada para esse objetivo, sendo a temperatura mantida em 25°C pela aplicação de uma corrente no dispositivo Peltier, que é termicamente acoplado ao laser. O dispositivo Peltier consiste em uma junção semicondutora que tem a propriedade de provocar um rebaixamento de temperatura, quando lhe é aplicada uma corrente elétrica. Um termistor é usado para determinar a temperatura do laser. Essa informação é utilizada pelo circuito de controle de temperatura que atua de maneira a corrigir qualquer desvio em relação à temperatura ideal.

Segurança. O diodo laser, usado na transmissão por fibras ópticas, emite luz invisível. Devido à sua intensidade, a radiação emitida pode causar danos aos olhos. Por esse motivo, a alimentação do laser é desativada sempre que for detectada a ausência de sinal na extremidade receptora da fibra. Quando isso ocorre, o receptor óptico emite um alarme pelo canal reverso, causando a interrupção da transmissão. Isso evita, por exemplo, que uma fibra exposta cause lesões oculares.

Detectores Ópticos

Os detectores ópticos são usados na extremidade da fibra conectada ao receptor, sendo dispositivos que convertem os sinais luminosos aplicados em corrente elétrica.

Características. O fotodetector usado em um sistema de comunicações ópticas deve possuir boa sensibilidade, sendo essa característica essencial nos enlaces longos, por permitir uma maior atenuação do sinal na fibra. O ruído interno do fotodetector deve ser baixo, quando comparado com a potência do sinal recebido, para que se possa obter uma baixa taxa de erro de transmissão. O tempo de resposta do fotodetector deve ser pequeno, se comparado com a duração dos impulsos recebidos, se o objetivo for uma elevada velocidade de transmissão. Finalmente, se o sinal transmitido for analógico, é necessário que o fotodetector possua boa linearidade, para evitar a distorção do sinal recebido.

Princípio de funcionamento. O fotodiodo é utilizado como receptor em equipamentos de comunicações ópticas. Seu funcionamento é baseado na fotogeração de portadores — que é a geração de elétrons-livres e lacunas —, a partir dos elétrons da camada de valência dos átomos do material semicondutor, devido à absorção da energia dos fótons provenientes da fibra. A fotogeração de portadores é observada na região de depleção, ou no material intrínseco de uma junção PIN, iluminada por radiação de comprimento de onda adequado. Veja a Figura 20.16.

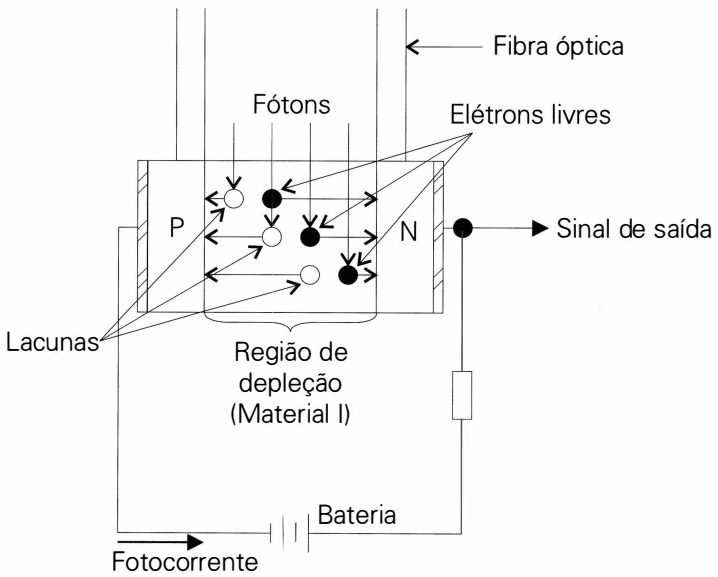


Figura 20.16 Circuito básico de um receptor óptico, destacando-se o fotodetector.

