REVISTA ELETRÔNICA TOTAL 152
MAIO DE 2012



ÍNDICE

Noticias Novos Relés Compactos, da Weidmüller, Termo-Anemômetro Digital Portátil – Modelo TAD 500, Traxon apresenta novo sistema LED de iluminação de sancas e Cobrecom – Fios e Cabos Elétricos.	3
Solução Open Source para programação de Microcontroladores PIC utilizando LINUX Neste tutorial forneceremos “passo a passo” de como instalar, configurar e programar um microcontrolador utilizando ferramentas open source, provando que é possível desenvolver um projeto gastando muito pouco com elas, ou em alguns casos quase nada.	6
Matemática para Técnicos: Estudo do Logaritmo e a Definição do dB No estudo da eletrônica, assim como nas demais atividades, é muito difícil trabalhar com números muitos grandes formados por muitas casas ; é mais prático operar com números pequenos, pois neste caso a probabilidade de cometer-se erros é bem menor.	13
Sensor de Vibração com Fibra Óptica O diferente neste projeto é o sistema sensor que faz uso de um pedaço de fibra óptica, o que o torna muito sensível. Além das finalidades práticas, pela sua eficiência e simplicidade, o circuito também possui aplicações didáticas podendo ser utilizado em cursos de Eletrônica, Mecatrônica e Telecomunicações para servir de exemplo de aplicação e funcionamento das fibras ópticas.	25
Inglês para Eletrônicos Trata-se das palavras “drive” e “driver”, tomando como exemplo o texto em destaque	30
O Alto-falante É um transdutor eletroacústico, da mesma forma que os microfones, no entanto a sua função é converter o sinal elétrico em vibração sonora.	32
Funcionamento e Aplicação do Diodo Varicap Apesar de ser pouco conhecido pela maioria dos técnicos de eletrônica, ele aparece em muitos equipamentos eletrônicos, sempre no estágio de RF, tanto na transmissão como na recepção.	36
Amplificadores Operacionais e Comparadores de Tensão Muitos projetistas pensam que amplificadores operacionais e comparadores são semelhantes e que podem ser usados nas mesmas aplicações, sem maiores problemas.	43
Os Osciladores controlados a Cristal Antes de entrar no estudo dos osciladores, devemos estudar as principais características do cristal de quartzo, peça fundamental neste tipo de circuito.	54
O Funcionamento do Microfone Veja, neste artigo, como funciona este dispositivo e como trabalhar com os mais diversos tipos existentes.	62
Amplificadores Transistorizados O objetivo de uma etapa de potência é fornecer à carga uma potência apreciável com a menor distorção possível e um bom rendimento.	70
Reostatos para painéis de veículos e máquinas Pode-se ajustar o nível de iluminação do instrumento de acordo com as necessidades, compensando a iluminação ambiente a qualquer momento. Como agregar esse recurso de forma simples é o que mostramos neste artigo.	85
Os Transistores: Saiba como transformá-los em ótimas soluções para problemas no “chão de fábrica” A proposta deste artigo, porém, é tratar esse assunto sob outra óptica, isto é, analisar as possibilidades de soluções que esses componentes podem oferecer, e o mais importante: de modo simples.	88
Outras Aplicações para os Transformadores Neste artigo, apresentamos aos nossos leitores alguns desses usos especiais para os transformadores.	109

03/05/2012 14:50:29

Noticias

Da Redação

Novos Relés Compactos, da Weidmüller

Soluções para componentes de alta densidade para esquemas de quadros elétricos de pequena dimensão, manuseio profissional e opções abrangentes de identificação de equipamento são exigências que os clientes pretendem ver implementadas em níveis de conectividade orientados para o futuro. A Weidmüller já deu verdadeiramente resposta a estas exigências e apresenta agora a solução implementada na forma da nova TERMSERIES.

Apresentando módulos com espessuras de apenas 6,4 mm e 12,8 mm, o design extremamente fino dos módulos de relés e dos relés de estado sólido exige muito pouco espaço na calha de montagem. Os módulos de relés de elevado desempenho e os relés de estado sólido podem ser combinados conforme as necessidades, juntamente com cargas seguras de 8 A (em 250 V). Dependendo dos requisitos, os clientes podem optar entre produtos com entradas de tensão fixa e uma única entrada de tensão múltipla. A opção por uma entrada de tensão múltipla permite que os sinais de 24 - 230 V AC/DC sejam condicionados por apenas uma única versão do módulo. Isto permite poupar nos custos com o armazenamento e implementar no terreno níveis universais de conectividade.

É possível optar pelos módulos TERMSERIES disponíveis nas tecnologias de conectividade de parafuso ou de grampo de tensão. O design de primeira categoria do revestimento assegura que as marcações do equipamento são sempre claramente visíveis, oferecendo também códigos de cores para diferenciar as diferentes versões de tensão. Outras características distintivas da TERMSERIES incluem uma vasta gama de versões adaptáveis a diversas aplicações. Todos os módulos de relés e relés de estado sólido possuem contornos correspondentes e uma solução de ligação cruzada universal – incluindo placas de partição; é possível inclusive ligar transversalmente versões de parafusos e grampos de tensão. O LED funciona como um indicador de estado, iluminando também eficazmente todo o ejetor. A patilha de ejeção assegura que é possível retirar o elemento de comutação de forma segura. A Weidmüller fornece os módulos de relés e os relés de estado sólido totalmente montados.



F1. Soluções às necessidades do cliente. Detalhe 1: indicação claramente visível do estado através do LED; e Detalhe 2: características distintivas dos conectores cruzados incluem fácil operacionalidade, boa visibilidade e opções de conectividade universal.

Termo-Anemômetro Digital Portátil – Modelo TAD 500

Indicado para medir a temperatura e a velocidade do ar, de forma prática e rápida, o termoanemômetro digital portátil TAD-500 é um outro lançamento da Instrutherm.

Equipado com display de cristal líquido (LCD) de 3 ½ dígitos, função data hold (que congela a leitura no display), escala de temperatura de 0 a 60°C/32 a 140°F. Possui média do período para a medição da velocidade do vento de 0,6 s, além de ter memória máxima e mínima e sensor de temperatura termopar tipo k.

Pesando 350g, o instrumento mede 150 x 72 x 35mm e vem acompanhado por uma bateria de 9V, hoster, sensor (ventoinha), manual de instruções e estojo para transporte. O preço do produto é, em média, R$ 270,00.

Traxon apresenta novo sistema LED de iluminação de sancas

A Traxon Technologies, empresa da OSRAM, acaba de trazer para o Brasil o Cove Light AC, projetor com tecnologia LED para iluminação de sancas. Vale lembrar que uma sanca é a moldura de parede para dissimular as lâmpadas que iluminam uma sala. Além de ter fácil instalação por ser ligado diretamente na tomada, o diferencial do lançamento é sua largura fina, que permite a instalação em diversos lugares de difícil acesso, além de ter uma vida média pelo menos 4 vezes maior do que as lâmpadas fluorescentes.

A tecnologia pode ser usada tanto para iluminação residencial, como para a comercial, pois sua tensão de alimentação varia de 100 V até 240 V. Outra vantagem é que o produto está disponível em diferentes temperaturas de cor e abertura de facho de 150 x150 graus.

Cobrecom – Fios e Cabos Elétricos

A Cobrecom, fabricante de fios e cabos elétricos de cobre para baixa tensão, lançou uma série de produtos durante a Feicon Batimat 2012, em São Paulo (SP). Entre os destaques, estão as novas embalagens dos produtos, o novo expositor de carretéis e cinco novos cabos de cobre eletrolíticos.

Expositor de Carretéis
Visando facilitar a disponibilização de fios e cabos nas lojas especializadas, o expositor permite mais organização, melhor valorização dos produtos expostos e a venda de fios e cabos por metragem.

Novas Embalagens
As novas embalagens da Cobrecom são seladas automaticamente e têm em sua parte superior um picote, que permite a quem for utilizar os fios e cabos, que sempre os mantenham guardados de maneira organizada.

Cabo Supertrox Flex HEPR 90ºC 0,6/1kV
Para tensões nominais até 0,6/1 kV, formado por fios de cobre nu, eletrolítico, têmpera mole, encordoamento Classe 5 (flexíveis), isolado com composto termofixo Etileno Propileno (HEPR), de alto módulo para 90 °C e cobertura com polimérico, tipo poliolefínico não halogenado para 90 °C, com características de não propagação e autoextinção do fogo e com baixa emissão de fumaça.

Cabo Multinax Flexível
Para tensões nominais até 0,6/1 kV, formado por fios de cobre nu,eletrolítico, têmpera mole, encordoamento Classe 4 e 5 (flexível), as veias são isoladas com policloreto de vinila (PVC), tipo PVC/A para 70 °C torcidas entre si, formando o núcleo, a cobertura extrudada com policloreto de vinila (PVC), tipo ST1, antichama (BWF-B).

Cabo Multinax Flex HEPR 90ºC 0,6/1 kV
Para tensões nominais até 0,6/1 kV, formado por fios de cobre nu, eletrolítico, têmpera mole, encordoamento Classe 4 e 5 (flexíveis), isolado com composto termofixo Etileno Propileno (HEPR), de alto módulo para 90 °C, veias torcidas entre si, formando o núcleo, a cobertura extrudada com policloreto de vinila (PVC), tipo ST2, antichama (BWF-B).



F1. Alguns exemplare de cabos elétricos da Cobrecom.

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*

03/05/2012 15:16:41

Solução Open Source para programação de Microcontroladores PIC utilizando LINUX

Trabalho com desenvolvimento de projetos eletrônicos e firmware e como professor convivo frequentemente com as dificuldades que os alunos enfrentam quando começam a desenvolver seusTCCs, principalmente quando o uso de microcontroladores é necessário. Tais dúvidas estão relacionadas a quais microcontroladores utilizar, quais ferramentas estão disponíveis para o desenvolvimento e gravação dos mesmos e, especialmente, qual o custo envolvido em todo o processo, pois como alunos a verba disponível não é muito alta. Também podemos dizer que estas dúvidas e dificuldades não são um "privilégio" dos estudantes, mas inclusive de pequenas empresas e hobistas. Motivado por estas perguntas e por força do meu trabalho, resolvi estudar um pouco sobre o sistema operacional Linux e as ferramentas disponíveis atualmente para a programação de microcontroladores. Durante este tempo encontrei boas ferramentas voltadas para a programação de microcontroladores.

Edriano Carlos de Araujo

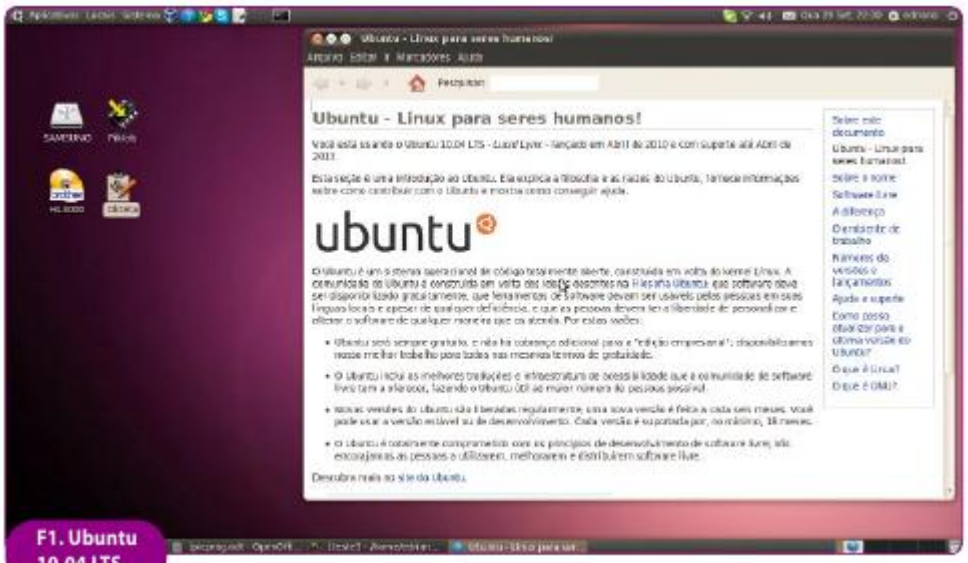
Neste tutorial não pretendo citar todas as ferramentas por mim pesquisadas, mas sim fornecer um "passo a passo" de como instalar, configurar e programar um microcontrolador utilizando ferramentas open source, provando que é possível desenvolver um projeto gastando muito pouco com elas, ou em alguns casos quase nada. Softwares utilizados:
• Sistema operacional Linux Ubuntu 10.04 Lucid.
• Editor de textos Openoffice (onde este artigo foi escrito).
• IDE PIKLAB.
• Compilador SDCC 'Small Device C Compile'.
• Editor de Imagens Gimp. Hardwares Utilizados:
• Kit de desenvolvimento NETCOM com microcontrolador 16F877A
• Gravador compatível com ICD2 NETCOM
Como professor e profissional sempre tento passar a ideia de que não devemos utilizar softwares piratas quando temos várias opções, entre elas, softwares open-source livres, freewares, ou até mesmo sharewares. Da mesma forma que copiar, ou distribuir livros de maneira ilegal, prejudica muito os escritores.

OK, agora vamos ao que interessa: escolher, instalar e configurar nosso ambiente de trabalho.

Sistema Operacional

Vamos começar pelo sistema operacional. Existem atualmente várias distribuições LINUX como Ubuntu, SUSE, Red Hat, entre muitas outras.Algumas são mais completas, outras são mais fáceis de utilizar, e em alguns casos a escolha de uma distribuição se torna algo "religioso".

Para este artigo e também como ferramenta de trabalho pessoal eu escolhi a distribuição Ubuntu 10.04, pois a considero fácil de instalar e usar, até mesmo porque eu não sou um expert em Linux. **Figura 1**. Não fará parte do escopo deste artigo instalar o sistema operacional.



IDE PIKLAB

Para este artigo escolhi a IDE PIKLAB, que é um ambiente de desenvolvimento integrado para microcontroladores Microchip PIC e dsPIC muito parecido com o MPLAB, entre os motivos para a escolha desta IDE está o fato de que através dela é fácil integrar uma série de compiladores como o SDCC, C18, boostc entre outros.

E ainda suporta uma série de programadores como ICD1, ICD2, PicStart, Pickit2, entre outros.

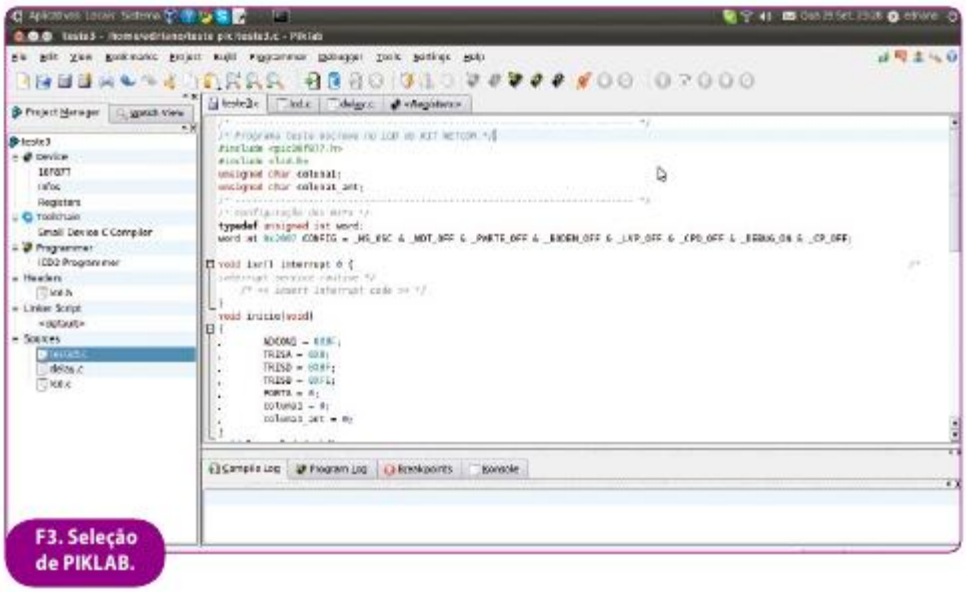
Para mais informações acesse a página do projeto **http://piklab.sourceforge.net/**

Vamos instalar o PIKLAB em nosso sistema operacional. Como o principal objetivo do Ubuntu é ser um sistema operacional amigável para o usuário, a instalação do PIKLAB deve decorrer de maneira muito fácil e transparente.

Conforme a **figura 2**, devemos selecionar o menu aplicativo / Central de programas do Ubuntu e procurar por PIKLAB.



No meu caso a IDE já está instalada, apenas clique em instalar e aguarde o término do processo. Após o fim da instalação, podemos ir no menu aplicativo / desenvolvimento / e selecionar PIKLAB. **Figura 3**.



O Compilador

Para este artigo escolhi o compilador SDCC 'Small Device C Compiler', neste caso a escolha se deu devido ao compilador ser realmente otimizado e configurável para várias arquiteturas e famílias de microcontroladores como Zilog Z80, Freescale 68HC08, Intel 8051 e, claro, Microchip 16F e 18F.

Somente a título de comparação: uma rotina de tempo escrita utilizando a IDE MPLAB da Microchip em conjunto com o compilador HITECH C student edition, por ser "gratuita" possui restrições quanto a otimização. Gerou um código duas vezes mais lento do que a mesma rotina compilada através do SDCC:

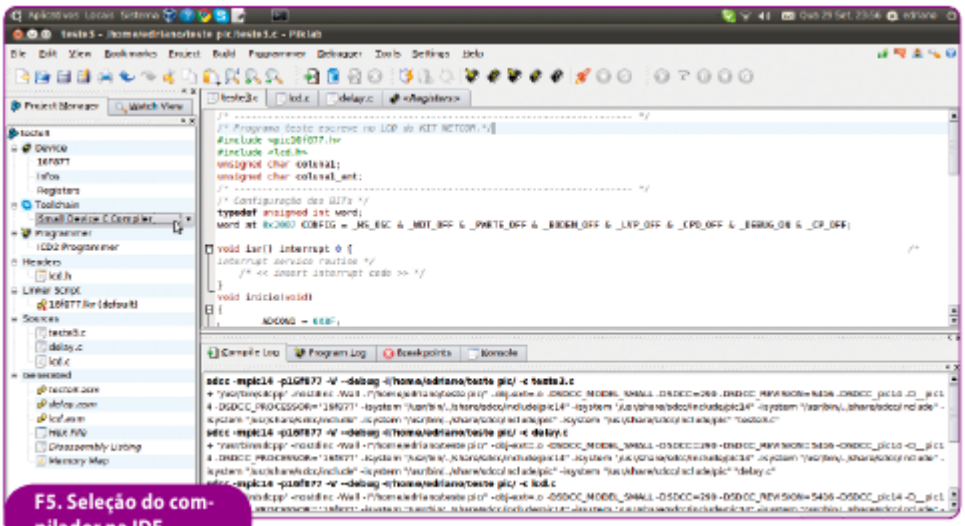
```
void Delayus(unsigned int cnt)
{
        do {
        } while(--cnt);
}
```

Vamos instalar o SDCC em nosso sistema operacional. Como o principal objetivo do Ubuntu é ser um sistema operacional amigável para o usuário, a instalação do SDCC deve decorrer de maneira muito fácil e transparente.

Conforme a **figura 4**, devemos selecionar o menu aplicativo / Central de programas do Ubuntu e procurar por SDCC.



Agora que o compilador está instalado, podemos selecioná-lo na IDE PIKLAB como demonstrado na **figura 5**.



F5. Seleção do compilador na IDE.

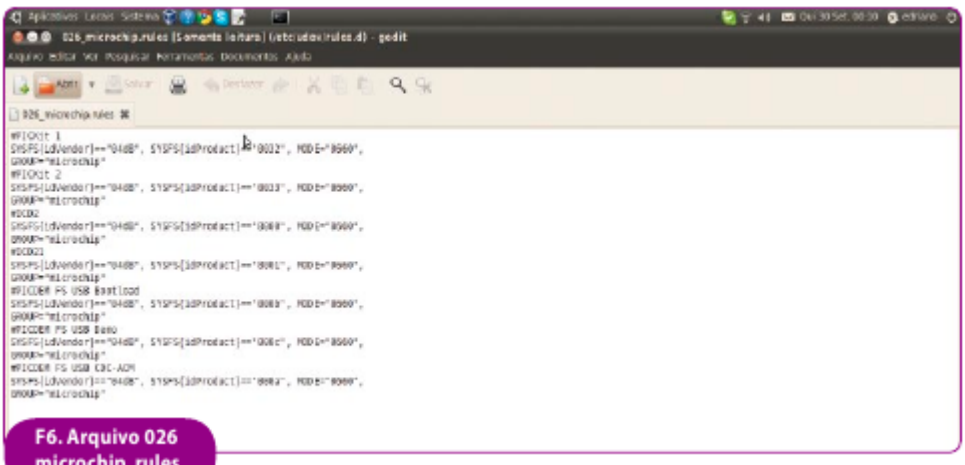
Instalação do Programador

A IDE PIKLAB pode trabalhar com uma grande gama de programadores, porém para este artigo será utilizado o programador ICD compatível da NETCOM, tal escolha se dá pelo motivo de este ser o único que possuímos no momento.