O circuito básico de um receptor óptico consiste de uma bateria, que polariza inversamente a junção semicondutora, um fotodiodo e um resistor de carga. A bateria aplica um campo elétrico, criando no diodo uma região de depleção (livre de portadores). Nos diodos convencionais PN, é aplicada uma polarização inversa de 40 V. Nos diodos PIN, como a região de depleção já existe no material intrínseco, I, bastam 10 V de polarização inversa. Ao se aplicar o feixe do laser sobre a região de depleção, os elétrons de valência são excitados e colocados na banda de condução, gerando-se pares elétrons-livres e lacunas, que são atraídos pelo campo elétrico aplicado e fazem circular uma corrente sobre o resistor de carga, aparecendo uma tensão de saída.

Fotodiodos de avalanche. Os diodos podem ter sua sensibilidade melhorada pela utilização do efeito avalanche, causado quando a junção semicondutora é polarizada com uma tensão suficientemente elevada. Nesse caso, um elétron fotogerado é acelerado de tal maneira pelo campo elétrico que provoca, nos choques com os átomos, a liberação de elétrons secundários. O efeito cumulativo desses choques pode resultar em um aumento de sensibilidade de até cem vezes. Os fotodiodos de avalanche são conhecidos como APDs.

PIN-FET. Esse fotodetector consiste da integração de um fotodiodo e de um FET em uma única pastilha de silício, oferecendo um desempenho superior no que se refere à sensibilidade e ao ruído.

Acopladores Ópticos

São dispositivos passivos empregados na conexão de duas ou mais fibras. São fabricados com o mesmo material utilizado na confecção das fibras ópticas.

Acoplador estrela. Permite conectar n entradas a n saídas, sendo que a potência de entrada é dividida entre as saídas. Se a potência de entrada for, por exemplo, de 4 mW, e houver quatro saídas, cada fibra conectada na saída receberá 1/4 da potência de entrada, ou 1 mW. Desse valor, deve-se descontar a perda em excesso, que pode chegar a 3 dB — nesse caso, cada fibra receberia 0,5 mW. A perda em excesso é causada pelo acoplador óptico e é a relação entre a potência óptica total na saída do acoplador e a potência óptica total aplicada na entrada. Além de transmitir para a saída os sinais aplicados, o acoplador estrela proporciona isolação entre as entradas. Essa isolação costuma ficar em torno de 40 dB. A Figura 20.17 mostra um acoplador estrela de quatro entradas e quatro saídas.

Uma aplicação do acoplador estrela é na distribuição de sinais para diversos sistemas.

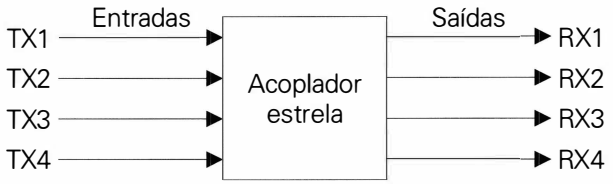


Figura 20.17 Acoplador estrela.

Acoplador T. É muito usado quando se emprega a transmissão e a recepção utilizando-se uma única fibra. O acoplador T transfere a energia luminosa entre as portas P1 e P2 e entre P1 e P3, mas não entre P2 e P3. Entre as portas localizadas no mesmo lado, o acoplador provoca uma atenuação superior a 40 dB. Entre as portas localizadas em lados opostos, a perda é mínima. A potência do sinal aplicado em P1 é dividida entre as portas P2 e P3. Alguns acopladores dividem igualmente a potência entre as duas portas. Outros dividem a potência de maneira desigual, com uma das portas podendo ficar com ¼ da potência e a outra com ¾, por exemplo.

A Figura 20.18 mostra uma aplicação típica do acoplador T, atuando como duplexador. O transmissor da esquerda e o receptor da direita operam em 1,55 μm, enquanto o transmissor da direita e o receptor da esquerda operam em 1,30 μm. O sinal do transmissor da esquerda é acoplado à fibra óptica por meio de P2. Depois de percorrer a fibra, o sinal é acoplado ao receptor da direita por meio de P3. No sentido oposto, o sinal óptico gerado pelo transmissor da direita atinge a fibra por meio de P2, percorrendo-a da direita para a esquerda. Ao atingir o acoplador esquerdo, o sinal passa de P1 para P3, chegando ao receptor. Para melhor isolação, são utilizados filtros ópticos colocados entre os receptores e o acoplador, e entre os transmissores e o acoplador. A soma das atenuações proporcionadas pelo filtro de comprimento de onda e pelo acoplamento direcional do acoplador T deve superar a atenuação do sinal ao longo da fibra óptica.