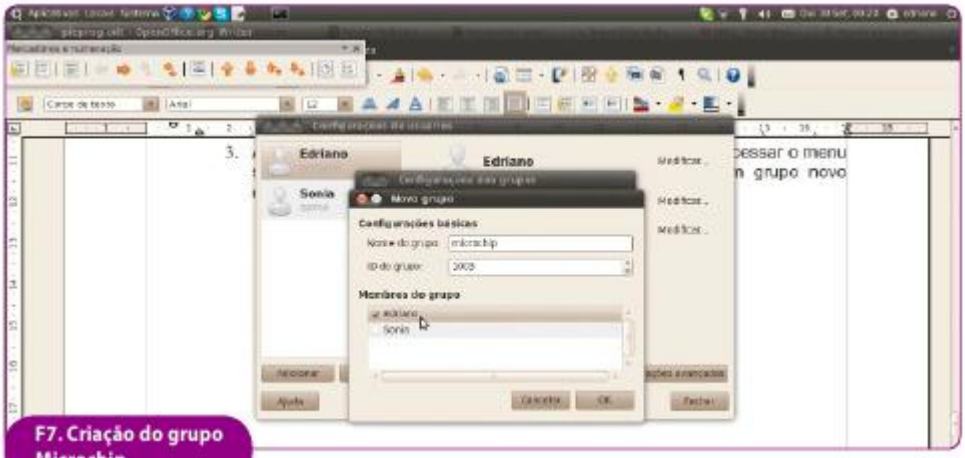
Como não possuímos um driver específico para o ICD2 no Linux, devemos fazer a instalação do mesmo manualmente.

Passos a serem executados

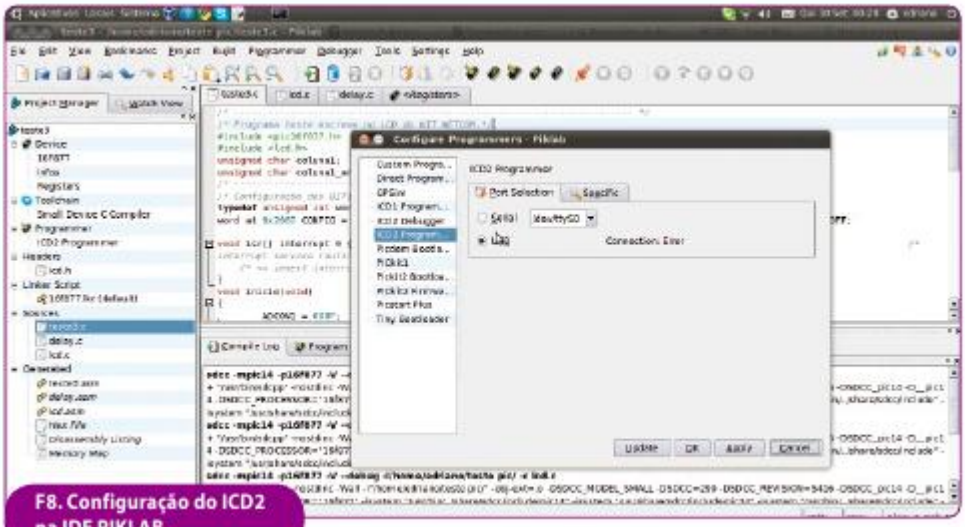
• Criar o arquivo 026_microchip. rules conforme **figura 6**. Obs.: neste caso utilizei o editor de texto Gedit do próprio Linux, Fique a vontade para utilizar o editor de sua preferencia.
• Salve o arquivo em /etc/udev/rules.d
• Agora devemos Criar um grupo microchip para tal devemos acessar o menu sistema / administração / usuarios e grupos e criar um grupo novo chamado Microchip conforme **figura 7.**
• Aproveite e insira o seu usuário no grupo, caso contrário não será possível acessar o dispositivo USB.
• Agora vamos configurar o ICD2 na IDE PIKLAB, para isto devemos abrir a IDE e acessarmos o menu settings / configure programmers, conforme **figura 8** e selecionarmos USB para o ICD2. Veja a placa na **figura 9.**
• Agora vamos conectar o programador selecionando programmer / connect. **Figura 10.**
• Neste momento será exibida a conexão com o programador. **Figura 11.**
• E por ultimo a placa gravada através e funcionando. **Figura 12.**



F6. Arquivo 026 microchip. rules.



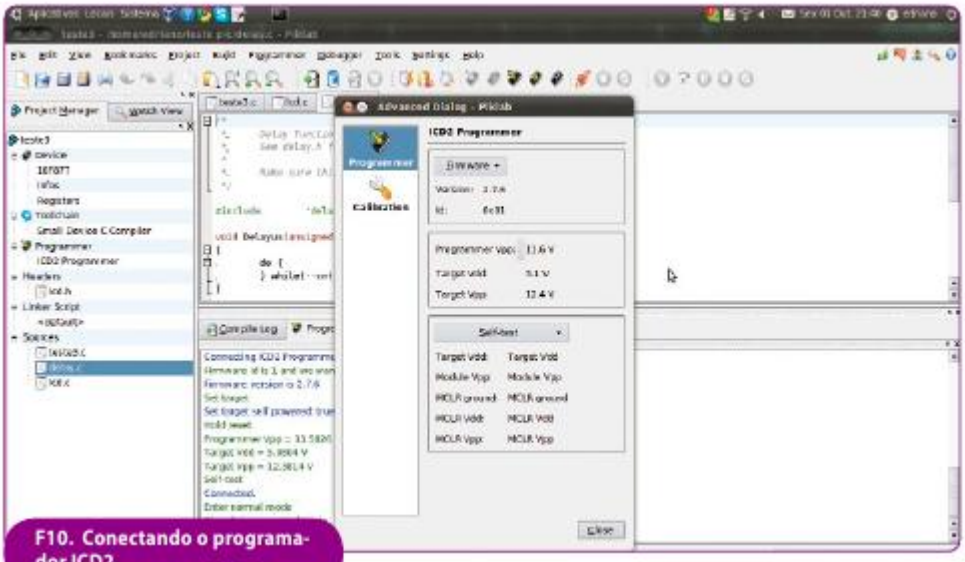
F7. Criação do grupo Microchip.



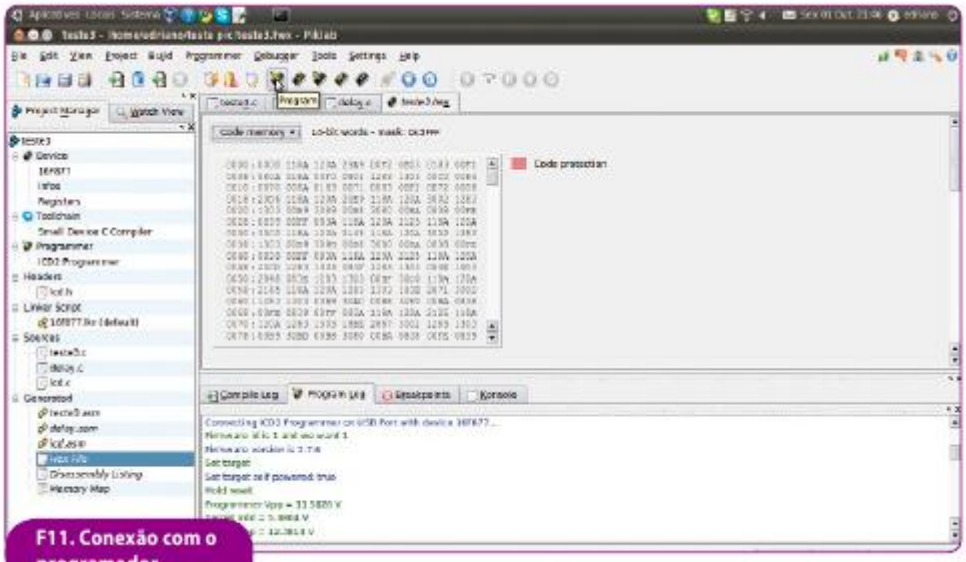
F8. Configuração do ICD2 na IDE PIKLAB.



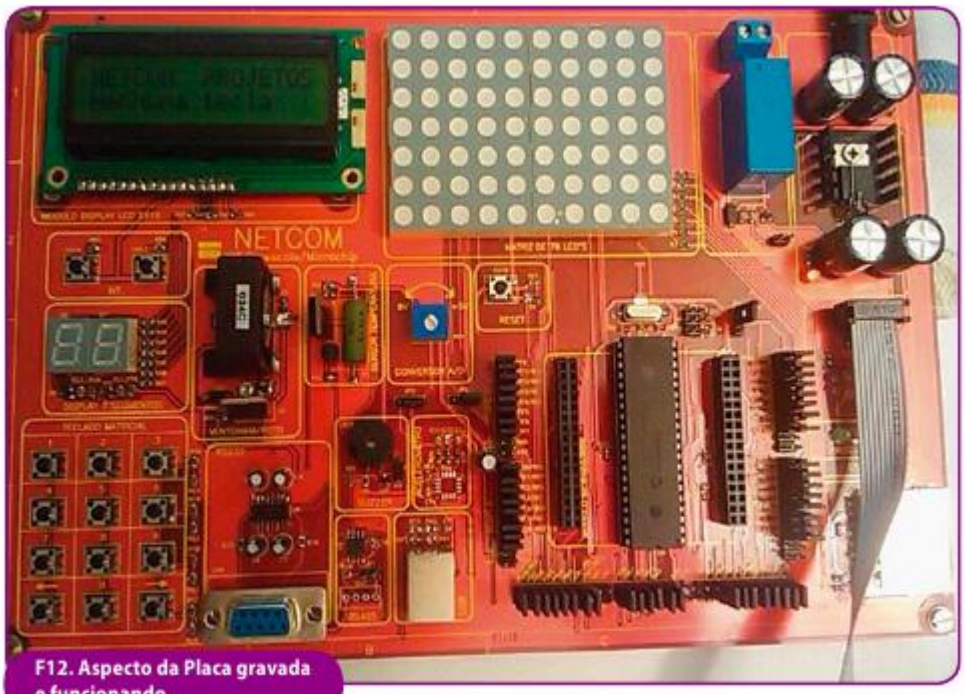
F9. Placa NETCOM_ ICD2_USB.



F10. Conectando o programador ICD2.



F11. Conexão com o programador.



F12. Aspecto da Placa gravada e funcionando.

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*

03/05/2012 16:04:02

Matemática para Técnicos: Estudo do Logaritmo e a Definição do dB

O logaritmo é um ente matemático, através do qual podemos reduzir um número muito grande, composto por muitas casas, a um número bem menor com poucas casas, por exemplo o número 10.000 com quatro casas pode ser reduzido a um número só com uma casa, isto é, o log 10.000 = 4.

Francisco Bezerra Filho

No estudo da eletrônica, assim como nas demais atividades, é muito difícil trabalhar com números muitos grandes formados por muitas casas ; é mais prático operar com números pequenos, pois neste caso a probabilidade de cometer-se erros é bem menor.
O logaritmo de um número natural é determinado através de uma função exponencial do tipo Nx. Assim, o logaritmo de um número N é igual ao seu expoente, pelo qual deve-se elevar a base para obter-se o número desejado, por exemplo, na expressão: 24 = 2x2x2x2 = 16, neste caso, o número 2 é a base da potência, ao passo que o 4 é o seu expoente. De acordo com o exposto acima, o logaritmo do número 16, na base 2 é 4, isto é: log2 16 = 4. No estudo da eletrônica, visto a seguir, é mais usado o logaritmo na base 10, assim temos: 10x = y → x = log10 y.

Divisão do logaritmo em característica e mantissa

O algarismo de um número natural divide-se em duas partes: característica e mantissa, sendo que a característica é determinada para dois casos:

• **1º Caso:** Quando o número é maior que um, N>1, neste caso a característica é igual ao número do algarismo da parte inteira do número N, diminuindo de uma unidade; considerando-se N o número dado, então a característica procurada é N-1. Na **tabela 1** temos diversos exemplos de como determinar-se as características para números maiores que um, N>1.
• **2º Caso**: Para número decimal com a parte inteira nula, a característica é determinada pelo número de zeros (inclusive o zero posicionado à esquerda da vírgula) que precedem o primeiro algarismo significativo. Neste caso a característica será sempre negativa. Para mais alguns exemplos, vide a **tabela 2.**

Número N>1	Característica N-1
13	2 – 1 = 1
628	3 – 1 = 2
1850	4 – 1 = 3
20510	5 – 1 = 4
180621	6 – 1 = 5
3284356	7 – 1 = 6
41025672	8 – 1 = 7

T1. Características para N>1.

Número N<1	Característica N-1
0,21	-1
0,065	-2
0,00705	-3
0,000121	-4
0,000022	-5

T2. Características para N<1.

Como determinar a mantissa

A mantissa do número dado, por sua vez, será sempre positiva, independentemente do número ser menor ou maior que 1.

A mantissa pode ser determinada através da tabela de conversão também conhecida por Tábua de Logaritmos, encontrada em qualquer livro de matemática do 2ºgrau ou através de calculadora eletrônica que

disponha da função logaritmo -”LOG” Na **tabela 3**. temos a mantissa dos números 1 a 10 com intervalo de 0,1 em 0,1, mas através do processo de interpolação podemos determinar a mantissa de qualquer número com boa aproximação. A mantissa só depende do número significativo dado e independe da posição da vírgula. Nos números 2,2; 220 e 0,00022, assinalados na **tabela 4**, a mantissa é a mesma, só muda a característica. Como se pode ver, a mantissa é sempre positiva qualquer que seja o caso, ao passo que a característica pode ser tanto positiva como negativa, só depende do número dado ser menor ou maior que 1.

N	Log	N	Log	N	log
1	0000	4,1	6128	7,2	8573
1,1	0414	4,2	6232	7,3	8633
1,2	0792	4,3	6335	7,4	8692
1,3	1139	4,4	6430	7,5	8751
1,4	1461	4,5	6532	7,6	8808
1,5	1761	4,6	6628	7,7	8865
1,6	2041	4,7	6721	7,8	8921
1,7	2304	4,8	6812	7,9	8976
1,8	2553	4,9	6902	8	9031
1,9	2788	5	6990	8,1	9085
2	3010	5,1	7076	8,2	9138
2,1	3222	5,2	7160	8,3	9191
2,2	3424	5,3	7243	8,4	9243
2,3	3617	5,4	7324	8,5	9294
2,4	3802	5,5	7404	8,6	9345
2,5	3979	5,6	7482	8,7	9395
2,6	4150	5,7	7559	8,8	9445
2,7	4314	5,8	7634	8,9	9494
2,8	4472	5,9	7709	9	9542
2,9	4624	6	7782	9,1	9590
3	4771	6,1	7853	9,2	9638
3,1	4914	6,2	7924	9,3	9685
3,2	5051	6,3	7993	9,4	9731
3,3	5185	6,4	8062	9,5	9777
3,4	5315	6,5	8129	9,6	9823
3,5	5441	6,6	8195	9,7	9868
3,6	5563	6,7	8261	9,8	9912
3,7	5682	6,8	8325	9,9	9956
3,8	5798	6,9	8389	10	0000
3,9	5911	7	8451		
4	6021	7,1	8513		

T3. Tábua de logaritmos.

Número N	Característica	Mantissa
2,2*	0	0,3421*
8,7	0	0,9395
220*	+2	0,3424*
440	+2	0,6435
1200	+3	0,0729
0,38	-1	0,5798
0,059	-2	0,7709
0,00022*	-4	0,3424*

T4. Características.

Observações: Os números múltiplos inteiros de 10 (100; 1000; etc.) não têm mantissa, mas só característica. Os números menores que 10 não têm característica, mas só mantissa, pois neste caso, temos: 1 -1 = 0.

Propriedades Particulares do Logaritmo

Logaritmo de uma potência:
Quando temos uma expressão do tipo: log AB, esta pode ser transformada em uma expressão assim: B . log A **(equação 1)**. Neste caso, expoente B da potência passou a ser o multiplicador da nova equação.

1

$$\log A^{B} \rightarrow B \cdot \log A$$

Logaritmo de um Produto: Quando temos uma expressão do tipo: log (A . B), esta pode ser transformada em uma nova expressão do tipo: log A + log B **(equação 2)**. Nesta nova expressão temos: logaritmo do multiplicador mais o logaritmo do multiplicando.

2

$$\log(A \cdot B) \rightarrow \log A + \log B$$

Logaritmo de uma divisão:
Quando temos uma expressão do tipo log A/B, esta pode ser transformada em uma nova expressão do tipo: log A – log B **(equação 3)**, ou seja, logaritmo do dividendo menos o logaritmo do divisor.

3

$$\log \frac{A}{B} \rightarrow \log A - \log B$$

Só lembrando que as três propriedades vistas acima são recíprocas. partindo-se do cálculo anterior, podemos chegar à que está a direita, ou vice-versa. Essas propriedades serão muito úteis no estudo do dB, a ser visto no item 6.

Logaritmo de Potência de 10
Como vimos acima os números inteiros múltiplos de 10 não têm mantissa, mas somente característica.

Para determinar-se a característica de uma potência de 10, aplicamos a seguinte propriedade: o logaritmo de uma potência de 10 é igual a seu expoente, como se vê nos exemplos a seguir:
• log 10 → 10¹, portanto, log 10 = 1
• log 100 → 10², portanto, log 100 = 2
• log 1000 → 103, portanto, log 1000 = 3
• log 0,001 → 10-3, portanto, log 0,001 = -3
• log 0,0001 → 10--4, portando, log 0,0001 = -4

Agrupamento da característica e da mantissa, ambas com a mesma polaridade

Quando o número dado não é uma potência exata de 10, neste caso, o logaritmo do número é composto por duas partes: característica e mantissa. A característica pode ser tanto positiva quanto negativa, só depende do número dado ser maior ou menor que 1, veja a **tabela 4**. Por sua vez, a mantissa será sempre positiva independente do número ser maior ou menor que 1.

Quando operamos com logaritmo, é aconselhável convertermos para a mesma polaridade, ou seja, ambas positivas ou ambas negativas. Para converter a mantissa para um valor negativo aplicamos a soma dos conjugados, somamos +1 à característica e -1 à mantissa, convertendo com isso, ambas para o negativo. Por exemplo, para converter o logaritmo do número 0,0022, onde a característica é de -3 e a mantissa é de+0,3424, temos:

$$\begin{array}{ll} +1\ conjugado & -1{,}0000\ conjugado \\ \underline{-3\ característica} & \underline{+0{,}3424\ característica} \\ -2 & -0{,}6576 \end{array}$$

Finalmente, temos ambas negativas, podemos agora agrupá-las como sendo um só número negativo **(equação 4).**

4

$$-2\ e\ -0{,}6578 \rightarrow -2{,}6578$$

Só lembrando que: quando entramos com o número 0,0022 em uma calculadora eletrônica, ela faz todo o processo da soma dos conjugados, convertendo ambos os valores para o negativo e agrupando-os apresentando o resultado final, como se vê na equação 4 acima.

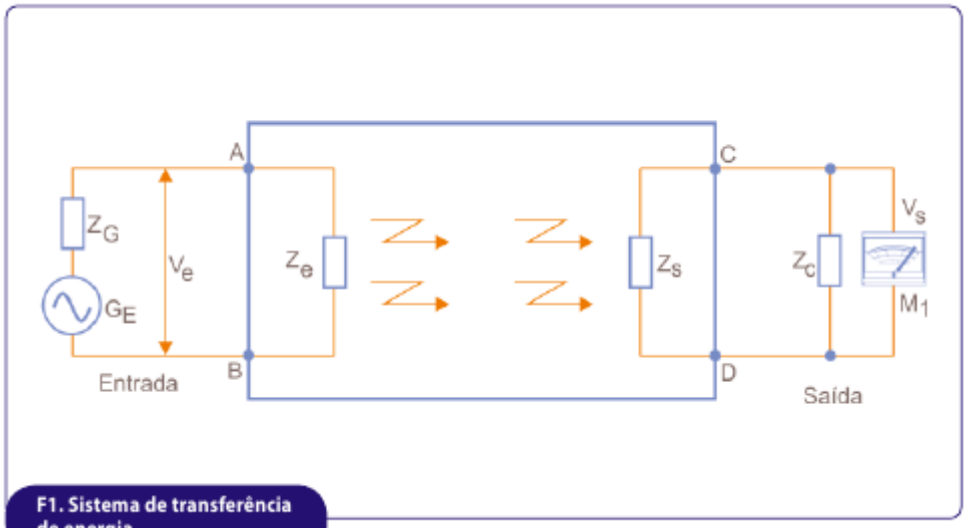
Definição do dB

O ouvido humano está adaptado para perceber só variações de níveis logarítmicas, e não variações lineares. Por outro lado, o ouvido não percebe as pequenas variações de níveis sonoros, mas apenas quando essas variações dobram de valor (+ 3 dB) ou quando caem pela metade (-3 dB), em relação do nível nominal tomado como referência. A unidade usada para expressar essas variações é o **Bell** em homenagem ao físico norte-americano Alexander Grahan Bell, que foi o primeiro cientista a pesquisar o som e seus efeitos físicos no aparelho auditivo.

O Bell é uma unidade muito grande, na prática é mais usado o decibell, ou decibel (dB), que é a décima parte do Bell.

Sistema de Transferência de Energia

Na **figura 1** temos um sistema de transferência de energia completo que pode ser um amplificador de potência de áudio, amplificador de RF, um atenuador ou outro meio qualquer usado com essa finalidade . Na entrada do sistema temos um gerador de energia do tipo fonte de força eletromotriz (FEM) que gera a tensão de entrada Ve, com a função de alimentar o sistema. Este, por sua vez, tem uma impedância de saída Zg. O gerador é ligado à entrada do sistema, através dos pontos A-B, onde temos uma impedância de entrada Ze. Haverá a máxima transferência de energia na entrada, isto é, do gerador para o sistema, quando as impedâncias envolvidas forem iguais ou seja, Zg = Ze.



F1. Sistema de transferência de energia.

Na saída do sistema temos a impedância de saída Zs, sendo que a saída está ligada à impedância de carga Zc, através dos pontos C-D. Haverá a máxima transferência de energia na saída , ou seja, agora do sistema para a carga, quando as impedâncias forem iguais, isto é, Zs = Zc. O medidor M1 ligado na saída entre os pontos C-D, em paralelo com Zc, tem a função de medir o nível de energia (Vs) presente na saída do sistema.

Aplicação do decibel (dB)

O dB é definido através de uma relação logarítmica entre duas grandezas, que pode ser uma relação entre duas potências como uma relação entre duas tensões. Na **figura 2** temos um amplificador de potência, onde o ganho de potência (GP) pode ser determinado através da **equação 5.**



F2. Amplificador de potência com ganho variável.

PE = Potência de entrada aplicada à entrada do amplificador, entre os pontos A-B, podendo ser determinada também pela fórmula:

$$P_E = \frac{(V_E)^2}{Z_E}$$

PS = Potência na saída presente entre os pontos C-D, que também pode ser determinada pela fórmula:

$$P_S = \frac{(V_S)^2}{Z_C}$$

Relação de Potência para ganho > 1

Na **figura 2**, temos um exemplo de um amplificador de potência com ganho variável com potência de entrada constante. Quando aplicamos à sua entrada uma potência de 10 mW (PE = 10 mW), na saída teremos uma potência de 100 mW (PS = 100 mW), havendo, portanto um ganho de 10x, para convertê-lo em dB devemos usar a **equação 5**, assim teremos: Dado Pe = 10 mW; Ps=100 mW; GP(dB) = ?

$$GP(dB) = 10\log\frac{P_S}{P_E} = 10\log\frac{100}{10} = 10\log 10$$

Aplicando-se o logaritmo de uma potência temos:

$$GP(dB) = 10 \cdot 1 = 10\,dB$$

Quando aumentamos o ganho do amplificador para 20x de maneira a entrarmos com os mesmos 10 mW e sair com 200 mW, teremos o seguinte ganho de potência:

$$GP(dB) = 10\log\frac{200}{10} = 10\log 20 = 10 \cdot 1{,}3 = 13\,dB$$

Dado PE = 10 mW; PS = 400 mW; GP(dB) = ?

$$GP(dB) = 10\log\frac{400}{10} = 10 \cdot 1{,}6 = 16\,dB$$

Dado PE = 10 mW; PS = 800 mW; GP(dB) = ?

$$GP(dB) = 10\log\frac{800}{10} = 10\log 80 = 1{,}9 \cdot 10 = 19\,dB$$

Dado PE = 10 mW; PS = 1600 mW; GP(dB) = ?

$$GP(dB) = 10\log\frac{1600}{10} = 10\log 160 = 2{,}2 \cdot 10 = 22\,dB$$

5

$$GP(dB) = 10\log_{10}\frac{P_S}{P_E}$$

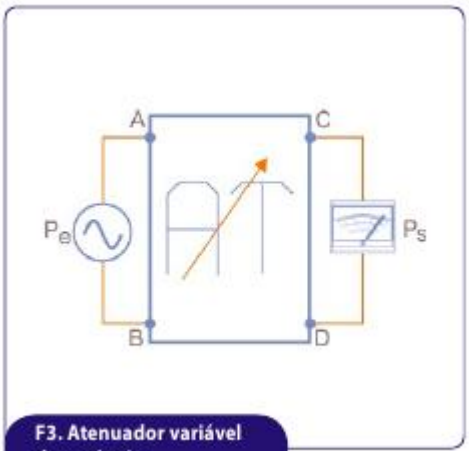
Na **tabela 5** temos um resumo dos cálculos vistos acima. Como podemos observar, todas as vezes que dobramos o ganho do amplificador, o ganho de potência aumentou de 3 dB. De 100 mW para 200 mW, ocorreu um ganho de 3 dB; de 200 mW para 400 mW, houve mais uma vez um ganho de 3 dB e assim por diante. Assim, de 100 para 1600 mW, multiplicarmos o ganho por 16 (2x2x2x2 = 16), por sua vez de 10 para 22 dB houve um ganho de 12 dB (3+3+3+3 = 12 dB)

Potência de Entrada	Potência de Saída	Relação PS / PE	GP (dB)	Variação de Nível (dB)
10 mW	100 mW	10	10	
10 mW	200 mW	20	13	-+3
10 mW	400 mW	40	16	-+3
10 mW	800 mW	80	19	-+3
10 mW	1600 mW	160	22	+3

T5. Resumo dos ganhos de potência.

Relação de potência para Ganho < 1

Quando, ao invés de ganho, tivermos atenuação de maneira que o nível de potência na saída seja sempre menor que o nível na entrada, neste caso, o ganho será negativo. Na **figura 3** temos um atenuador (AT), onde a potência na saída (PS) será sempre menor que na entrada (PS < PE).



F3. Atenuador variável de potência.

Por exemplo, se temos na entrada uma potência de 1000 mW (Pe = 1000 mW) e na saída uma potência de 500 mW (PS = 500 mW), ou seja, a metade da potência de entrada, neste caso a atenuação (AT) será de:

$$AT(dB) = 10\log_{10}\frac{P_S}{P_E} = 10\log_{10}\frac{500mW}{1000mW} = 10\log 0,5$$

Como se vê, trata-se de um número decimal menor que um (N<1) com característica de -1 e mantissa de +0,6990 (aprox. 0,7). Devemos convertê-los em negativos aplicando-se a lei da soma dos conjugados:

$$\begin{array}{ll} +1\ conjugado & -1\ conjugado \\ \underline{-1\ número} & \underline{+0,7\ número} \\ 0 & -0,3 \end{array}$$

Finalmente, temos:

$$10\cdot(-0,3) = -3\,dB$$

Para evitar operar usando a soma dos conjugados para resolver o mesmo problema, podemos aplicar o logaritmo de uma divisão:

$$AT(dB) = 10\log\frac{P_S}{P_E}$$
$$AT(dB) = 10\log_{10}P_S - 10\log_{10}P_E \rightarrow$$
$$AT(dB) = 10\log_{10}500 - 10\log_{10}1000 \rightarrow$$
$$AT(dB) = (10\cdot 2,7) - (10\cdot 3) = 27 - 30 = -3\,dB$$

Dado PE = 1000 mW; PS = 250 mW; AT(dB) = ?

$$AT(dB) = 10\log_{10}250 - 10\log_{10}1000 \rightarrow$$
$$AT(dB) = (10\cdot 2,4) - (10\cdot 3) \rightarrow$$
$$AT(dB) = 24 - 30 = -6\,dB$$

Dado PE = 1000 mW; PS = 125 mW; AT(dB) = ?

$$AT(dB) = 10\log_{10}125 - 10\log_{10}1000 \rightarrow$$
$$AT(dB) = (10\cdot 2,1) - (10\cdot 3) = 21 - 30 = -9\,dB$$

Dado PE = 1000 mW; PS = 62,5 mW; AT(dB) = ?

$$AT(dB) = 10\log_{10}62,5 - 10\log_{10}1000 \rightarrow$$
$$AT(dB) = 10\cdot 1,8 - 10\cdot 3 = 18 - 30 = -12\,dB$$

Na **tabela 6** temos um resumo dos exercícios resolvidos acima. Assim, podemos ver que toda as vezes que a potência na saída caiu para a metade, ou seja, quando foi dividida por 2, o nível caiu de 3 dB (AT= - 3 dB).

Potência de Entrada	Potência de Saída	Relação PS / PE	AT (dB)	Variação de Nível (dB)
1000 mW	500 mW	0,5	-3	
1000 mW	250 mW	0,25	-6	--3
1000 mW	125 mW	0,125	-9	--3
1000 mW	62,5 mW	0,0625	-12	--3

T6. Resumo das atenuações.

Relação de Tensões

A fórmula da relação de tensões em dB, pode ser determinada a partir da fórmula da relação de potências, veja a **equação 5**. Onde a potência de entrada PE pode ser determinada pela fórmula:

$$P_E = \frac{(V_E)^2}{Z_C}$$

Em que VE é a tensão de entrada, aplicada entre os pontos A-B **(figura 2)**, e ZE a impedância de entrada do amplificador. Por sua vez, a potência de saída (PS) pode ser determinada pela fórmula:

$$P_S = \frac{(V_S)^2}{Z_C}$$

Onde: VS é a tensão de saída e ZC a impedância de carga, ligada à saída do amplificador. Assim teremos:

$$10\log_{10}\frac{P_S}{P_E} \rightarrow 10\log_{10}\frac{\left[\frac{(V_S)^2}{Z_C}\right]}{\left[\frac{(V_E)^2}{Z_E}\right]}$$

Multiplicando-se os extremos pelos meios , teremos:

$$10\log_{10}\frac{(V_S)^2 \cdot Z_E}{(V_E)^2 \cdot Z_C}$$

Partindo do princípio que as impedâncias de entrada e de saída são iguais (Zs = Ze), estas podem ser eliminadas, teremos assim:

$$10\log_{10}\left(\frac{V_S}{V_E}\right)^2$$

Aplicando-se a propriedade do logaritmo de uma potência (equação 1), finalmente, teremos **(equação 6):**

6

$$GV(dB) = 2 \cdot 10\log_{10}\frac{V_S}{V_E} \rightarrow 20\log_{10}\frac{V_S}{V_E}$$

Relação de Tensão Expressa em dB

Podemos expressar uma relação de tensões em dB, tanto para ganho maior que um (GV > 1), como para ganho menor que um (GV < 1) ou seja, quando há atenuação.

A equação só é válida quando as impedâncias de entrada e de saída do dispositivo em estudo forem iguais, ou seja, Ze = Zs.
Quando as impedâncias forem diferentes, neste caso devemos aplicar o fator de correção das impedâncias.

Essa preocupação com as impedâncias só faz sentido para ganho de tensão, no exemplo do ganho de potência visto anteriormente, não é necessário levá-la em consideração, pois já foram incluídas no cálculo das potências de entrada e de saída. Através da equação 6, podemos determinar o ganho, assim como a atenuação do dispositivo em teste, em dB.

Dado V E = 5 V; V S = 50V; GV (dB) =?

$$GV(dB) = 20\log_{10}\frac{50V}{5V} \rightarrow$$
$$GV(dB) = 20\log_{10}10 = 20\cdot 1 \rightarrow$$
$$GV(dB) = 20\,dB$$

Dado VE = 5 V; VS = 100 V; GV(dB) = ?

$$GV(dB) = 20\log\frac{100\,V}{5\,V} \rightarrow$$
$$GV(dB) = 20\cdot\log 20 = 20\cdot 1{,}3 \rightarrow$$
$$GV(db) = 26\,dB$$

Dado VE = 50V; VS = 20V; GV(dB) = ?

$$GV(dB) = 20\cdot\log\frac{20\,V}{50\,V} \rightarrow$$
$$GV(dB) = 20\cdot\log 20 - 20\cdot\log 50 \rightarrow$$
$$GV(dB) = (20\cdot 1{,}3) - (20\cdot 1{,}7) = 26 - 34 \rightarrow$$
$$GV(dB) = -8\,dB$$

Dado VE = 50 V; VS = 10 V; GV(dB) =?

$$GV(dB) = 20\cdot\log\frac{10\,V}{50\,V}$$
$$GV(dB) = 20\cdot\log 10 - 20\cdot\log 50 \rightarrow$$
$$GV(dB) = (20\cdot 1) - (20\cdot 1{,}7) = 20 - 34 \rightarrow$$
$$GV(dB) = -14\,dB$$

Como pudemos observar através dos exercícios acima , todas as vezes que o ganho dobra equivale a multiplicar o sinal de entrada por dois, houve uma variação de 6 dB (+6 dB). Ao contrário, quando o sinal de entrada sofre uma atenuação, este é dividido por dois e,neste caso, temos uma atenuação de 6 dB (-6 dB).

Fator de Correção das Impedâncias

Em todo o estudo visto até agora, para determinar-se o ganho de tensão partimos do princípio que as impedâncias de entrada e de saída eram iguais, ou seja, Zs = Ze. No caso das impedâncias serem diferentes (Zs≠Ze), para determinar o ganho devemos levar em consideração não só o ganho de tensão como também a diferença entre as impedâncias. Para isso, devemos aplicar o fator de correção das impedâncias, como se vê na **equação 7**:

7

$$GV(dB) = \underbrace{\left[20\cdot\log\frac{V_S}{V_E}\right]}_{\text{Ganho de Tensão}} + \underbrace{\left[10\cdot\log\frac{Z_E}{Z_S}\right]}_{\text{Fator de correção das impedâncias}}$$

Exemplo:
1-
VE = 18 V
VS = 108 V

ZE = 1000 W
ZS = 400 W
GV (dB) = ?

$$GV\,(dB)\,20\cdot\log\frac{108\,V}{18\,V}+10\cdot\log\frac{1000\,\Omega}{400\,\Omega}\rightarrow$$
$$GV\,(dB)=(20\cdot\log 6)+(10\cdot\log 2{,}5)\rightarrow$$
$$GV\,(dB)=(20\cdot 0{,}77)+(10\cdot 0{,}4)\rightarrow$$
$$GV\,(dB)=15{,}4+4=19{,}4\,dB$$

2-
VE = 2,2 V
VE = 34 V
ZE = 300 W
ZS = 600 W

$$GV\,(dB)=20\cdot\log\frac{34\,V}{2{,}2\,V}+10\cdot\log\frac{300\,\Omega}{600\,\Omega}\rightarrow$$
$$GV\,(dB)=20\cdot\log 15{,}45+(10\cdot\log 3)-(10\cdot\log 6)\rightarrow$$
$$GV\,(dB)=20\cdot 1{,}18+(10\cdot 0{,}477)-(10\cdot 0{,}778)\rightarrow$$
$$GV\,(dB)=23{,}6+(4{,}77-7{,}78)\rightarrow$$
$$GV\,(dB)=23{,}6-3=20{,}6\,dB$$

Como obser vado na cálculo 7 acima, no primeiro membro temos Vs sobre Ve , sendo a relação multiplicado por 20 (20x). Já no segundo membro temos Ze sobre Z s , sendo multiplicado por 10 (10x).

dB relativo a um miliwatt.

Na **tabela 7** temos diversos valores de impedâncias e suas respectivas tensões sobre as quais a potência dissipada corresponde a um miliwatt nível esse tomado como 0 dBm de referência.

Faixas de Frequências	Baixas frequências			Alas Frequências (RF)	
	≤ 20 kHz	≤ 120 kHz	≤ 300 kHz		
Impedâncias (em Ω)	600	300	150	75	50
Níveis de Tensões (em mV)	775	547	387	274	224
Nível de Potência P = $(V)^2$ / Z	1 mW	1 mW	1 mW	1 mW	1 mW
Nível de Referência	0 dBm	0 dBm	0 dBm	0 dBm	0 dBm

T7. Tensão x Impedância.

Para não confundir o dBm com o dB, pois este último expressa uma relação entre duas grandezas, usamos o sufixo “m” para indicar que , ele está relacionado como referência à 1mw.

Assim , os níveis que estão acima de 1 mW correspondem a + X dbm, e os que estão abaixo correspondem a - X dbm. Só lembrando que os medidores usados para medir sinais alternados de baixa frequência estão calibrados para medir níveis sobre impedância de acordo com as faixas
de frequência a serem medidas, vide tabela 7. Por exemplo: para medir-se sinais ≤ 20 kHz estão calibrados para medir níveis sobre uma impedância de 600 Ω; para medir sinais ≤ 12 0 k H z , estão calibrados para medir sinais sobre uma impedância de 300Ω; e para sinais ≤ 300 kHz, a impedância é de 150 Ω. Já os

usados para medir sinais de alta frequência, na faixa de RF, estão calibrados para medir sobre as impedâncias de 50 e 75 Ω, como se vê na tabela 7.

Na parte interna da escala do medidor vem expressa aimpedância , na qual o medidor foi calibrado. Neste caso, podemos ler o nível medido tanto em volts, como em dBm, ou em mW. Não devemos confundir a impedância sobre a qual o nível foi medido com a impedância de entrada do medidor, pois es ta é alta, normalmente acima de 1 MΩ (Zi ≥ 1MΩ). Quando o nível medido é comparado com uma potência de 1 mW, ou 0 dBm, temos um nível de potência absoluta, sendo definido pela **equação 8**, abaixo:

8

$$NP(dBm) = 10 \cdot \log \frac{P}{1\,mW}$$

Há outro nível expresso em dB, sendo este relativo a uma referência arbitrária, conhecido como dBA, muito usado em medição de sistemas de telecomunicação, mas que não foi abordado neste artigo.

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*

03/05/2012 16:36:49

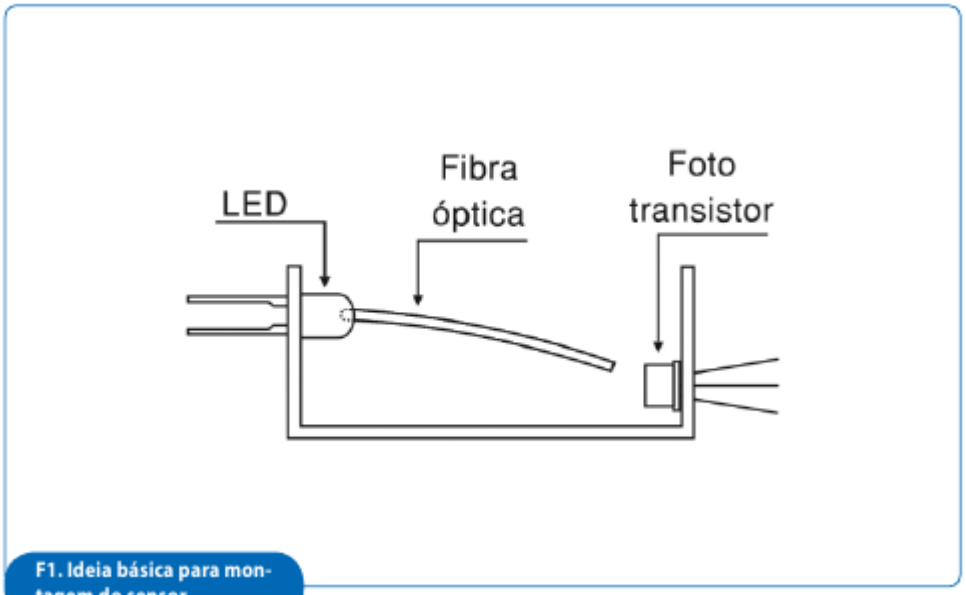
Sensor de Vibração com Fibra Óptica

Descrevemos um projeto muito sensível de um sensor que pode ser empregado para detectar vibrações anormais de máquinas ou peças em máquinas industriais, ou ainda como alarme de uso geral detectando movimentos abruptos. O diferente neste projeto é o sistema sensor que faz uso de um pedaço de fibra óptica, o que o torna muito sensível. Além das finalidades práticas, pela sua eficiência e simplicidade, o circuito também possui aplicações didáticas podendo ser utilizado em cursos de Eletrônica, Mecatrônica e Telecomunicações para servir de exemplo de aplicação e funcionamento das fibras ópticas.

Newton C. Braga

Pedaços pequenos de fibras ópticas podem ser obtidos com alguma facilidade de diversas fontes como, por exemplo, amostras de fabricantes, em abajures decorativos e em outros locais (em uma das Feiras de Eletrônica em São Paulo, um fabricante de fibras ópticas distribuiu uma enorme quantidade de pedacinhos dessas fibras aos visitantes, os quais poderiam ser usados nesta montagem).
Se o leitor dispuser de um pequeno pedaço de fibra óptica comum, a montagem deste aparelho não oferecerá maiores dificuldades. Caso o leitor trabalhe com comunicações, certamente obter um pedaço de fibra óptica de alguns centímetros não será um obstáculo para a realização deste projeto. A ideia básica é focalizar de modo crítico um feixe de luz por uma fibra óptica de modo que ele incida num fotossensor.

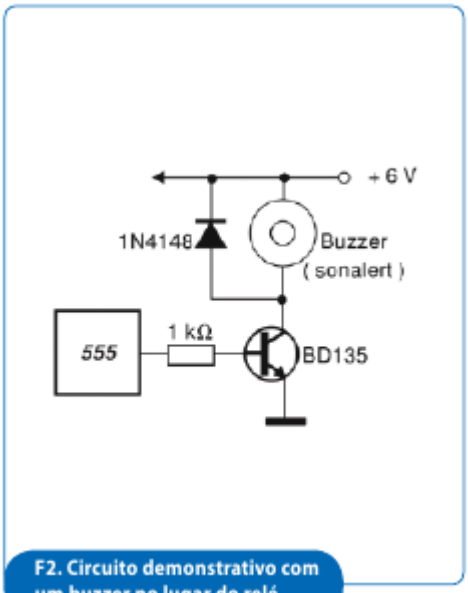
Como a fibra fica suspensa, presa somente por uma das extremidades, qualquer balanço a tira de posição fazendo com que o sensor deixe de receber a luz e, assim, disparando um circuito temporizado. Na **figura 1** damos uma ideia de como isso pode ser feito.



F1. Ideia básica para montagem do sensor.

Como o emissor (fibra e LED) e o receptor podem, ambos, ficarem longe do circuito de disparo, o sensor ou alarme poderá ser utilizado em muitas aplicações práticas que envolvam a proteção de objetos e locais, ou a monitoração do funcionamento de equipamentos industriais e outros.