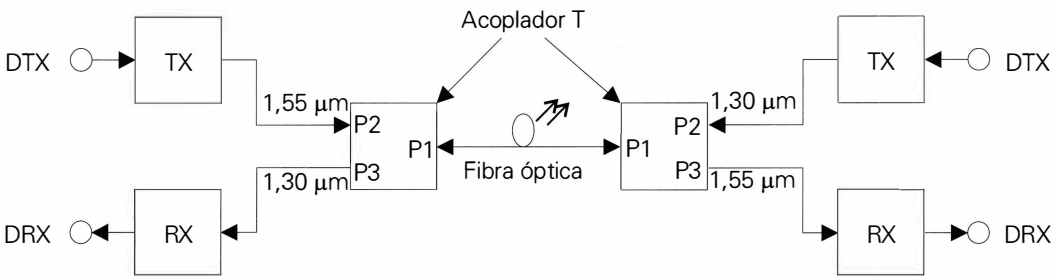


Figura 20.18 Acoplador T, usado para a transmissão e recepção por meio de uma única fibra.

WDM. A técnica usada na Figura 20.18 é conhecida como WDM (Wavelength Division Multiplex) ou multiplexação por comprimento de onda. É uma técnica semelhante à multiplexação por divisão de freqüência e permite a transmissão de vários sinais ópticos por uma única fibra. No exemplo, os comprimentos de onda utilizados são muito diferentes. Alguns sistemas modernos utilizam comprimentos de ondas muito próximos, dentro de uma mesma janela óptica.

Aspectos Relacionados às Fibras Ópticas

Abertura numérica. Essa característica especifica o ângulo máximo, θ, que o raio de luz pode ter em relação à normal, para poder ser transmitido pela fibra. A abertura numérica, NA, é igual ao seno do ângulo θ. Veja a Figura 20.19.

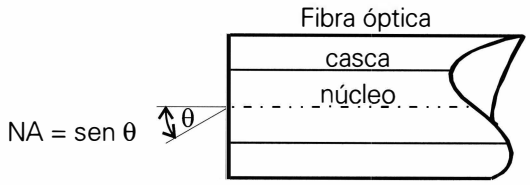


Figura 20.19 Abertura numérica, NA, de uma fibra óptica.

O valor de NA varia, na prática, entre 0,2 e 0,3.

Atenuação. Essa característica expressa a variação do nível do sinal (óptico) no extremo receptor da fibra, em função do comprimento de onda transmitido, do comprimento da fibra óptica, do material utilizado e do modo de transmissão. Valores típicos para as fibras de sílica monomodo são de 2,5 dB/km (850 nm), 0,5 dB/km (1310 nm) e 0,2 dB/km (1550 nm). Fibras de plástico PMMA (Polimetilmetacrilato) operam em 525, 575 e 650 nm, com uma atenuação de 0,16 dB/km.

Dispersão intramodal ou cromática. Essa característica é importante principalmente em fibras monomodo e indica a variação da velocidade de propagação em função da variação do comprimento de onda da luz transmitida. Para cada janela de transmissão, ocorre um comportamento diferente. A dispersão cromática ou intramodal é quase nula em 1310 nm, sendo máxima em 850 nm e relativamente pequena em 1550 nm. A unidade de medida é ps/nm-km.

Emenda. As fibras ópticas são vendidas em carretéis com até alguns quilômetros de comprimento, dependendo do diâmetro e peso do cabo, e em função do número de fibras contidas. Para enlaces longos, as fibras necessitam ser emendadas, até atingirem o

comprimento desejado. Efetuar essas emendas é uma tarefa muito complexa, devido ao pequeno diâmetro da fibra e à exatidão necessária para evitar perdas decorrentes de uma emenda desalinhada, inclinada ou afastada. Veja a Figura 20.20. As tolerâncias envolvidas no alinhamento das extremidades da fibra são da ordem de 1 milésimo de milímetro (1 μm), nas fibras monomodo usadas para transmissão de alta capacidade à longa distância.

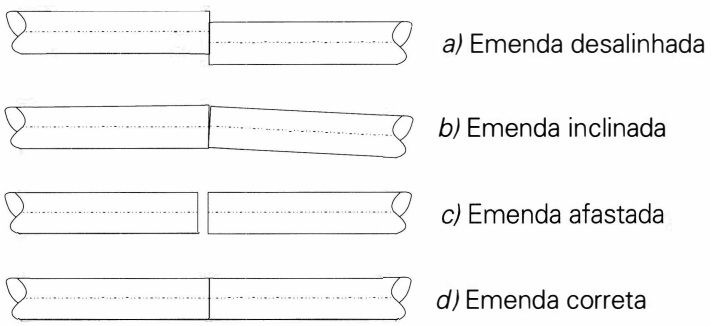


Figura 20.20 Emendas de fibras ópticas, mostrando os principais defeitos.

As emendas, modernamente, são realizadas por fusão das extremidades das fibras previamente alinhadas. A máquina de emenda produz descargas elétricas que fundem as extremidades em contato, ao mesmo tempo que é monitorada a atenuação resultante. Uma boa emenda produz uma atenuação não superior a 0,1 dB.

Perfil do nível. Uma fibra extensa contém emendas e outros dispositivos que provocam atenuação do sinal óptico. A Figura 20.21 mostra como o nível varia ao longo de um enlace. A potência de saída do laser é de –10 dBm (100 μW). Há uma perda de 4 dB no acoplador T. A perda em cada trecho, inclusive a emenda, é de 4 dB. A perda total é de 27 dB.

No gráfico, a perda nas emendas aparece maior do que o normal. Em *a*, temos o sinal máximo, na saída do laser. Em *b*, o sinal sofre uma atenuação de 4 dB, no acoplador T. Entre *b* e *c*, o sinal sofre uma atenuação de 5 dB, sendo que a maior parte da perda ocorre na fibra e cerca de 0,5 dB na emenda. Em *d*, *e* e *f*, o processo se repete. Em *g*, o sinal atinge a entrada do acoplador T, e em *h* e *i* a entrada do receptor. A atenuação total entre a saída do laser e a entrada do fotodetector é de 27 dB.

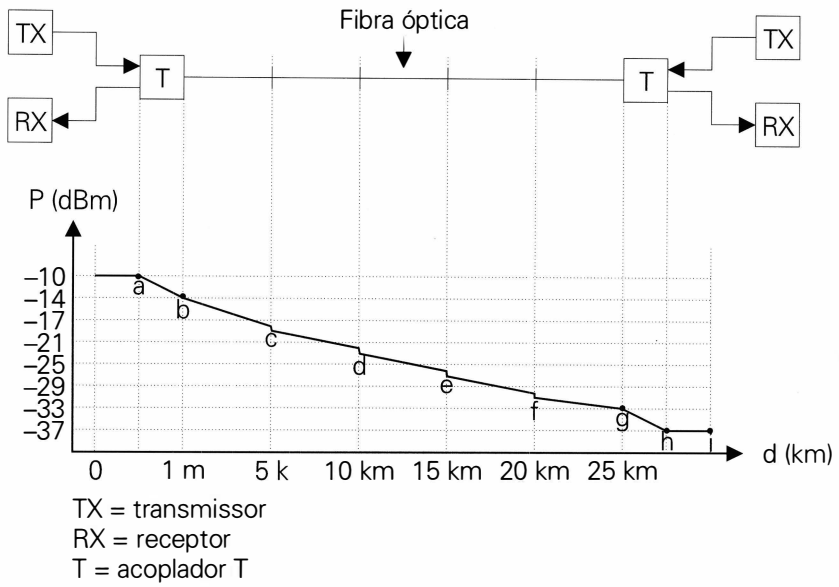


Figura 20.21 Perfil do nível de potência do sinal óptico ao longo de um enlace por fibra óptica.