Evidentemente, com finalidade demonstrativa, todos os elementos podem ser montados no mesmo local e em lugar do relé pode-se colocar um pequeno buzzer ou oscilador de áudio como saída. Na **figura 2** mostramos como isso pode ser feito. O tom do oscilador dado como exemplo é ajustado por um trimpot.



F2. Circuito demonstrativo com um buzzer no lugar do relé.

Como Funciona

O LED1 é a fonte de luz que está acoplada a um pequeno pedaço de fibra óptica. Essa fibra é encaixada num pequeno furo feito no invólucro de plástico do próprio LED e presa com uma gota de cola forte de modo que a radiação luminosa apareça na sua outra extremidade. Posicionada de modo que a extremidade livre fique alinhada com um fototransistor, a fibra mantém este sensor iluminado e, portanto, em condução.

A corrente de emissor do fototransistor é aplicada à base de um segundo transistor (Q 1) de modo a mantê-lo em condução e, com isso, o pino 2 do circuito integrado 555 no nível alto. Nessas condições, o circuito integrado, que está configurado como um multivibrador monoestável, se mantém desativado. Quando uma pequena vibração faz com que a fibra óptica oscile, o foco de luz deixa de incidir no sensor e, consequentemente, o fototransistor vai ao corte.

O resultado é que Q1 tem sua corrente de emissor reduzida a ponto de levar o pino 2 do circuito integrado ao nível baixo, pois a tensão cai e, assim, ocorre seu disparo. Com o disparo, a saída do circuito integrado 555 irá ao nível alto por um intervalo de tempo que dependerá tanto do ajuste de P1 quanto do valor do capacitor C1.

Com os valores dos componentes indicados, esse tempo pode chegar até a uns dois minutos. No entanto, se o leitor quiser intervalos de disparo maiores, poderá aumentar o capacitor C1. O valor máximo recomendado deste capacitor está em torno de 1 500 µF, pois valores maiores apresentam fugas que podem instabilizar o funcionamento do circuito.

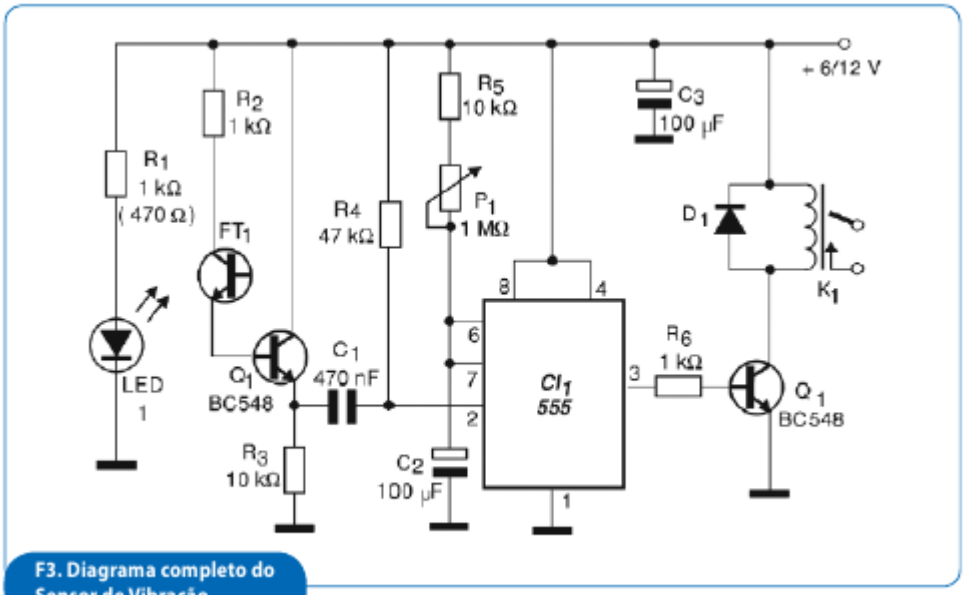
Na saída do 555 temos um transistor que, quando em condução, excita a bobina de um pequeno relé. Esse relé, dependendo das características de seus contatos, pode disparar sistemas de aviso de grandes potências.

O circuito é alimentado por uma tensão de 6 V que pode ser fornecida por fonte ou bateria (pilhas). Como essa bateria deve manter o LED aceso, o que significa uma corrente entre 20 e 50 mA, conforme o valor de R1 e a sensibilidade do sensor, em aplicações onde o sistema deva ficar muito tempo ligado não se recomenda o uso de pilhas, mas sim de fonte.

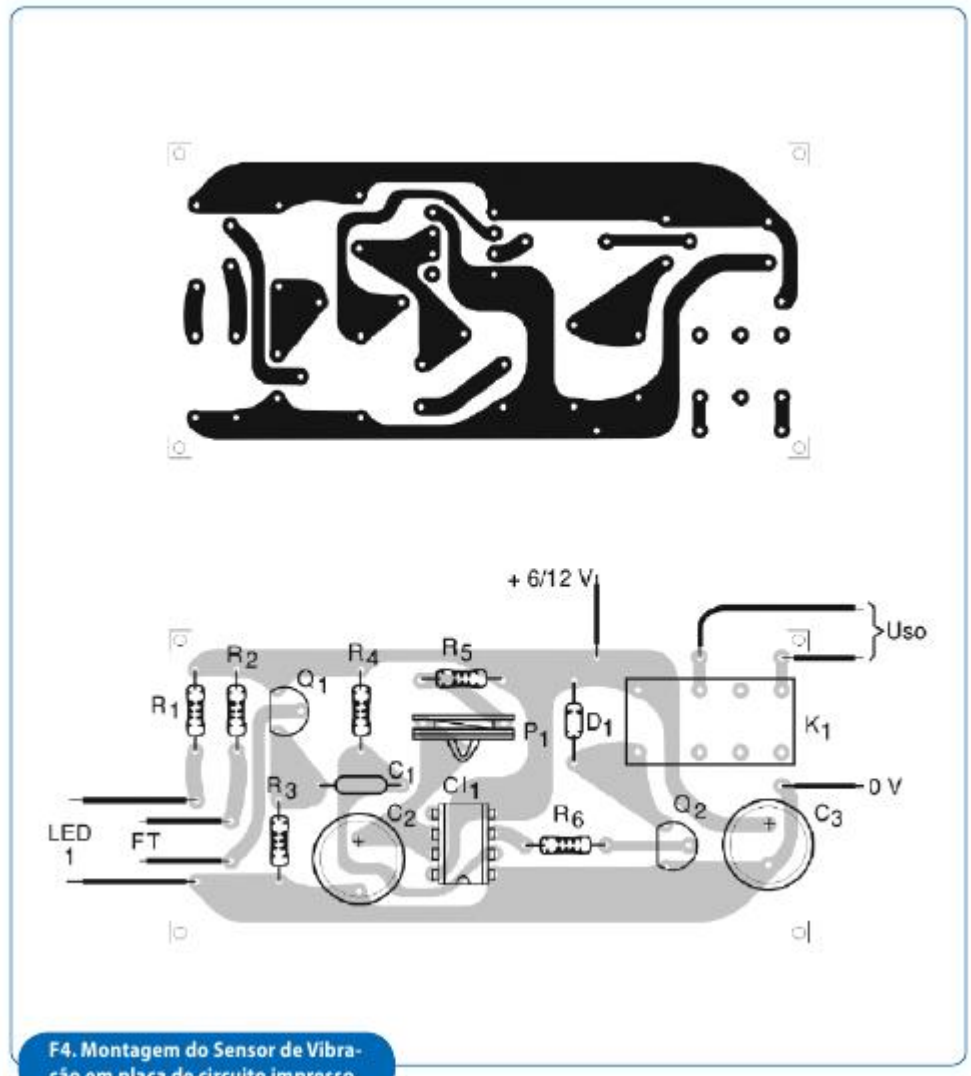
Essa fonte deverá ter uma tensão de acordo com o relé usado e uma corrente na faixa de 200 a 500 mA. Recomenda-se o uso de uma fonte estabilizada. Contudo, em demonstrações, quando o circuito fica ligado por pouco tempo, podem ser usadas pilhas pequenas ou médias.

Montagem

Na **figura 3** temos o diagrama completo do alarme. A disposição dos componentes em uma placa de circuito impresso é apresentada na **figura 4**. Os resistores são todos de 1/8 W ou maiores, e os capacitores devem ter tensões de trabalho mínimas de 6 V. O trimpot pode ser substituído por um potenciômetro na montagem experimental de modo a se conseguir a variação do tempo de disparo.



F3. Diagrama completo do Sensor de Vibração.

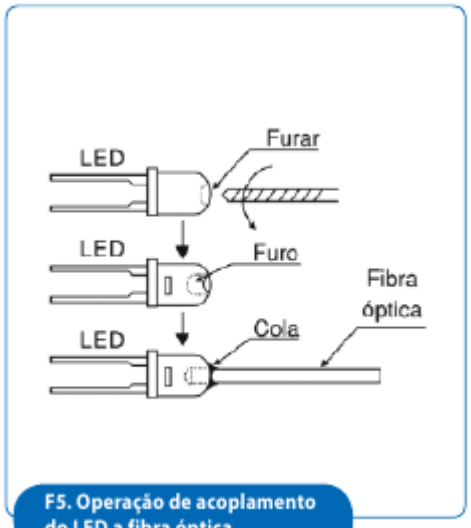


F4. Montagem do Sensor de Vibração em placa de circuito impresso.

O resistor R3 pode ser alterado na faixa de 10 kohms a 100 kohms para se obter maior sensibilidade, caso haja dificuldades de focalização da fibra no fototransistor. Qualquer fototransistor pode ser utilizado, inclusive os tipos Darlington que proporcionam maior sensibilidade. O relé poderá ser de qualquer tipo, de baixo custo, com tensão de bobina de 6 ou 12 V e corrente de no máximo 50 mA; e se a base tiver formato

diferente do original, alterações no desenho da placa de circuito impresso deverão ser feitas. O ponto crítico da montagem é o sensor.

No LED vermelho redondo comum, o leitor deverá fazer um furinho com muito cuidado, usando uma broca de 1 mm de espessura. Esse furo deverá penetrar apenas o suficiente para permitir o encaixe da fibra, não podendo de modo algum atingir a pastilha semicondutora emissora, conforme detalha a **figura 5**. Se isso acontecer, o LED será danificado e não funcionará mais. Encaixada a fibra, ela pode ser mantida em posição com uma gota de alguma cola forte (Super Bonder, por exemplo).



F5. Operação de acoplamento do LED a fibra óptica.

Depois de feito o acoplamento do LED à fibra será interessante alimentá-lo com 6 V e um resistor de 470 ohms em série, e verificar se a luz emitida aparece na extremidade da fibra. Veja que R1 em série com o LED deverá ser de 470 ohms se a alimentação for feita com 6 V, ou de 1 kohms se a alimentação for feita com 12 V.

Tanto o LED quanto o Fototransistor são mantidos numa plaquinha de circuito impresso. O LED deve ser posicionado de modo que a fibra fique com a sua outra extremidade alinhada com o fototransistor como mostra a própria figura 5. Será interessante montar esse sistema protegido da luz ambiente para evitar que ela incida no fotossensor e, com isso, provoque uma perda de sensibilidade do circuito.

Prova e Uso

Para provar, basta ligar o circuito e colocar inicialmente o trimpot P1 na posição de menor resistência. A fibra deve estar alinhada com o fotossensor. Poderá ocorrer o disparo do relé no momento em que a alimentação for estabelecida, mas alguns segundos depois, incidindo luz no fotossensor, o relé deverá desativar-se. Mexendo de leve na fibra ou balançando o sensor, o circuito deve disparar.

Se isso não ocorrer, altere o valor de R3. Se quiser, poderá utilizar um trimpot de 1 Mohm em lugar deste componente para obter um ajuste de sensibilidade. Comprovado o funcionamento, é só fazer a instalação definitiva do sensor no local onde se deseja detectar qualquer balanço. Se o sensor tiver a parte da fibra desprotegida, ele se tornará sensível também às pequenas correntes de ar e o sistema poderá servir para detectar “vento” Para uso em máquinas industriais, basta montar o sensor no local em que se deseja detectar a vibração.

O comprimento da fibra determina a amplitude das vibrações que podem ser detectadas. Dependendo da aplicação, a fibra poderá ter seu comprimento alterado. Será conveniente fazer experiências no sentido de se obter o comprimento ideal para a aplicação visada.

Outra possibilidade interessante de uso consiste em se ligar dois fototransistores em série de modo a configurarmos uma Porta E óptica. Com duas fibras acopladas a esses fototransistores, teremos o acionamento do sistema somente quando vibrações em dois lugares ou em dois modos forem detectadas. Se um dos sensores estiver em posição vertical e o outro na horizontal, por exemplo, teremos uma configuração que detecta apenas vibrações combinadas.

Lista de Materiais

Semicondutores:

- FT_1 - Fototransistor - ver texto
- CI_1 - 555 - circuito integrado
- Q_1, Q_2 - BC548 ou equivalente - transistor NPN de uso geral
- LED_1 - LED vermelho comum – ver texto
- D_1 - 1N4148 - diodo de uso geral

Resistores: (1/8 W, 5%)

- R_1 - 1 kohm (12 V), 470 ohms (6 V) – ver texto
- R_2, R_6 - 1 kohm
- R_3 - 10 kohms - ver texto
- R_4 - 47 kohms
- R_5 - 10 kohms
- P_1 - 1 Mohm

Capacitores:

- C_1 - 470 nF - poliéster ou cerâmico
- C_2, C_3 - 100 µF/6V – eletrolíticos

Diversos:

- **F.O.** - fibra óptica - ver texto
- K_1 - Relé de 6 V ou 12 V, com 50 mA de bobina - ver texto.
- S_1 - Interruptor simples
- B_1 - 6 V - 4 pilhas ou fonte

Placa de circuito impresso, caixa para montagem, suporte de pilhas ou fonte de alimentação, fios, solda etc.

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*

03/05/2012 16:50:20

Inglês para Eletrônicos

Depois da expansão da Informática, com dispositivos os mais diversos sendo usados como periféricos, duas palavras passaram a ser empregadas de uma forma mais intensa, ambas tendo a mesma origem, mas com significados diferentes. Trata-se das palavras "drive" e "driver", tomando como exemplo o texto em destaque

Da Redação

Drive/Driver:
Uma das confusões mais comuns entre os que leem ou escrevem textos em inglês está no uso das palavras drive e driver.

Drive vem do verbo to drive (drove, driven) e significa levar, conduzir, guiar, impelir, empurrar, atuar, mover etc. Assim sendo, a palavra drive, como substantivo, é usada para indicar o dispositivo às ações indicadas.

Um drive de disquete é, portanto, o dispositivo atuador ou movimentador dos disquetes e, da mesma forma, um drive de CD é o dispositivo que movimenta os CDs para que eles sejam "tocados".

Já a palavra driver indica aquele que exerce a ação de levar, mover, conduzir, guiar, empurrar, mover etc.

Isso significa que, para que um drive de CD funcione, ele precisa ter um software que o controle, ou seja, ele necessita de um driver na forma de um software. Baseados nisto, podemos traduzir nosso texto como:

"Tenho um drive de CD SCSI x4 e estou pensando em trocá-lo por um drive de DVD SCSI. Há um ponto importante que eu gostaria de saber: qual é o driver que eu preciso para ler dados nos DVDs?"

Veja que não traduzimos drive e driver neste texto, pois são palavras que estão sendo empregadas na forma original no nosso idioma, mas poderíamos perfeitamente, em lugar da tradução acima, fazer a seguinte:

"Tenho um leitor de CD SCSI x4 e estou pensando em trocá-lo por um leitor de DVD SCSI. Há um ponto importante que eu gostaria de saber: qual é o programa que eu preciso para ler dados nos DVDs?"

Um pequeno texto tirado de um manual na Internet deixa mais claro o uso das duas palavras:

"In these Regulations, "vehicle" means a vehicle of any description and includes a machine or implement of any kind drawn or propelled whether by animal or mechanical power and includes bicycles, tricycles and invalid carriage and "drive" and "driver" shall be interpreted as including "ride" and "rider".

Em outras palavras, drive é o cavalo e driver o cavaleiro.

Acrônimos

DS: *Driver Stage* – Etapa impulsora
LD: *Line Driver* – Excitador ou impulsor de linha
DDU: *Display Driver Unit* - Unidade excitadora de mostrador
ADL: *Autodesk Display List driver* (agora chamado WHIP) – Driver para Windows
DKI: *Driver Kernel Interface* – Interface acionadora do cerne (Kernel)
FDD: *Fixed Disk Drive* – Acionador de Disco fixo
HDD: *Hard Disk Drive* – Acionador de disco rígido

Vocabulário

Replacing: Trocar, fazer a troca
Drive: Dispositivo de acionamento
Driver: Programa de acionamento

Texto para análise

"I have a 4x speed SCSI CD drive and think about replacing it by a SCSI DVD drive. There are an important point I would like to know: what driver do I need to red data DVDs?"

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*

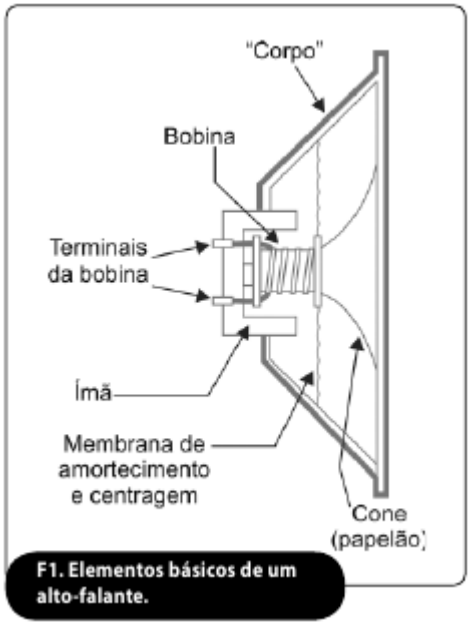
04/05/2012 09:42:25

O Alto-falante

O alto-falante é um transdutor eletroacústico, da mesma forma que os microfones, no entanto a sua função é converter o sinal elétrico em vibração sonora, sendo que essa conversão dá-se no sentido inverso do microfone.

Eng. Filipe Pereira

Nos alto-falantes é preciso fornecer altas pressões acústicas, e portanto o nível de sinal elétrico aplicado a ele deve ser muito grande, isso implica o uso de amplificadores. O princípio de funcionamento de um alto-falante pode ser visto na **figura 1**. Ele é constituído basicamente por quatro elementos: estrutura, cone, bobina móvel e ímã.



F1. Elementos básicos de um alto-falante.

A analogia fundamental é simples, dois ímãs tanto podem atrair-se como repelir-se. O que ocorre no alto-falante é o mesmo, pois o ímã gera um campo magnético fixo, enquanto a bobina, ao ser percorrida por uma corrente elétrica, também gera um campo magnético que tanto pode opor-se como igualar-se em sentido ao do ímã. Isto acontece porque o sinal aplicado à bobina do alto-falante é de corrente alternada, assim sendo, quando a corrente circula num sentido na bobina, é criado um campo magnético que faz com que a bobina seja repelida pelo ímã, e quando a polaridade se inverte faz com que a corrente que circula em sentido contrário origine que a bobina seja atraída pelo imã.

A conversão do sinal elétrico para sonoro dá-se ao prendermos a bobina num cone, que, por sua vez, se encontra fixo à estrutura. O movimento da bobina para frente e para trás faz com que o cone, ao se deslocar, movimente o ar, provocando uma pressão sonora. Ou seja, se injetarmos um sinal de 1 kHz a um alto-falante, o seu cone deverá movimentar-se 1000 vezes por segundo. Tal fato influencia a estrutura de um alto-falante, já que fica evidente que um exemplar de grandes dimensões e elevado peso do conjunto cone+bobina terá dificuldades de efetuar movimentos rápidos (alta frequência).

Classificação dos alto-falantes

Para uma melhor reprodução de toda a faixa de áudio (20 Hz a 20 kHz), um aparelho de maior qualidade usa um alto-falante para cada intervalo de frequências **(figura 2).**

• **Woofer** – Resposta aos graves (baixas frequências). São alto-falantes cuja faixa de resposta se situa entre 40 Hz e 1 KHz, aproximadamente. As suas dimensões e peso são normalmente as maiores dentro de todos os tipos de alto-falantes, o que explica a sua característica de não conseguir responder satisfatoriamente às altas-frequências.

• **Mid-range** – Resposta aos médios, entre 200 Hz e 7 kHz aproximadamente. Apesar de terem uma forma construtiva semelhante aos dos woofers (pelo menos na aparência), esses alto-falantes são mais leves, o que possibilita um aumento da sua faixa de resposta em frequência.

• **Full-range** – Resposta ampla. Caracterizam-se por cobrirem uma faixa maior que a dos mid-range, normalmente entre 100 Hz e 10 kHz, sendo utilizados em sistemas de menor potência, como nos de sonorização ambiente.
• **Tweeters** – Resposta aos agudos (altas frequências). A sua frequência situa-se na faixa de 5 kHz, indo até ao final da faixa audível, em torno dos 20 kHz.



F2. Exemplos de alto-falantes: woofer; mid-range e tweeter.

Características dos alto-falantes

• **Impedância**: É a oposição à passagem de corrente elétrica que o alto-falante apresenta a uma dada frequência, os fabricantes fornecem em catálogo a impedância nominal, que deve ser usada para efeitos de cálculo de um sistema de amplificação. Os valores normalmente encontrados em alto-falantes profissionais são de 8 e 16 ohms.
• **Potência nominal:** É o maior valor de potência expresso em watts, que pode ser aplicado continuamente ao alto-falante. Veja exemplos de impedância e potência nominal de alto-falantes na **figura 3.**



F3. Exemplo de potência nominal e impedância.