Abreviaturas utilizadas

APD: Avalanche PhotoDiode (Fotodiodo de Avalanche)
CCC: Central de Controle Celular
ERB: Estação Radiobase
FET: Field Effect Transistor (Transistor de Efeito de Campo)
LD: Laser Diode (Diodo Laser)
LED: Light Emmiter Diode (Diodo Emissor de Luz)
NA: Number Aperture (Abertura Numérica)
PCM: Pulse Code Modulation (Modulação por Código de Pulso)
PMMA: Polimetilmetacrilato
WDM: Wavelength Division Multiplex (Multiplex por Comprimento de Onda)

Questionário

1) Quais os motivos que levaram a fibra óptica a se tornar o principal meio de transmissão de sinais?
2) Quais as características gerais de um sistema de comunicação por fibras ópticas?
3) Quais as aplicações dos sistemas de comunicação ópticos?

4) Quais os comprimentos de ondas usados nas transmissões à longa distância por fibras ópticas?
5) Em que condições se justifica o uso de fibras ópticas à curta distância?
6) Qual o tipo de fibra óptica apropriado para redes industriais?
7) Quais os tipos de fibras ópticas existentes?
8) Quais os efeitos da dispersão do sinal em uma fibra óptica?
9) Como varia a dispersão com o comprimento de onda e com o comprimento da fibra?
10) Quais as vantagens das fibras graduais?
11) Quais são as janelas ópticas e suas características?
12) Quais as fontes luminosas usadas na transmissão por fibras ópticas?
13) Quais as regiões de funcionamento do diodo laser?
14) Qual a finalidade do controle de potência do laser e por que ele é necessário?
15) Quando é necessário o uso de resfriamento para diodos lasers?
16) Como atua o sistema de segurança do laser?
17) Quais as características que deve possuir um detector óptico?
18) Quais as vantagens obtidas com fotodiodos de avalanche?
19) Quais os tipos de acopladores ópticos disponíveis?
20) O que é a perda em excesso e qual a sua causa?
21) Quais as características típicas de um acoplador estrela?
22) O que é a abertura numérica, NA?
23) Quais os valores típicos de atenuação de uma fibra óptica em função do comprimento de onda?
24) Como varia a dispersão cromática ou intramodal com o comprimento de onda transmitido?
25) Quais as precauções necessárias para se efetuar emendas em fibras ópticas?

Problemas Propostos

1) Descreva a estrutura básica de um sistema de transmissão por fibras ópticas.
2) Descreva uma fibra óptica.
3) Faça uma comparação entre as fibras monomodo e multimodo.
4) Faça uma análise comparativa dos LEDs e dos LDs.
5) Descreva a estrutura de um laser semicondutor.
6) Faça o desenho da curva P_0 x I_A de um diodo laser, destacando suas regiões de funcionamento.
7) Descreva o princípio de funcionamento do fotodiodo.
8) Dê um exemplo de aplicação do acoplador T.
9) Faça um gráfico mostrando a variação do nível do sinal ao longo de um enlace por fibra óptica.

MAKRON
Books

Bibiliografia

ALVES, Luiz. *Comunicação de Dados*. São Paulo: Makron *Books*, 1992. 246 p.

DIXON, Robert C. *Spread Spectrum Systems with Commercial Applications*. New York: John Wiley & Sons, 1984. 3 ed. 573 p.

FREEMAN, Roger L. *Telecommunication – System Engineering*. New York: John Wiley & Sons, 1996. 3 ed. 1023 p.

GIOZZA, W. F. CONFORT, E., WALDMAN, H. *Fibras Ópticas – Tecnologia e Projeto de Sistemas*. São Paulo: Makron *Books*, 1991.

HAYWARD, Wes & DeMaw, Doug. *Solid-State Design for the Radio Amateur*. ARRL: Newington, 1977.

HAYWARD, W. H. *Introduction to Radio Frequency Design*. Englewood-Cliffs: Prentice-Hall, 1982. 383p.

KENNEDY, George. *Electronic Communication Systems*. Tokyo: McGraw-Hill, 1970. 743 p.

KRAUSS, Herbert L., BOSTIAN, Charles W., RAAB, Frederick H. *Solid State Radio Engineering*. New York: John Wiley & Sons, 1980. 543 p.

LEE, William C. Y. *Mobile Cellular Telecommunications Systems*. New York: McGraw-Hill, 1989. 449 p.

RHODE, Ulrich L. Digital PLL. *Frequency Systhesizers*. Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1983. 494 p.

SÁNCHES, M., CORBELLE, J. A. *Transmissão Digital e Fibras Ópticas*. São Paulo: Makron *Books*, 1994. 310 p.