Caixas Acústicas

As caixas acústicas têm a função de aumentar o rendimento sonoro de um alto-falante. Ao ar livre, o som produzido por um alto-falante sai tanto pela frente como por trás dele. Assim, o som que sai por trás anula parte do som da frente, reduzindo o rendimento do alto-falante **(figura 4).**



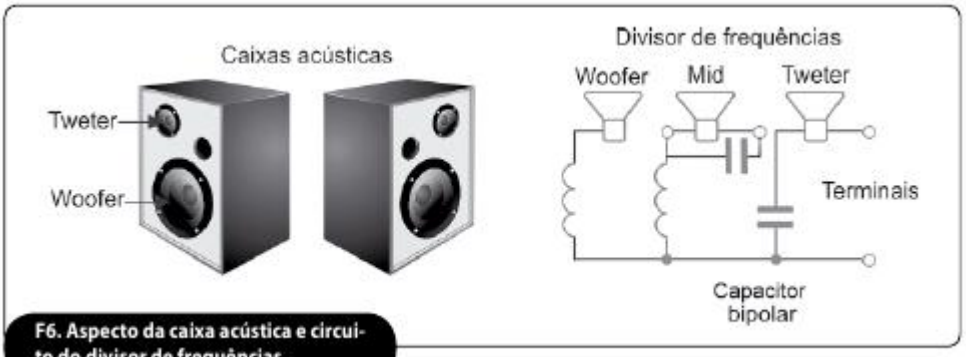
F4. Redução do som do alto-falante ao ar livre.

A caixa acústica é um recipiente fechado, onde o som produzido atrás do alto-falante sai por outra abertura e soma-se com o som da frente, aumentando muito o som total e melhorando sensivelmente a qualidade **(figura 5).**



F5. Aumento do som do alto-falante em caixa acústica.

Dentro da caixa acústica existem geralmente pelo menos um woofer e um tweeter. Algumas têm mais do que dois alto-falantes. Também há um divisor de frequências (com bobinas e capacitores) usado dentro das caixas acústicas para fornecerem a cada alto-falante a faixa de frequências apropriada ao seu funcionamento **(figura 6).**



F6. Aspecto da caixa acústica e circuito do divisor de frequências.

As bobinas facilitam a passagem das baixas frequências (graves) e dificultam a passagem das altas frequências (agudos):

$$X_L = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L$$
$$(se\ f \uparrow \rightarrow X_L \uparrow ; se\ f \downarrow \rightarrow X_L \downarrow)$$

Os capacitores funcionam de forma contrária às bobinas:

$$X_C = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot f \cdot C)}$$
$$(se\ f \uparrow \rightarrow X_C \downarrow ; se\ f \downarrow \rightarrow X_C \uparrow)$$

O capacitor bipolar é um eletrolítico que não tem polaridade.

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*

04/05/2012 10:08:21

Funcionamento e Aplicação do Diodo Varicap

Francisco Bezerra Filho

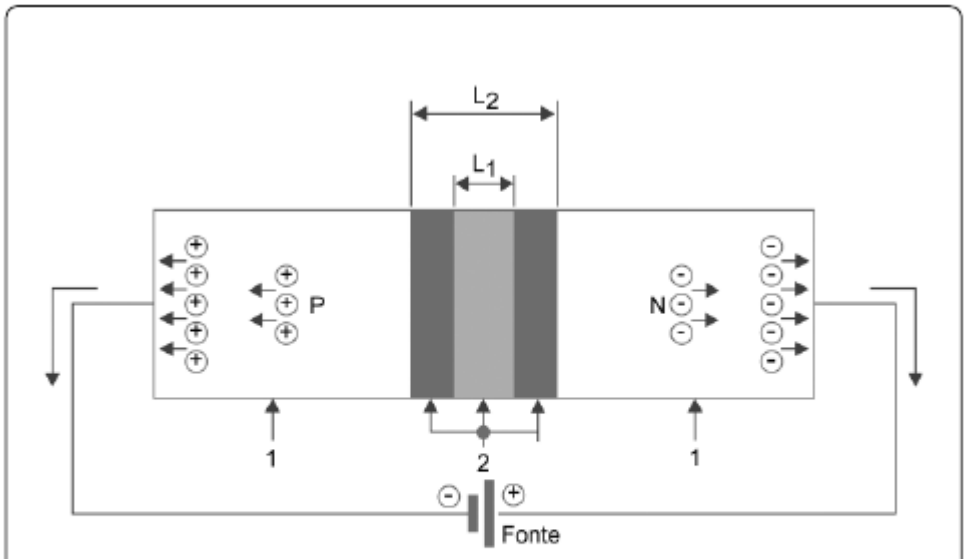
O nome Varicap é derivado das palavras em inglês: Voltage Variable Capacitance, isto é, diodo com capacitância variável por tensão. Apesar de ser pouco conhecido pela maioria dos técnicos de eletrônica, ele aparece em muitos equipamentos eletrônicos, sempre no estágio de RF, tanto na transmissão como na recepção. Está presente principalmente na sintonia dos receptores de última geração, com frequência sintetizada, sintonizados por controle remoto, assim como nos receptores de AM, FM e aparelhos de TV. Também é muito usado nos moduladores lineares de uma maneira geral, nos equipamentos profissionais, como por exemplo nos transmissores de FM e som de TV. Além dessas aplicações, ele aparece em uma infinidade de outras, entre as quais:

• Amplificadores paramétricos
• Osciladores controlados por tensão (VCO)
• Geradores de sinais com frequência sintetizada
• Filtros passa faixa, com largura de banda ajustável
• Geradores de frequências harmônicas.

Para que os técnicos possam consertar os equipamentos citados acima, precisam primeiro conhecerem o seu funcionamento e suas principais características, que serão vistos na sequência.

Funcionamento da Junção PN

À primeira vista, o diodo varicap é muito semelhante a um diodo comum, com uma diferença: a capacitância da sua junção varia acentuadamente como o aumento da tensão reversa aplicada sobre ela. Só lembrando: o diodo varicap é polarizado inversamente, para isso, o negativo da fonte é ligado ao elemento P que possui cargas positivas livres, atraindo-as, como se vê na **figura 1.**



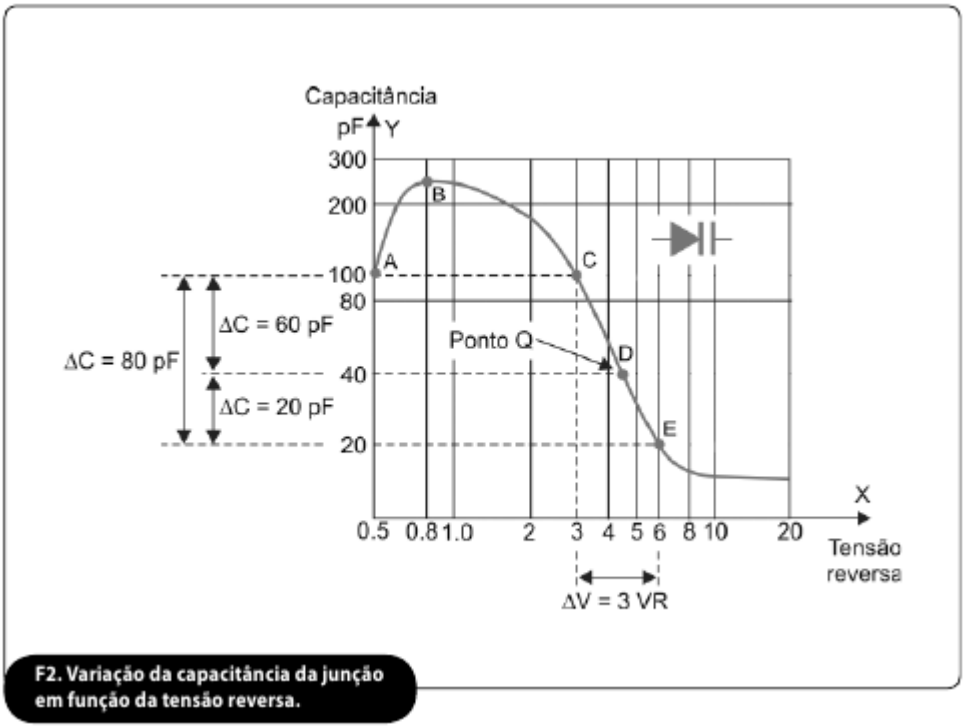
F1. Variação da largura da junção em função da tensão reversa.

Nesta condição, as cargas positivas presentes no material P são atraídas pelo terminal negativo da fonte e as cargas negativas presentes no material N são atraídas pelo terminal positivo. Quanto maior for a tensão aplicada, mais cargas serão atraídas pelos terminais e maior será a largura da junção. Assim, à medida que a tensão reversa é aumentada, a largura da junção é alargada cada vez mais, ficando a região desprovida de cargas, tanto positivas como negativas, comportando-se como um isolante, funcionando agora como o dielétrico do capacitor.

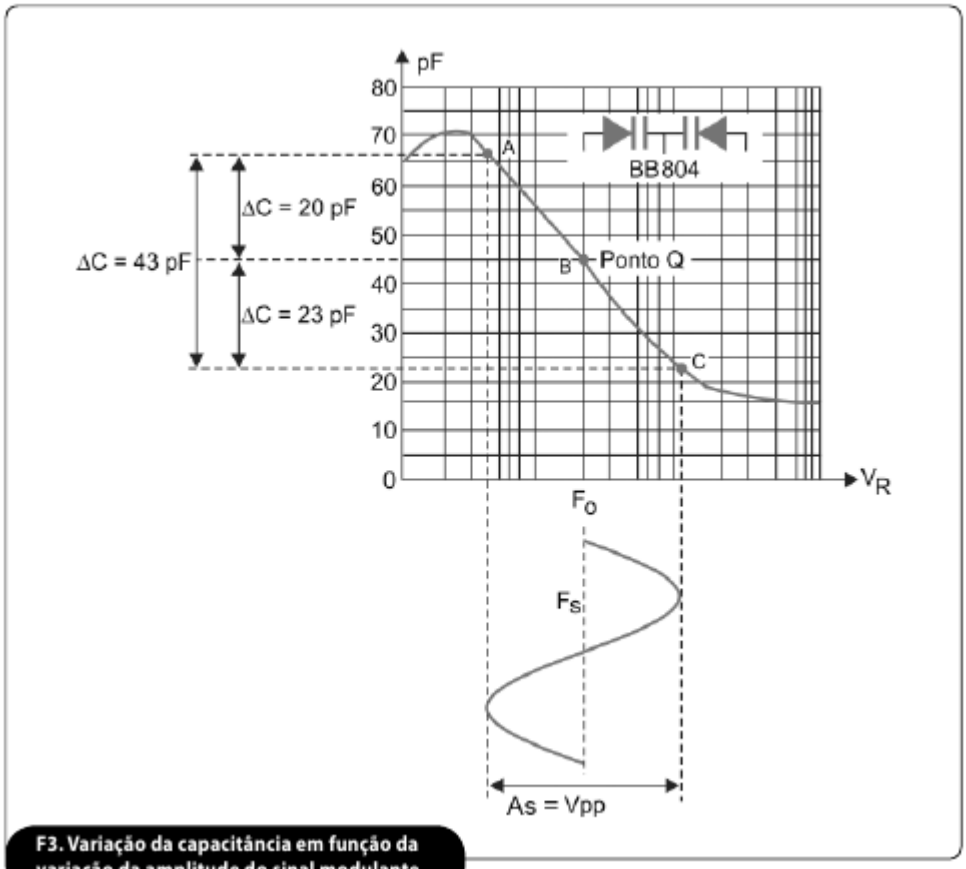
Para que o diodo funcione como um varicap, os elementos P e N sofrem um processo especial de dopagem, o número de impurezas dopantes adicionadas a sua estrutura é bem maior que em relação a um diodo comum, ou seja, eles são fortemente dopados. O valor da capacitância varia em função da largura da junção, esta por sua vez , aumenta proporcionalmente à tensão reversa aplicada. Por exemplo, quando aplicamos na junção uma tensão reversa de 3VR, a largura da junção é pequena, largura L1, equivalendo a um capacitor de pequeno valor. Agora se a tensão reversa for aumentada para 6V R, a largura será aumentada mais uma vez, largura L2, equivalendo a um capacitor bem maior **(figura 1**). Os elementos P e N funcionam como sendo as placas, enquanto o espaço entre eles funciona como sendo o dielétrico do capacitor.

Estudo da curva de transferência

Na **figura 2** temos o gráfico da capacitância x tensão reversa, válido para um diodo varicap qualquer tomado como exemplo. No eixo x ou horizontal, com variação logarítmica, está representada a tensão reversa, variando de 0,5 a 20 VR; no eixo y ou vertical, com variação linear, está representado o valor da capacitância da junção, variando de 10 a 300 pF. Para baixa tensão (0,5 VR) é como se as placas do capacitor estivessem “coladas” uma na outra, sem espaço para o dielétrico, ponto A, com uma capacitância de aproximadamente 100 pF. À medida que aumenta a tensão, a capacitância aumenta para perto de 240 pF, ponto B, atinge neste ponto o seu valor máximo.



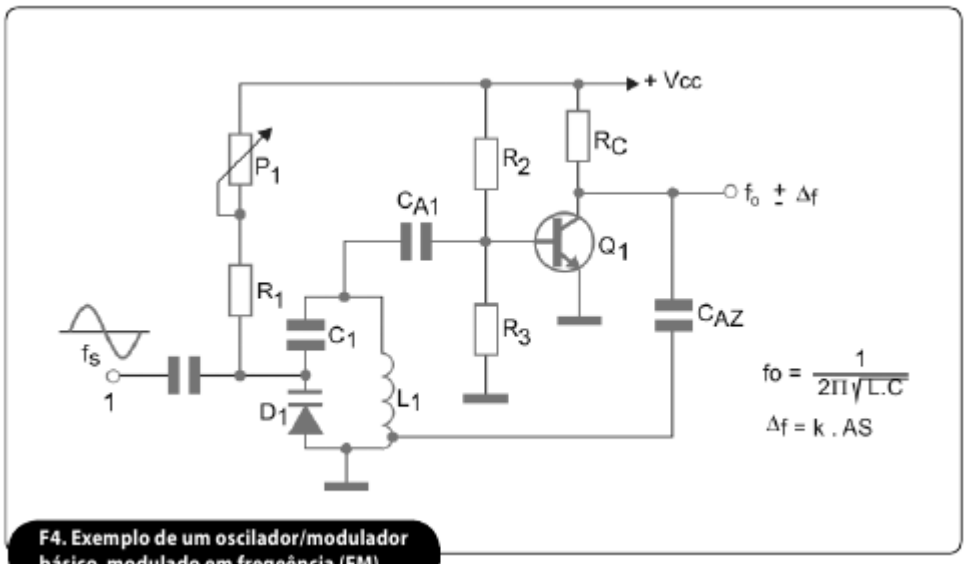
F2. Variação da capacitância da junção em função da tensão reversa.



F3. Variação da capacitância em função da variação da amplitude do sinal modulante.

Processo de modulação em frequência

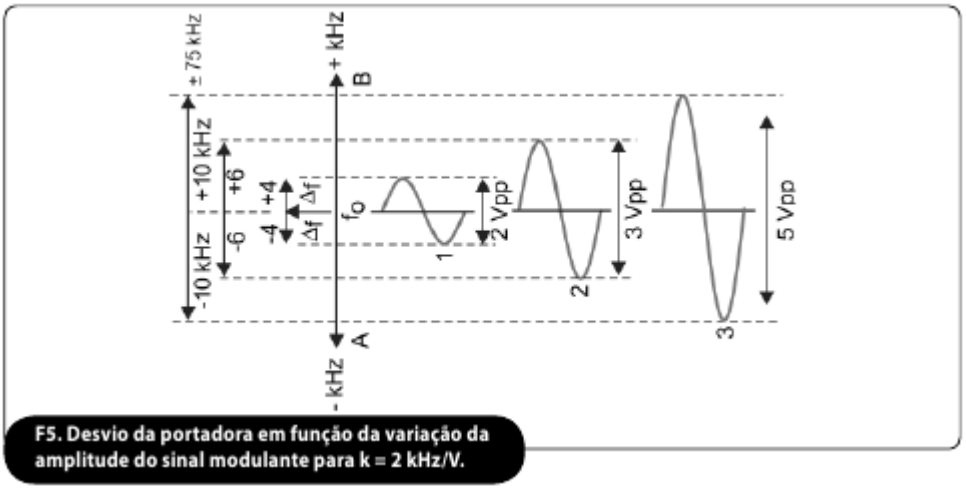
Uma das aplicações típicas do diodo varicap é nos moduladores em frequência. Na **figura 4** temos o esquema de um oscilador livre, formado pela bobina L1, em paralelo com ela temos o conjunto formado por C1 e D1, ambos ligados em série, que fazem parte do circuito ressonante, que determina a frequência central do oscilador, fo.



F4. Exemplo de um oscilador/modulador básico, modulado em freqeência (FM).

O circuito exerce duas funções ao mesmo tempo: de oscilador e de modulador. Como oscilador, gera um sinal senoidal de alta frequência, operando na faixa de RF; como modulador, provoca um desvio na frequência do oscilador, modulando-a. No oscilador/ modulador, da figura 4, o sinal modulante fs é injetado na entrada 1, sendo aplicado diretamente sobre o varicap, variando a sua capacitância. **Obs**.: o sinal modulante ou sinal de áudio, tem frequência fs e amplitude As.

À medida que a amplitude do sinal modulante, As, excursiona em torno do ponto Q, observe a figura 3, variando sua amplitude para mais e para menos em torno de fo, a capacitância da junção também varia na mesma proporção, variando com isso a frequência central do oscilador **(figura 5).**



F5. Desvio da portadora em função da variação da amplitude do sinal modulante para k = 2 kHz/V.

O desvio da portadora, isto é, de quanto ela se desloca para mais e para menos em torno da sua frequência central (fo) é dado pela fórmula:

$$\Delta f = \pm k \, . \, As$$

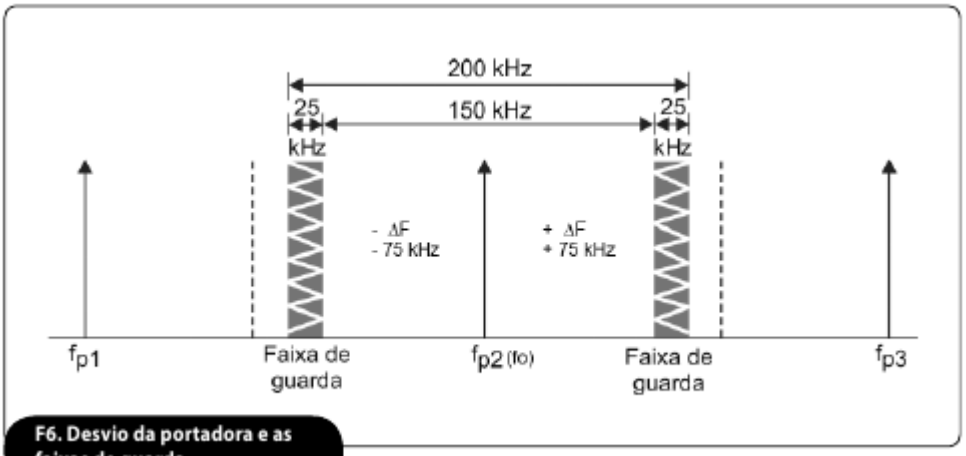
Onde o k representa a sensibilidade do modulador, sendo a sua unidade expressa em kHz por volt.

O valor do k vai depender diretamente do projeto do oscilador/modulador em si, e principalmente das características do diodo varicap usado assim como de quanto sua capacitância varia, veja as figuras 2 e 3. Por exemplo, se for aplicado uma tensão de 1 Vpp na entrada de um modulador, se a tensão provar um desvio em torno da portadora entre 2 kHz, podemos afirmar que o modulador em questão apresenta uma sensibilidade de 2 kHz / V.

Se essa mesma tensão for aplicada a um segundo modulador, se ele apresentar agora um desvio de ± 4 kHz, o mesmo apresenta agora uma sensibilidade de 4 kHz / V, e assim por diante. Uma vez determinada durante o projeto a sensibilidade do modulador, ou seja, o valor do k, o desvio da portadora só irá depender da intensidade do sinal modulante aplicado a sua entrada. Assim, se tivermos um modulador com sensibilidade de 2 kHz/V, ao aplicar-se a sua entrada um sinal com amplitude de 2 Vpp, sinal 1, na figura 5, neste caso o sinal irá provar um desvio em torno da portadora de ± 4 kHz.

Se a amplitude do sinal for aumentada para 3Vpp, sinal 2, irá provocar um desvio de ± 6 kHz, se o sinal for aumentado mais uma vez agora para 5Vpp, sinal 3, irá provocar um desvio perto de ± 10 kHz. O desvio máximo que a portadora irá atingir, para a direita e para a esquerda, dependerá de dois fatores: a sensibilidade k do modulador e a amplitude do sinal modulante. Já a velocidade com que a portadora vai de um extremo ao outro, pontos A e B, também na figura 5, ela dependerá da frequência do sinal modulante (fs), quanto mais alta for, maior será a velocidade do deslocamento.

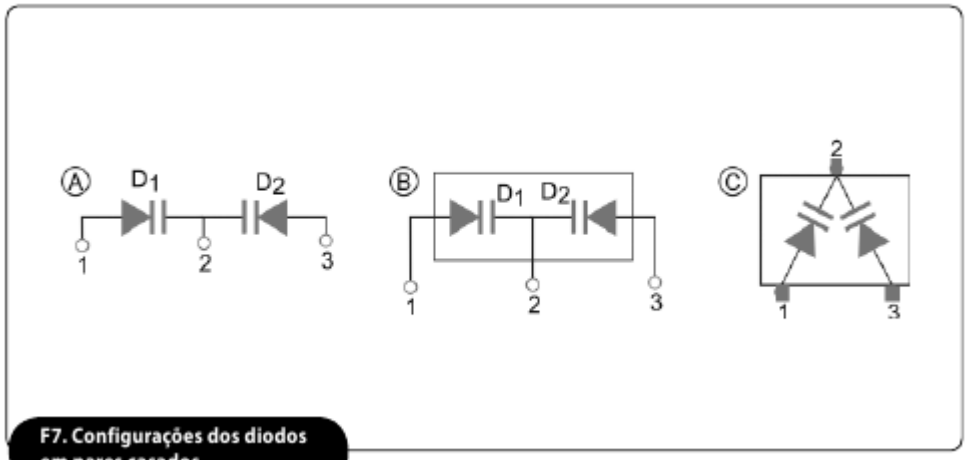
No caso da transmissão de FM, cada emissora ocupa um intervalo de 200 kHz no espectro de frequência (88-108 MHz) sendo que o desvio máximo permitido é de ± 75 kHz para cada lado em torno da portadora, como se vê na **figura 6**. Os intervalos de 25 kHz, acima e abaixo, do extremo ocupados pela emissora, espaços ranhurados, são usados como faixa de guarda. Isso é feito para evitar que um sinal modulante mais forte possa provocar um desvio excessivo, indo além desses espaços, invadindo as emissoras que estão operando em canais adjacentes, acima e abaixo, causando interferência entre as emissoras no lado da recepção. Não esquecendo de que o som da emissora de TV também é modulado em frequência, só que neste caso o desvio é de aproximadamente ± 25 kHz.



F6. Desvio da portadora e as faixas de guarda.

No exemplo dado na figura 4 foi usado só um diodo varicap D1, com modulador, mas para conseguir-se uma boa linearidade e um melhor resultado no processo de modulação podem ser usados dois diodos varicaps, ligados em série, veja na **figura 7A**. Os diodos podem ser conectados em três configurações diferentes:

• Catodo com catodo
• Anodo com anodo
• Catodo com anodo.



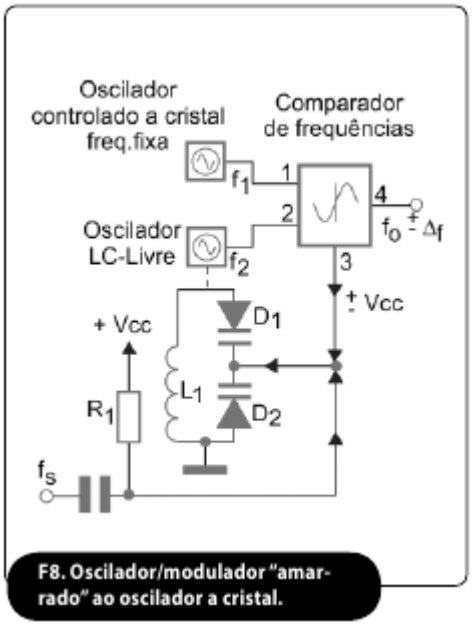
F7. Configurações dos diodos em pares casados.

Isso logicamente muda não só a essência do projeto como também a tensão de polarização. Na figura 7A, temos um diagrama mostrando os dois diodos conectados na configuração catodo com catodo, em B temos os mesmo diodos encapsulados em epoxi, formando um só bloco, para montagem em placa de circuito impresso convencional e, em C temos a mesma configuração, agora para montagem em superfície (SMD).

Quando desejamos um diodo com capacitância maior, podemos conectar dois ou mais diodos em paralelo até conseguir-se a capacitância desejada. O oscilador/modulador visto na figura 4, estudado neste item, trata-se de um modelo experimental para fins didáticos. No caso de oscilador/modulador usado nos equipamentos profissionais é empregado outro tipo, bem mais elaborado, com as portadoras sincronizadas, como será visto a seguir.

Oscilador/Modulador com comparador de frequência

Na **figura 8** temos um o oscilador/ modulador usado em equipamentos profissionais, assim como FM e TV, formado por dois osciladores de RF e por um comparador, este último tem a função de comparar f1 com f2. O primeiro oscilador é controlado a cristal ao passo que o segundo é do tipo LC, conhecido por oscilador livre, onde ocorre a modulação. Através do comparador podemos “tirar” o que há de melhor em cada oscilador.



F8. Oscilador/modulador "amarrado" ao oscilador a cristal.

Por exemplo, a grande vantagem do oscilador controlado a cristal é a sua ótima estabilidade de frequência, sua desvantagem é que a sua frequência f1 não permite ser modulada. Já o oscilador livre, a sua vantagem é permitir que sua frequência f2 seja modulada com ótimo resultado, a sua desvantagem é a sua péssima estabilidade de frequência. Nas entradas 1 e 2 do comparador são aplicadas as duas frequências f1 e f2, sendo f1 gerada pelo oscilador controlado a cristal, portanto fixa, e f2 gerada pelo oscilador LC, livre, por isso, é sempre ela que sofre variação.

Neste sistema, a frequência f2, está sincronizada ou seja, "amarrada" a f1, quando as duas frequências são exatamente iguais (f1=f2), a tensão Vcc resultante da diferença entre elas, presente no terminal 3, é zero, portanto, não haverá correção.

Quando f2 sofre um desvio na sua frequência nominal, o comparador converte essa diferença em uma voltagem Vcc, com amplitude proporcional à diferença entre elas.

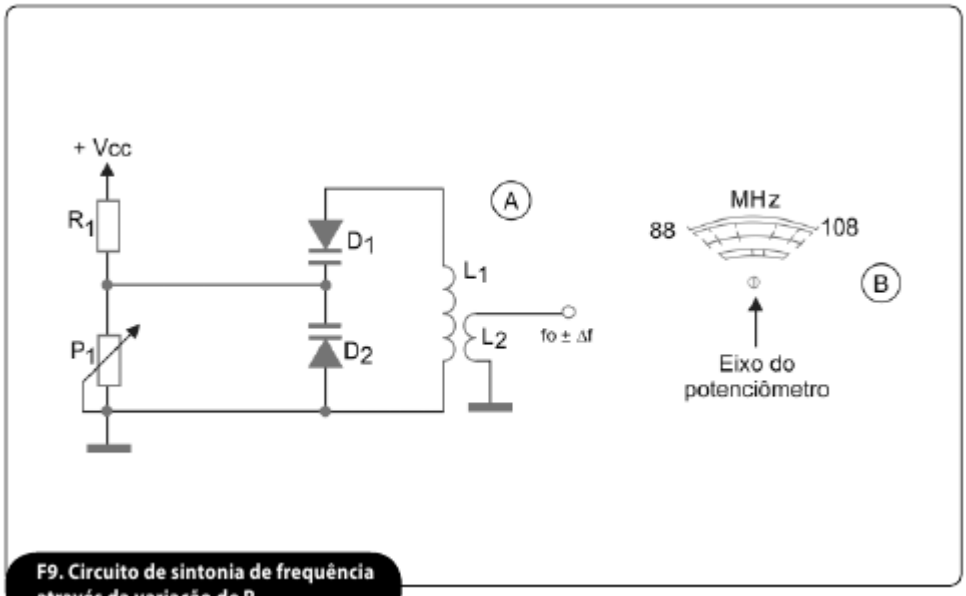
A tensão resultante do erro é aplicada à junção de D1 e D2, que fazem parte do oscilador livre, fazendo variar as suas capacitâncias, corrigindo a sua frequência, trazendo-a de volta para o seu valor nominal. Para que os diodos D1 e D2 possam cumprir o papel de corrigir a sua frequência: quando o erro entre f1 e f2 é para mais, isto é, f2 varia no sentido positivo, a tensão resultante do erro deve ter polaridade negativa, e quando é no sentido negativo, a polaridade deve ser positiva. Assim, a função do comparador é detectar a existência de erro entre f1 e f2 e gerar uma tensão Vcc com polaridade oposta à direção do erro entre elas e corrigir.

Não esquecendo que o oscilador livre que faz parte do modulador visto na figura 8, é um exemplo típico de um oscilador VCO (Voltage Controlled Oscillator), ou seja, oscilador com a frequência controlada por voltagem. Pois, quando há uma variação na frequência f2, ele recebe uma tensão Vcc proporcional ao erro, com o objetivo de corrigi-la, e com isso ele volta a operar, mais uma vez na sua frequência nominal. Lembrando que, durante o processo de correção de frequência, o comparador faz duas ou três correções por segundo, isto é, a correção é feita em baixa velocidade, ao passo que o sinal modulante fs, aplicado à junção de D1 e D2, ocorre em alta velocidade acima de 300 vezes por segundo (300 Hz), não havendo portanto interação entre o processo de modulação e a correção de frequência.

Sintonia por Varicap

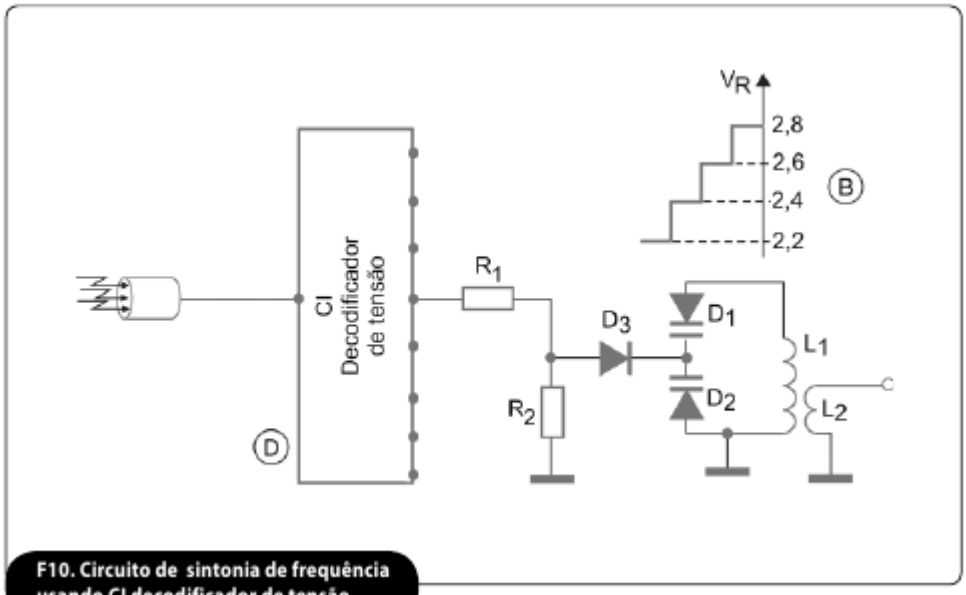
O diodo varicap é o componente principal nos receptores de FM e nos aparelhos de TV modernos com frequência de sintonia sintetizada, onde a sintonia é realizada através de controle remoto.
Na **figura 9** temos um diagrama simplificado de sintonia, formado pela bobina L 1 e por dois diodos varicaps D 1 e D 2, ligados em série e ao mesmo tempo em paralelo com a bobina, formando um circuito ressonante paralelo. No diagrama, o potenciômetro P1 tem a função de variar a tensão de polarização dos diodos varicaps, variando as suas capacitância, mudando com isso a frequência de sintonia. Se variarmos o potenciômetro de um extremo a outro do seu cursor, vamos sintonizar de maneira contínua diversas emissoras de FM ou canais de TV, como se vê na **figura 9B**. À medida que variamos o valor do

potenciômetro, variamos também a tensão de polarização dos diodos, variando em consequência as suas capacitâncias, sintonizando com isso diversas emissoras operando em frequências diferentes.



F9. Circuito de sintonia de frequência através da variação de P_1.

Os receptores mais modernos usam na sua entrada um CI, com a função de um decodificador de tensão substituindo um potenciômetro, veja a **figura 10A.**



F10. Circuito de sintonia de frequência usando CI decodificador de tensão.

Nele a tensão na saída varia passo a passo, variando na forma de degraus, conforme o comando aplicado a sua entrada. A tensão na saída pula de 2,2 para 2,4 V, e então para 2,6 V, e assim por diante, como se vê na **figura 10B**. Toda vez que uma tecla do controle remoto é acionada, a tensão na saída do CI apresenta um valor diferente, sendo ela aplicada aos varicaps, fazendo a sua capacitância variar na mesma cadência, isto é, também em degraus. Como o CI usado dispõe de diversas saídas, pode ser usado em cada uma um circuito sintonizado, e com isso podemos sintonizar praticamente todas as emissoras de FM operando no território nacional, assim como todos os canais de TVs, incluindo os abertos e por assinaturas.

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*

04/05/2012 10:31:22

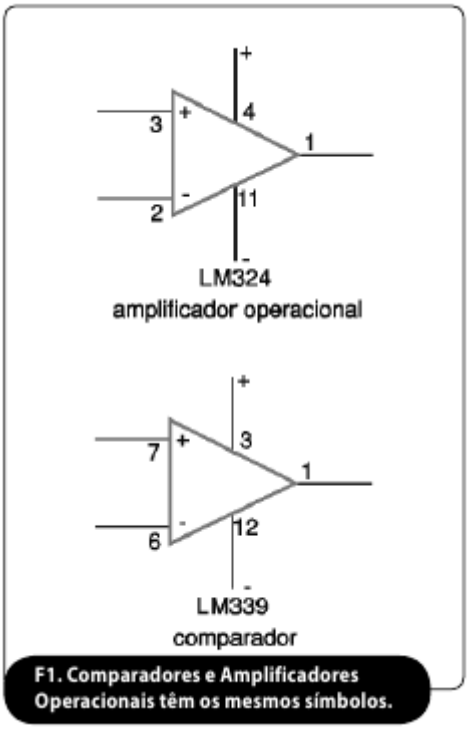
Amplificadores Operacionais e Comparadores de Tensão

Muitos projetistas pensam que amplificadores operacionais e comparadores são semelhantes e que podem ser usados nas mesmas aplicações, sem maiores problemas. Até mesmo o símbolo desses componentes é o igual, mas é justamente a partir daí que as confusões começam. Amplificadores operacionais e comparadores são iguais, mas só que diferentes, usando uma frase que costumo empregar com frequência na redação da Revista Saber Eletrônica para indicar coisas que se parecem, mas que no fundo são bastante diferentes. Veja, neste artigo, baseado em material da Texas Instruments, porque os projetistas não devem confundir Amplificadores Operacionais com Comparadores de Tensão.

Newton C. Braga

Amplificadores operacionais e comparadores de tensão são utilizados numa ampla série de circuitos modernos como, por exemplo, na aquisição de dados e controle, interfaceando microcontroladores e DSPs.

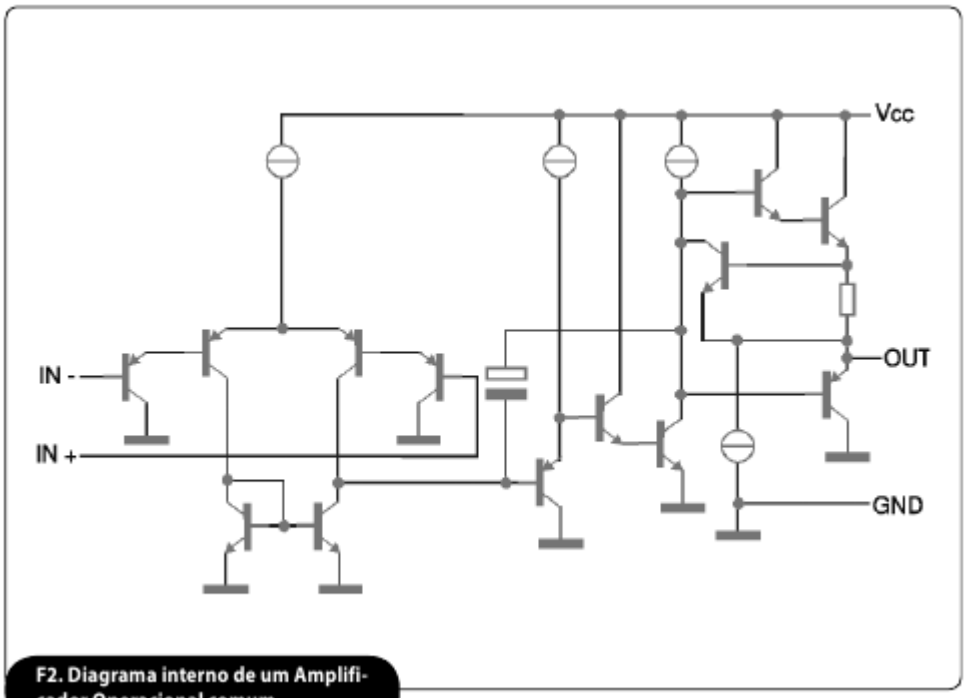
Dessa forma, a importância desses circuitos, relativamente simples, não deve ser desprezada, e um descuido na escolha da configuração ou do tipo correto pode comprometer projetos relevantes de uma forma que muitos dos leitores nem imaginam. Amplificadores Operacionais e Comparadores de Tensão são representados pelos mesmos símbolos, conforme mostra a **figura 1**, mas se fizermos uma análise interna de seus circuitos veremos que eles são bem diferentes, e é aí que começa justamente a nossa análise.



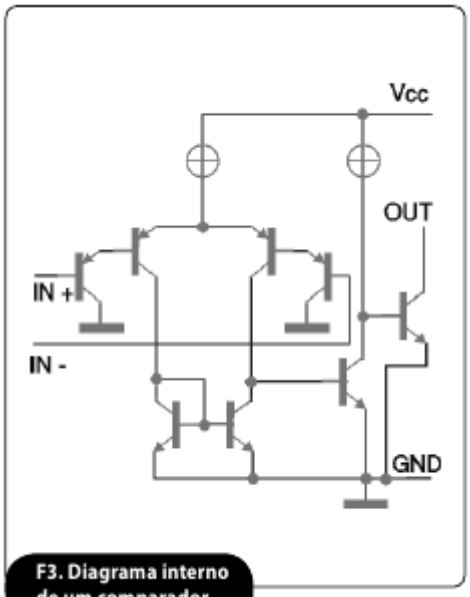
F1. Comparadores e Amplificadores Operacionais têm os mesmos símbolos.

Os Circuitos Internos

Na **figura 2** vemos os circuitos internos de um amplificador operacional comum, como o LM324. Na **figura 3,** por outro lado, temos o circuito interno equivalente a um comparador de tensão como, por exemplo, o LM339.



F2. Diagrama interno de um Amplificador Operacional comum.



F3. Diagrama interno de um comparador.

Conforme podemos observar, as etapas de entrada dos dois circuitos são iguais, consistindo em etapas amplificadoras diferenciais com entradas inversoras e não inversoras.

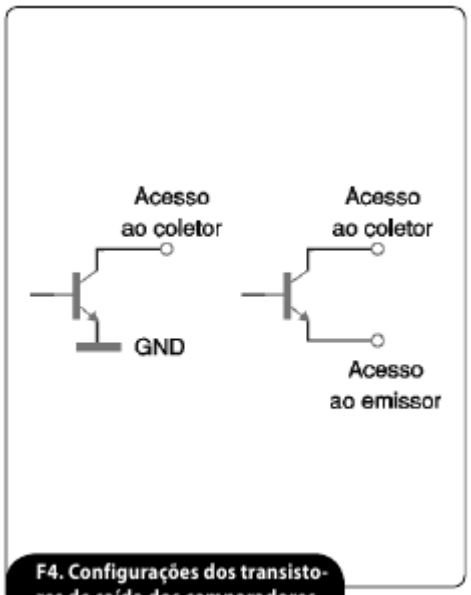
No entanto, é na etapa de saída que encontramos as principais diferenças que levam, justamente, aos usos diferentes para esses circuitos e também para seu comportamento diferente em muitas aplicações.

Os amplificadores operacionais são otimizados para uma operação linear, enquanto que os comparadores de tensão são otimizados para uma operação em regime saturado.

Assim, se observarmos as etapas de saída desses dois tipos de circuitos, veremos que enquanto os amplificadores operacionais possuem saídas com transistores complementares, normalmente operando em classe B, os comparadores de tensão possuem saídas com coletor aberto.

Um transistor na saída com o coletor aberto se caracteriza por apresentar uma tensão entre coletor e emissor (Vce) baixa, quando comutando cargas de correntes elevadas.

Na prática, podemos ter os comparadores disponibilizando a saída desse transistor com um pino ligado apenas ao coletor, ou ter circuitos em que se têm acesso tanto ao pino de coletor como de emissor, veja a **figura 4**.



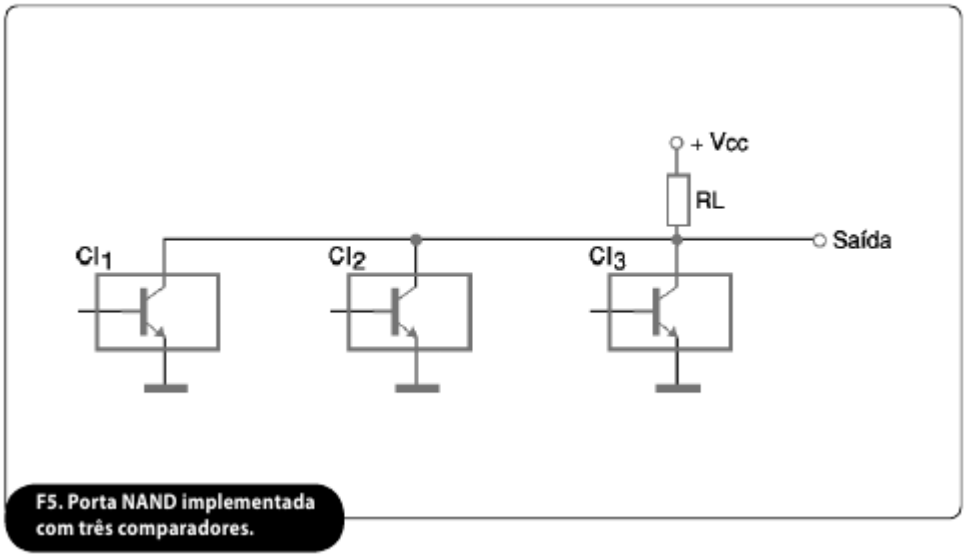
F4. Configurações dos transistores de saída dos comparadores.