SMITH, Jack. *Modern Communication Circuits*. Singapore: McGraw-Hill, 1987. 557 p.

Impressão e acabamento:
GRÁFICA PAYM
Tel. (011) 4392-3344

CADASTRO PARA MALA DIRETA

Favor preencher todos os campos

★ Devolvendo-nos este cadastro preenchido, você passará a receber informações dos nossos lançamentos, nas áreas que determinar. **INVISTA EM SEU FUTURO PROFISSIONAL.**

NOME (não abreviar):

ENDEREÇO PARA CORRESPONDÊNCIA:

CIDADE: UF: CEP: – FONE:

EMPRESA: NASCIMENTO: DIA MÊS ANO

1. Estou interessado em livros das seguintes áreas:

- ☐ 1. Informática
- ☐ 2. Marketing
- ☐ 3. Vendas
- ☐ 4. Administração
- ☐ 5. Economia
- ☐ 6. Recursos Humanos
- ☐ 7. Qualidade/Produtividade
- ☐ 8. Psicologia/Sociologia
- ☐ 9. Ensino Inglês
- ☐ 10. Engenharia Civil
- ☐ 11. Engenharia Mecânica
- ☐ 12. Eng. Elétrica/Eletrônica
- ☐ 13. Engenharia Química
- ☐ 14. Ecologia
- ☐ 15. Outras (especificar): _____

2. Cargo:

- ☐ 1. Presidente
- ☐ 2. Diretor
- ☐ 3. Gerente
- ☐ 4. Supervisor
- ☐ 5. Analista
- ☐ 6. Consultor
- ☐ 7. Programador
- ☐ 8. Digitador
- ☐ 9. Outros (especificar): _____

Obra: Telecomunicações - 2ª edição
Autoria: Juarez do Nascimento

MAKRON *Books*

MAKRON *Books* do Brasil Editora Ltda.
"Padrão de Qualidade em Livros"
Rua Tabapuã, 1348 - Itaim-Bibi - SP
04533-004 - Tels.: 820-6622 / 829-8604
e-mail: makron@books.com.br

DOBRE AQUI E COLE

ISR - 40 - 1248/89
UP - AC - ITAIM BIBI
DR/SP

CARTA RESPOSTA

NÃO É NECESSÁRIO SELAR.

O selo será pago por

MAKRON *Books* do Brasil Editora Ltda.

04598-999 - São Paulo - SP

DOBRE AQUI

JUAREZ DO NASCIMENTO

TELECOMUNICAÇÕES

2ª Edição

Este livro é direcionado ao ensino de Eletrônica e Telecomunicações. Abrangendo os principais aspectos relacionados com a transmissão digital e analógica, esta obra se destaca por seu conteúdo atualizado, no qual cada tópico é abordado com o grau de profundidade adequado para a sua correta compreensão.

CONTEÚDO:

- Telefonia Celular
- Rádio Digital
- Transmissão por Fibras Ópticas
- Comunicação Via Satélite
- Hierarquia Digital
- PCM (Modulação por Código de Pulso)
- PLL e Sintetizadores de Freqüência
- Transmissores e Receptores de Rádio
- Propagação de Ondas Eletromagnéticas
- Modulações Chaveadas (ASK, FSK, PSK e QAM)
- Filtros, Casadores de Impedância
- Modulação e Demodulação AM e FM
- Osciladores de RF, LC e a Cristal
- Amplificadores Sintonizados, Moduladores e Misturadores de Freqüência

Foram incluídos exercícios ao final de cada capítulo, permitindo uma pronta avaliação do aprendizado.

Juarez do Nascimento é Professor Licenciado em Eletrônica e possui Curso de Especialização em Informática. É professor do Departamento de Eletrônica do Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, onde ministra as disciplinas de Princípios de Comunicações, Laboratório de Comunicações e Radiocomunicações. Atua na indústria, onde exerce a função de projetista na área de circuitos de radiofreqüência e de microcontroladores.

MAKRON Books

Visite o nosso site
www.makron.com.br

ISBN 85-346-1113-0

81.15.11 TECNOLOGIA (DIVERSOS)

05/04/2001

9 788534 611138

Livraria Saraiva