É claro que também existem comparadores que, em lugar de transistores bipolares na saída, utilizam FETs, caso em que teremos uma saída de dreno aberto. Evidentemente, o componente também tem seu circuito otimizado para comutar cargas de potências elevadas e não para uso linear.

Os Comparadores

Os comparadores de tensão foram criados para acionar relés. Depois, ficou patente que as características de saída em coletor ou dreno aberto desses componentes, os tornavam ideais para se implementar funções lógicas de potência como, por exemplo, portas NAND.

Na **figura 5** temos um exemplo de uma porta NAND de 4 entradas baseada em comparadores, aproveitando os transistores com coletor aberto de suas saídas.



F5. Porta NAND implementada com três comparadores.

Em operação normal, quando os transistores de saída estão no corte, sua impedância é muito alta, e quando saturados apresentam uma impedância muito baixa.

A técnica de usar saídas com coletor aberto foi aplicada amplamente em lógica digital por muito tempo, mas tem sido abandonada pelos projetistas atuais. Entretanto, os comparadores ainda representam um vestígio dessa tecnologia que pode ser de grande utilidade em muitos projetos.

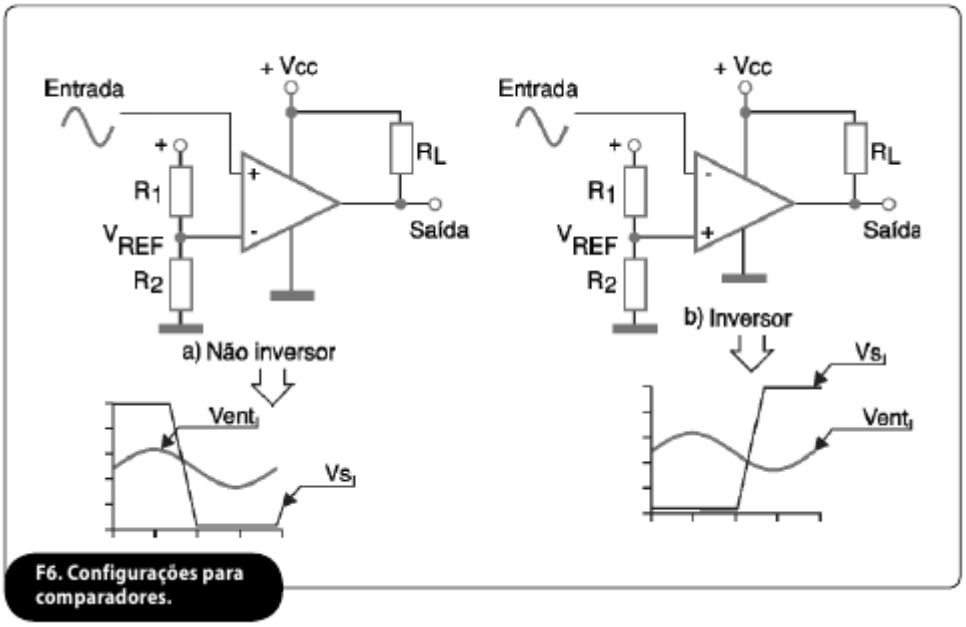
O que ocorre é que as saídas em “totem pole” usadas nos circuitos lógicos atuais são muito mais rápidas, mas têm a desvantagem de não poderem ser ligadas em paralelo, o que não acontece no caso dos comparadores.

Obs.: Existem comparadores que possuem saídas em totem pole e que são otimizados tanto para operação saturada como em alta velocidade.

Usando o Comparador

Os comparadores são dispositivos para serem usados sem redes de alimentação, ou seja, são dispositivos do tipo “open loop” Esse fato deve ficar. bem claro quando os projetistas forem optar por esse tipo de componente num projeto.

Na **figura 6** apresentamos os modos básicos de utilização dos comparadores de tensão.



F6. Configurações para comparadores.

Em **(a)** a tensão de referência é aplicada à entrada inversora. Quando a tensão de entrada, aplicada à entrada não inversora, varia entre 0 e a tensão de referência, a saída se mantém no nível alto ou o transistor de saída no corte (estado de alta impedância). Quando a tensão ultrapassa o valor de referência, a saída do comparador cai a zero, com o transistor de coletor/dreno aberto sendo saturado.

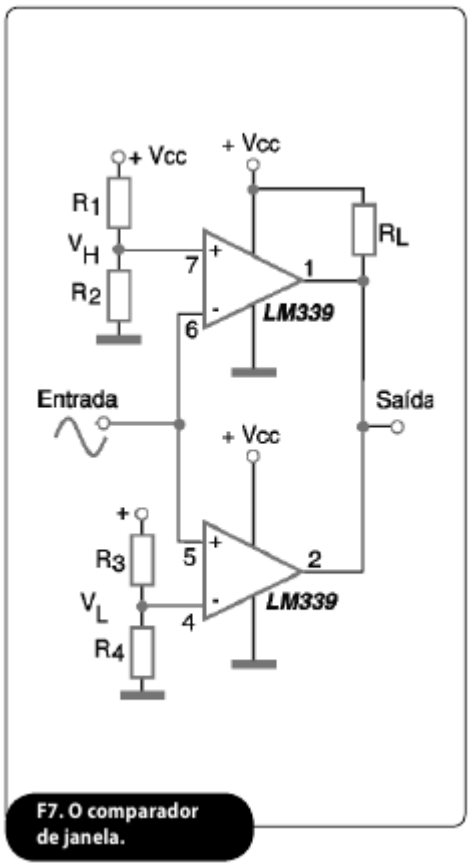
Em **(b)** temos a operação com a tensão de referência sendo aplicada à entrada não inversora. Quando a tensão de entrada, aplicada à entrada inversora, varia entre 0 e o valor de referência, a saída se mantém no nível baixo com o transistor de coletor/dreno aberto sendo saturado. Quando a tensão de entrada ultrapassa o valor de referência, o circuito comuta e a saída vai ao nível alto com o transistor de saída passando ao corte.

Veja que o elevado ganho destes circuitos faz com que a transição, no momento em que a tensão de referência é aplicada na entrada, seja extremamente rápida.

A tensão de referência é normalmente obtida por um divisor resistivo, mas existem outras formas de se conseguir essa tensão, as quais dependem da aplicação do comparador.

Comparadores de Janela e Conversores Senoidal para Retangular

Uma das aplicações mais interessantes dos comparadores é obtida com a sua combinação de modo a detectar não apenas a passagem da tensão de entrada por um valor, mas por dois, delimitando assim uma faixa ou “janela” de atuação, conforme mostra a **figura 7**.

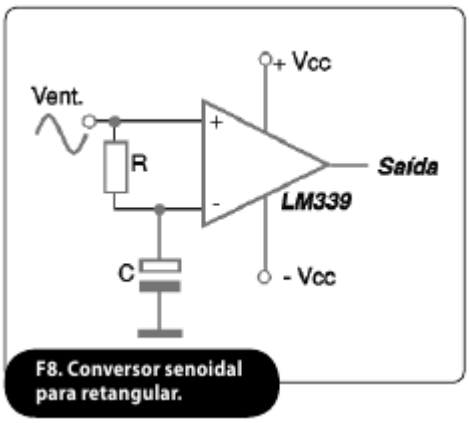


F7. O comparador de janela.

Os comparadores de janela usam duas tensões de referência, que podem ser obtidas por divisores resistivos na maioria dos casos. Em outra edição da Revista Saber Eletrônica publicamos um artigo onde analisamos profundamente o funcionamento dos comparadores de janela.

Uma outra aplicação importante dos comparadores é na conversão de um sinal senoidal em um sinal retangular compatível com a entrada de circuitos lógicos digitais.

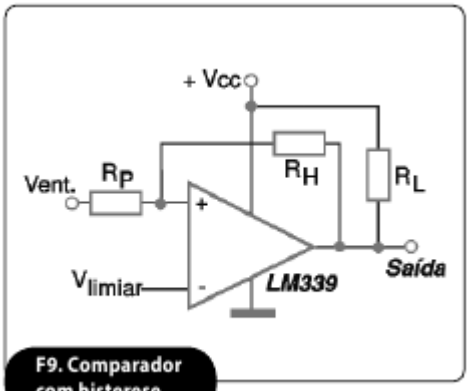
Como isso pode ser feito, é ilustrado na **figura 8**, observando-se a necessidade do uso de uma fonte simétrica.



F8. Conversor senoidal para retangular.

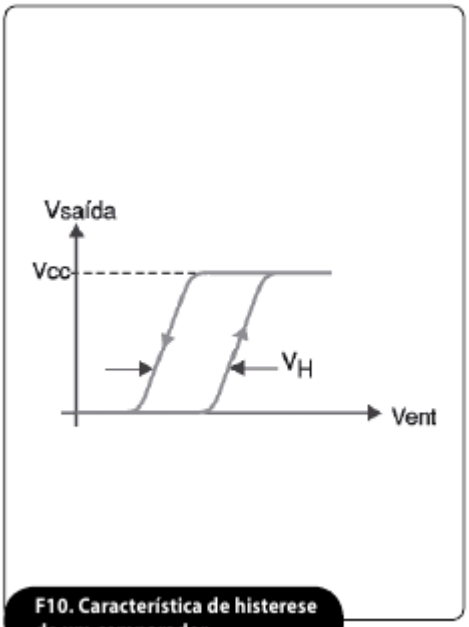
O capacitor se carrega com o valor médio da tensão de modo a produzir a referência e, assim, garantir que nos sinais de entrada com amplitudes maiores tenhamos um ciclo ativo do sinal de saída de 50 %.

Uma outra possibilidade de uso para os comparadores é aquela em que temos um elo de realimentação. Dizemos que o comparador opera na configuração “closed loop” conforme, exibe a **figura 9.**



F9. Comparador com histerese.

Quando um comparador opera com um circuito de realimentação como o indicado, ele passa a apresentar características de histerese, conforme mostra a **figura 10.**



F10. Característica de histerese de um comparador.

Esta configuração é, em especial, interessante quando sinais de frequências muito baixas são usados na entrada. A tensão de histerese normalmente está entre 1 e 2% da tensão de alimentação, e pode ser calculada pela fórmula:

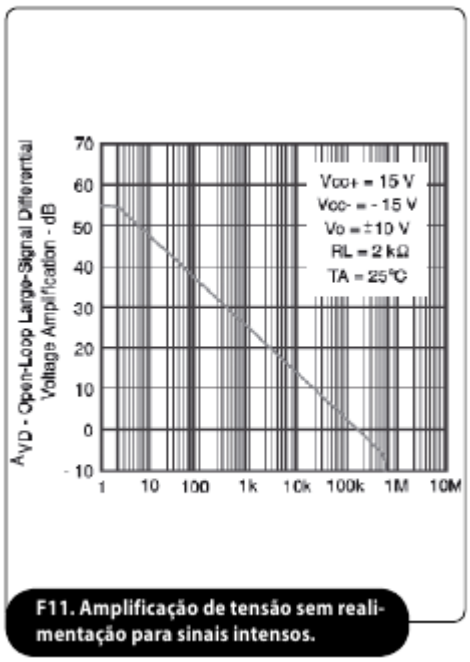
$$Vh = \left[\frac{Rp}{(Rp + Rh)}\right] \cdot Vcc$$

Os Amplificadores Operacionais

Quando implementados sem circuitos de realimentação, os amplificadores operacionais se comportam como os comparadores de tensão.

No entanto, os amplificadores operacionais são projetados para operar no modo linear.

Na **figura 11** temos a curva de Bode típica para um amplificador operacional.



F11. Amplificação de tensão sem realimentação para sinais intensos.

Este tipo de curva é útil principalmente para o projeto de filtros, pois ela fornece a curva de resposta de um amplificador como amplitude do sinal de saída em função da frequência dos sinais trabalhados. Observe que para o amplificador tomado como exemplo, o ganho cai em mais de 50 dB quando passamos de sinais contínuos para sinais com uma frequência de 1 MHz.

Evidentemente, em qualquer aplicação como amplificador, deve-se lembrar que a amplitude da excursão do sinal de saída está limitada pelas tensões de alimentação.

Como este tipo de circuito está otimizado para uma aplicação com realimentação, o ganho deve ser programado para que não ocorra a condição de saturação que leva a uma distorção do sinal.

Quando um amplificador é usado sem realimentação, os resultados obtidos podem ser imprevisíveis. Nenhum fabricante pode garantir que tipo de comportamento terá um amplificador operacional quando usado sem realimentação. É claro que, em certos casos, pode-se usar um amplificador operacional como comparador.

Um projeto pode ser realizado com base num determinado tipo de amplificador operacional, e funcionar perfeitamente. Todavia, quando esse amplificador operacional for substituído por um equivalente os problemas poderão ocorrer como, por exemplo, instabilidades, aumento de consumo, etc.

A Texas Instruments, em um application note, dá como exemplo o caso do amplificador operacional LM324 que pode ser usado como comparador em várias situações, mas que não comuta de modo apropriado em aplicações críticas tais como no controle de servomecanismos.

O problema se agrava quando a exigência principal do projeto é um comparador de alta velocidade. Os transistores usados nas etapas de saída de amplificadores operacionais não são transistores de comutação. São dispositivos lineares projetados para trabalhar com sinais analógicos. Além de se aquecerem mais quando levados à saturação, esses transistores podem não ter tempos de recuperação previsíveis, causando instabilidades ao circuito. Até mesmo a destruição do componente pode ocorrer num caso mais grave.

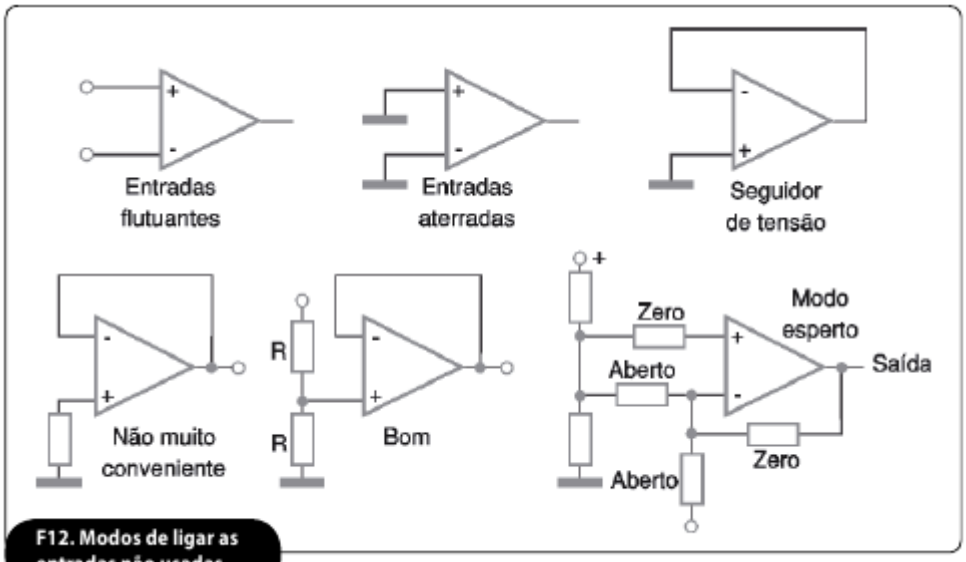
O que não fazer com Amplificadores Operacionais?

O emprego correto de amplificadores operacionais envolve alguns cuidados simples, que podem significar a diferença entre um bom desempenho do circuito e a queima do componente.

A Texas Instruments, em seu “Application Report”- SL0A067, enumera alguns desses cuidados.

Ligação Incorreta dos Terminais das Etapas não Usadas

Muitos circuitos integrados contêm diversos amplificadores operacionais que nem sempre são usados em sua totalidade. Na **figura 12** mostramos os erros principais que ocorrem quando deixamos amplificadores não usados em um circuito integrado que contenha diversos deles. Veja que as maneiras corretas envolvem a polarização com determinados níveis de tensão das entradas.

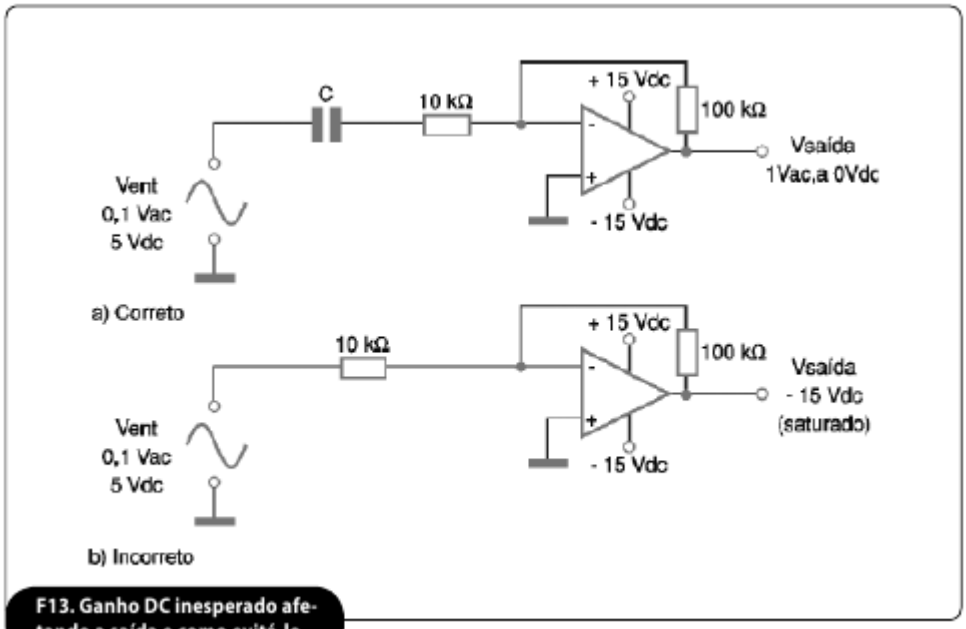


F12. Modos de ligar as entradas não usadas.

• **Entradas flutuante:** deixando as entradas livres, com o alto ganho que possui, o ruído pode levar o circuito a oscilar entre as tensões de alimentação, saturando com facilidade. Nesse processo, a oscilação pode ser responsável pela produção de ruídos de alta frequência.
• **Aterrar as entradas ao mesmo tempo:** não se pode garantir que não exista uma tensão em modo comum nesta configuração, pois as pequenas diferenças nos comprimentos das trilhas podem ser responsáveis por isso. Essa pequena tensão pode ser responsável pela saturação do amplificador operacional, com efeitos imprevisíveis.
• **Ligar como"seguidor de tensão":** não é uma solução apropriada, pois o projetista deve assegurar que o amplificador se estabilize numa condição de funcionamento e permaneça nela. Contudo, esta conexão pode causar aquecimento do componente e aumentar o consumo de energia.
• **Não muito conveniente:** esta ligação pode levar o amplificador a apresentar uma saída numa das tensões de alimentação.
• **Bom:** Neste sistema, as entradas inversora e não inversora são mantidas em metade do potencial entre a linha positiva e negativa, ou seja, no valor de terra quando se usa fonte simétrica. Se existir um terra virtual no sistema, ele pode ser usado nesta conexão.
• **Modo "esperto":** o projetista esperto, segundo a Texas Instruments, prevê a possibilidade do sistema mudar no futuro. Assim, com a retirada dos resistores e com o uso de jumpers, os amplificadores operacionais não usados podem ser aproveitados.

Ganho DC

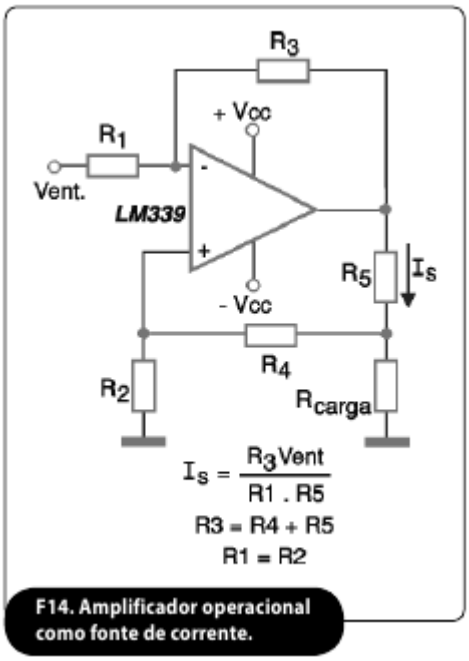
Uma outra causa de problemas em circuitos que utilizam amplificadores operacionais, é que os projetistas esquecem dos efeitos das componentes DC que podem estar presentes nos sinais. A presença de uma componente DC pode mudar o nível do sinal de saída na condição de repouso, conforme é ilustrado na **figura 13.**



F13. Ganho DC inesperado afetando a saída e como evitá-lo.

Fonte de Corrente Constante

Um fato notado pela Texas Instruments ao verificar as aplicações de seus componentes, é o mau uso das fontes de corrente existentes nos amplificadores operacionais. Em certas aplicações, a carga é ligada no final de um cabo, o qual é conectado ao circuito, veja a **figura 14.**



F14. Amplificador operacional como fonte de corrente.

Quando o cabo é desligado, o amplificador passa a ter uma forte realimentação positiva que leva sua saída ao potencial da linha de alimentação negativa.

Produtos da Texas Instruments

A Texas Instruments recomenda que não se use amplificadores operacionais sem realimentação como comparadores de tensão. Problemas semelhantes aos já analisados podem ocorrer. No entanto, muitos projetistas são tentados a aproveitar amplificadores operacionais livres de circuitos integrados que contenham duas ou quatro unidades, como comparadores, e isso pode levar a problemas.

Pensando nessa possibilidade, a Texas Instruments disponibiliza alguns produtos que podem ser muito interessantes para aqueles que precisam de amplificadores operacionais e comparadores numa mesma aplicação.

São circuitos integrados combinados (combo) que contêm num mesmo invólucro amplificadores operacionais e comparadores.

Com esses CIs o projetista pode ganhar tempo, espaço na placa de circuito impresso, e mais do que isso: economizar no custo final do produto que está sendo desenvolvido.

Os produtos destacados da Texas Instruments são vistos na **tabela 1**.

TLV2302	AO (1) + Comparador Coletor Aberto (1) – Combo IC
TLV2304	AO(2) + Comparador Coletor Aberto (2) – Combo IC
TLV2702	Ao (1) + Comparador Push-Pull (1) – Combo IC
TLV2704	AO (2) + Comparador Push-Pull (2) – Combo IC

T1. Circuitos integrados combinados.

TLV2302/TLV2304

Estes componentes combinam num único invólucro um amplificador operacional e um comparador com saída em coletor aberto (TLV2302), ou 2 amplificadores operacionais e 2 comparadores com saída em coletor aberto (TLV2304) num único invólucro. Dentre as características a serem destacadas para este componente está a sua baixa tensão de operação de 2,5 V, que o torna compatível com a operação de microcontroladores de baixa potência como, por exemplo, o MPS430. As principais especificações destes componentes são apresentadas na **tabela 2.**

	TLV2302	TLV2304
IQ por canal (mA)	0,0017	0,0017
tRESP baixo-para-alto (µs)	55	55
VS (máx) (V)	16	16
VS (min) (V)	2,5	2,5
VICR (máx) (V)	21	21
VICR (min) (V)	-0,1	-0,1
VIO (25 °C) (máx) (mV)	5	5
Número de Canais	2	4

T2. Principais especificações.

TLV2702/TLV2704

Estes componentes combinam num único invólucro um amplificador operacional e um comparador com saída push-pull (TLV2702), ou dois amplificadores operacionais e dois comparadores com saída push-pull (TLV2704). A tensão de operação mínima de 2,5 V torna-o compatível com o uso conjunto com microcontroladores de ultrabaixa potência como, por exemplo, o MSP430. Suas principais características podem ser vistas na **tabela 3.**

	TLV2702	TLV2704
IQ por canal (mA) – máx	0,0019	0,0019
tRESP baixo-para-alto (ms)	36	36
VS (máx) (V)	16	16
VS (min) (V)	2,5	2,5
VICR (máx) (V)	21	21
VICR (min) (V)	-0,1	-0,1
VIO (25 °C) (máx) (mV)	5	5
Número de Canais	2	4

T3. Principais características.

Conclusão

Amplificadores operacionais podem parecer iguais aos comparadores, mas, na realidade, são diferentes. Não se deixe levar pela tentação de aproveitar amplificadores operacionais baratos ou livres num CI que tenha sido usado para outra finalidade para implementar comparadores. Os resultados podem ser catastróficos em algum projeto.

Use componentes apropriados ou, então, aproveite as soluções combinadas que a Texas Instruments oferece, com componentes que reúnem as duas funções no mesmo invólucro.

Mais informações sobre os componentes citados neste artigo, incluindo os datasheets completos em formato PDF podem ser baixadas a partir do site da Texas Instruments em: **http://www.ti.com.**

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*

04/05/2012 10:45:32

Os Osciladores controlados a Cristal

Antes de entrar no estudo dos osciladores, devemos estudar as principais características do cristal de quartzo, peça fundamental neste tipo de circuito. Para isso, devemos observar as seguintes características: as propriedades do cristal, tipos de cortes usados, suas propriedades piezoelétricas, as frequências de polos (fs e fp), seu circuito elétrico equivalente, as variações de fase e outras.

Francisco Bezerra Filho

1. As Características do Cristal

O cristal de quartzo é a peça fundamental nos osciladores de frequência fixa controlados a cristal, onde é exigida uma alta estabilidade de frequência, a exemplo dos usados nos equipamentos de telecomunicações, tanto na transmissão quanto na recepção.

O cristal pode ser comparado a um circuito eletrônico do tipo RLC ressonante, tanto em paralelo como em série, conforme veremos no item 7 adiante. O cristal é formado, basicamente, por uma fina lâmina de material cristalizado entre duas placas condutoras formando um "sanduíche".

Quando aplicamos nas suas faces uma energia vibratória, ou de excitação, a lâmina começa a vibrar gerando uma frequência própria.

A frequência de vibração (ou de operação) do cristal irá depender da espessura da lâmina e também do tipo de corte usado, como veremos no item 3.

2. As Propriedades dos Cristais

As propriedades físicas dos cristais encontradas na natureza variam de acordo com a formação físico-química das substâncias das quais eles são extraídos. Por exemplo, o quartzo, muito usado pela indústria de equipamentos eletrônicos, é constituído por uma liga composta, formada por dois elementos químicos: silício e o oxigênio, formando um composto cristalino, o dióxido de silício (Si O2).

O cristal encontrado na natureza, no seu estado bruto não é puro, estando agregadas a ele diversas impurezas estranhas. Antes de ser cortado, o cristal, passa por um processo de purificação que consiste em remover-se as impurezas indesejáveis, deixando-o o mais puro possível. Após isso, o cristal passa por um segundo processo que consiste em orientar os seus eixos no seu alinhamento óptico e elétrico. Após passar por esses dois processos, o cristal está pronto para ser industrializado.

3. Tipos de Cristais Usados

Algumas substâncias cristalinas como, por exemplo, os sais de Rochelle, a turmalina e o quartzo, que são encontradas em abundância na natureza, tanto na forma de "lascas" como na forma de blocos, se prestam a essa finalidade. Dependendo do comportamento físico-químico que cada substância apresenta, umas são mais usadas que outras.

Por exemplo, o sal de Rochelle possui efeito piezoelétrico bem superior em relação às demais substâncias. No entanto, sua aplicação é muito limitada, em razão desta ser muito sensível à umidade e ao calor.

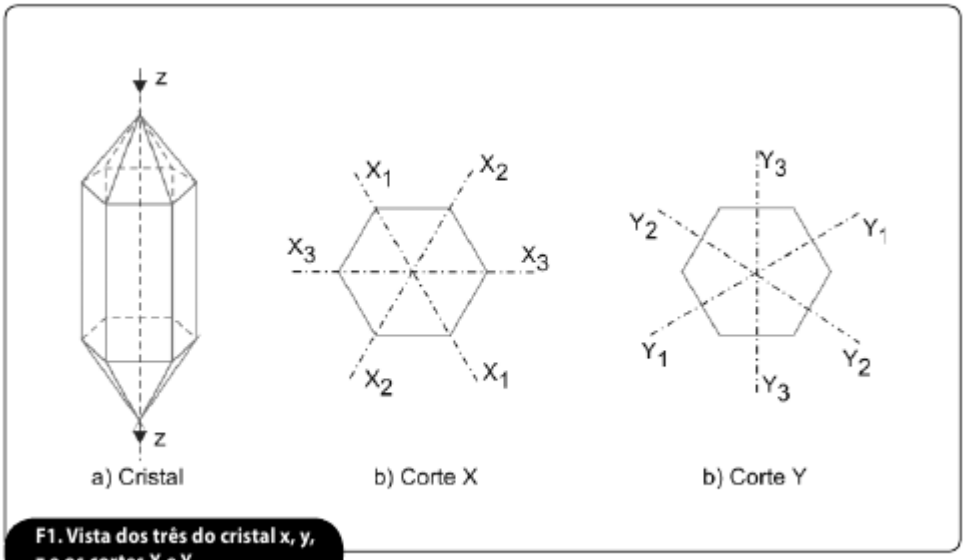
Já, tanto a turmalina quanto o cristal de quartzo possuem propriedades piezoelétricas muito similares, porém a turmalina é uma pedra semipreciosa, portanto, rara e cara, não sendo por isso muito usada.

Por eliminatória, só restou o quartzo; além disso ele é barato também, tem ótimas propriedades piezoelétricas, e com a vantagem de ser encontrado em abundância no planalto rochoso brasileiro, sendo por isso o mais usado na fabricação de cristais.

4. Definição dos eixos do Cristal

O cristal de quartzo, na sua forma natural, tem a forma de um prisma hexagonal com seis faces planas, com duas pirâmides sobrepostas às suas faces planas opostas, como se vê na **figura 1A**. Para efeito de estudo,

o cristal é dividido em três eixos principais, que são: X, Y e Z. Além destes, há outros tipos de cortes especiais, usados em casos específicos, como: AT, BT e DT, que não serão estudados neste artigo:

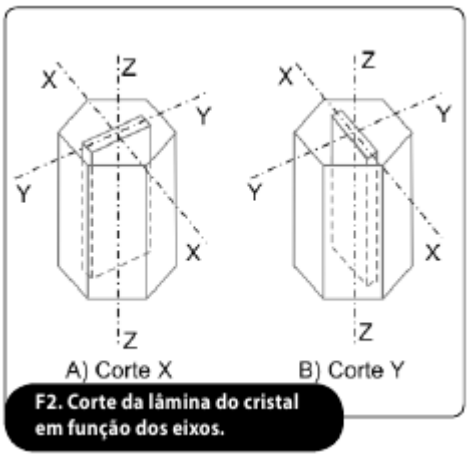


F1. Vista dos três do cristal x, y, z e os cortes X e Y.

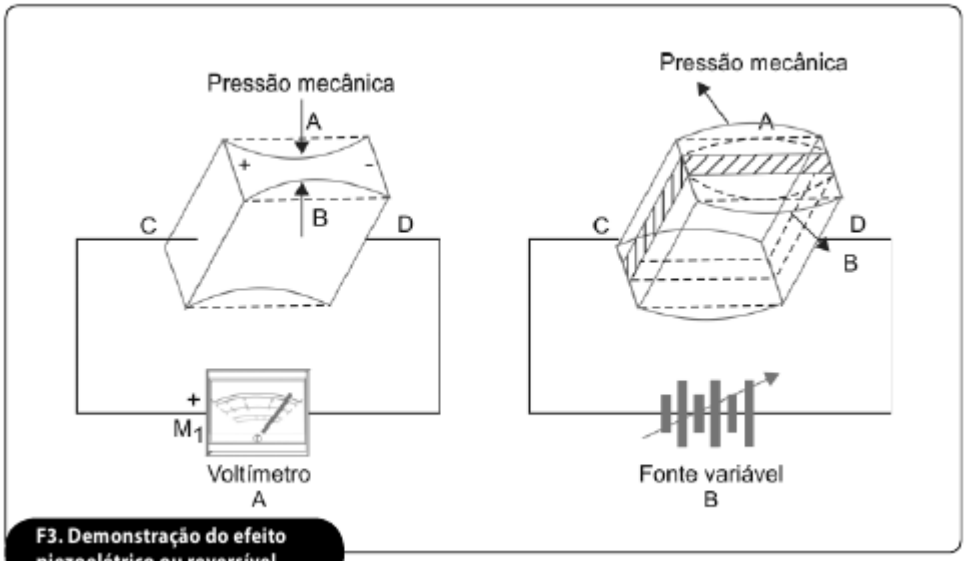
• **Eixo X ou Eixo Mecânico:** Esse eixo é denominado de X , ou mecânico, pois se uma lâmina for cor tada com suas faces planas perpendiculares a esse eixo, e ao mesmo tempo sua face fina acompanhar o eixo Y, vide **figura 1A**, ao aplicar-se uma tensão variável nas faces opostas, isto é, no eixo X, aparecerá uma dilatação ou esforço mecânico ao longo dos eixos Y e Z, sendo mais pronunciado no eixo Y como mostra a **figura 3B**. O eixo X une dois vértices opostos do hexágono, sendo que ele cruza no centro do hexágono com os eixos Y e Z, formando ângulos retos com eles veja nas **figuras 1B e 2A.**

• **Eixo Y ou Eixo Elétrico**: Este eixo é denominado de eixo Y, ou elétrico, pois se uma lâmina for cortada de maneira que as suas faces mais finas fiquem perpendiculares a esse eixo e, ao mesmo tempo, as faces longitudinais acompanhem o eixo X, vide **figura 2B**, ao aplicar-se um esforço ou pressão mecânica ao longo desse eixo, irá aparecer uma tensão elétrica nas faces opostas, ou seja, no eixo X, a qual será medida pelo medidor M1, como se vê na **figura 3A**. O eixo Y une duas faces planas opostas do hexágono, vide **figura 1C,** cortando os eixos X e Y no centro do hexágono, formando com eles ângulos retos. É baseado neste princípio que as balanças eletrônicas funcionam: quanto maior o peso colocado sobre o cristal , maior será a tensão desenvolvida nas suas faces.

• **Eixo Z ou Eixo Óptico:** Esse eixo é denominado de eixo Z ou Óptico, pois se uma lâmina for cortada com sua face longitudinal acompanhando esse eixo, ao incidir-se um feixe de luz ao longo desse eixo, vamos observar que ela propaga-se ao longo dele sem sofrer refração nem reflexão. O efeito da propagação da luz é mais pronunciado neste eixo e muito pouco percebida nos demais eixos. É baseado neste princípio, que pode ser explicado como a luz se propaga no interior (núcleo) da fibra óptica, ao longo do seu eixo Z.



F2. Corte da lâmina do cristal em função dos eixos.



F3. Demonstração do efeito piezoelétrico ou reversível.

5. Efeito Piezoelétrico ou efeito reversível

Se em uma lâmina for aplicada uma pressão mecânica no sentido A → B, vide **figura 3A**, esta fará surgir uma diferença de potencial nas face CD, que será medida pelo medidor M1.

Ao contrário, se for aplicada agora uma tensão variável nas faces CD, esta irá provocar uma dilatação ou expansão, provocando com isso uma pressão mecânica nas faces laterais, no sentido AB. O cristal incha, como pode ser observado na **figura 3B.**

A partir desses dois efeitos vistos acima podemos concluir que o efeito piezoelétrico presente no cristal de quartzo é reversível. Como podemos perceber, o cristal tanto pode converter energia mecânica em elétrica , como elétrica em mecânica, **figura 3 (A e B).**

Esse efeito é muito importante no estudo do cristal de quartzo, pois é através dele que o componente é muito usado como transdutor ou conversor de energia em: osciladores de RF, microfones, cristal de toca-discos, cápsulas eletrônicas, fones de ouvido e em muitos outros dispositivos encontrados na eletrônica.

6. Coeficiente de Temperatura em função dos Tipos de Cortes

Os cristais de quartzo usados nos osciladores de RF para operarem em alta frequência, são cortados em lâminas ou placas, na forma de retângulo ou de disco, sendo que sua espessura varia inversamente com a frequência de operação do mesmo. Quanto mais alta for a frequência mais fina ela será, e vice-versa.

O coeficiente de temperatura está relacionado diretamente com o tipo de corte usado. Dependendo do tipo, a frequência de operação poderá ser no mesmo sentido da variação da temperatura, ou no sentido contrário uma da outra. Por exemplo o cristal cortado no eixo X, vide **figura 1B**, tem coeficiente de temperatura negativo, ou seja, quando a temperatura do local onde o oscilador está operando aumenta , a sua frequência de operação diminui em relação a seu valor nominal.

Já o cristal cortado no eixo Y, vide **figura 1C**, tem coeficiente de temperatura positivo. A temperatura e a frequência variam no mesmo sentido. Por outro lado, o cristal cortado em um eixo intermediário entre os eixos X e Y, apresenta um coeficiente de temperatura nulo, praticamente zero. Mesmo que a temperatura aumente ou diminua, a frequência de operação do mesmo mantém-se inalterada.

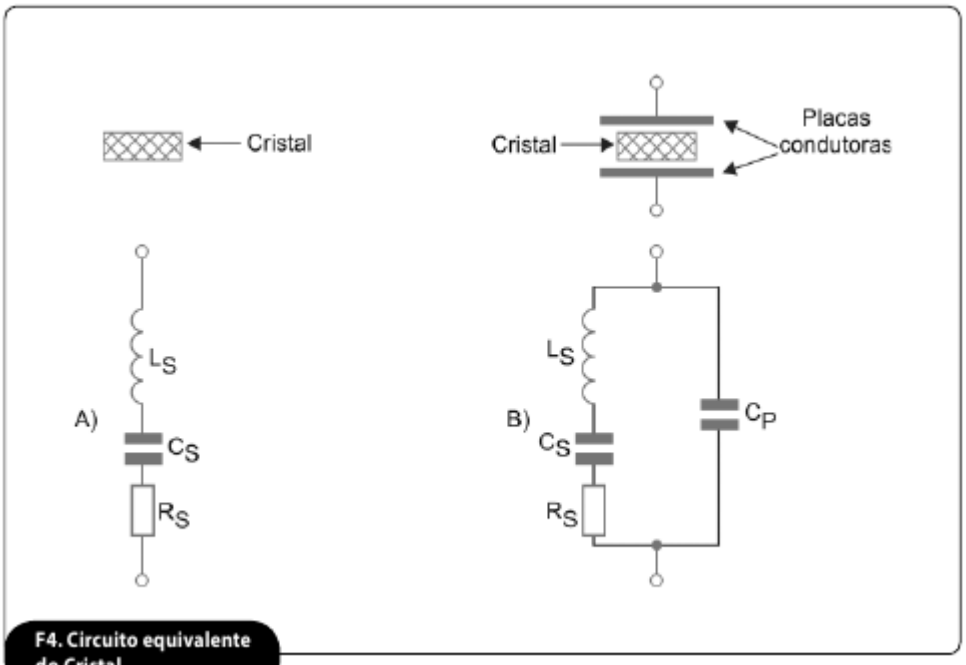
7. Circuito Elétrico Equivalente do Cristal

A frequência natural de vibração das lâminas do cristal depende do seu módulo de vibração que, por sua vez, vai depender se elas são grossas ou finas, isto, é, de sua massa e da elasticidade de vibração do material do qual as lâminas são extraídas, no nosso caso, o quartzo.

Como vimos, quando aplicamos uma tensão alternada na faces do cristal com frequência de excitação igual à frequência de vibração das lâminas, verificamos a ocorrência de forte expansão e contração, e as lâminas

vibram com maior intensidade nesta frequência. Assim sendo, podemos imaginar uma equivalência entre as lâminas do cristal em si com um circuito elétrico.

Na **figura 4A** temos um circuito-série, formado por um indutor Ls, por um capacitor Cs e por um resistor Rs, onde Ls equivale à elasticidade e o módulo de vibração das lâminas; o Cs equivale à massa das lâminas; e Rs equivale à resistência de amortecimento mecânico das mesmas.



F4. Circuito equivalente do Cristal.

Como podemos observar, só o cristal (sem as placas condutoras) equivale a um circuito ressonante -série, ressonante portanto na frequência série (fs).

O cristal de quartzo, no seu estado puro, comporta-se como sendo um isolante ideal. Para removerse a diferença de potencial que aparece nas suas faces é depositada uma fina camada de substrato de prata, formando com o cristal um sanduíche compacto, como se vê na **figura 4B**.

Ao depositar o substrato, este passa a funcionar como sendo as placas de um capacitor, tendo o cristal como dielétrico e formando um capacitor ideal Cp. Agora todo o conjunto equivale a um circuito misto, sendo Ls, Cs e Rs ligados em série e, ao mesmo tempo, ambos ligados em paralelo com Cp, conforme mostra essa figura.

Na frequência de ressonância- série (fs) as reatâncias indutivas e capacitivas são iguais e opostas, sendo que uma cancela a outra, restando neste braço apenas Rs. Em fs, a impedância- série atinge o seu valor mínimo ou zero, como se observa na **figura 7B**. Em função disso, a frequência é conhecida por frequência zero.

Em uma frequência um pouco acima de fs, ocorre o segundo ponto de ressonância. Neste ponto, os componentes Ls e Cs entram em ressonância com Cp, formando um circuito ressonante paralelo, por isso ela é conhecida por frequência paralela (fp) do cristal, ou simplesmente, frequência de polo.

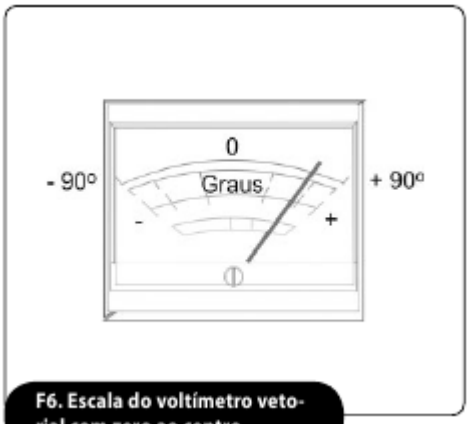
8. Variação das Fases em função da Variação da Frequência

Na **figura 5** temos um dispositivos usado para determinar as fases, assim como a impedância do cristal. Como vemos, ele é formado basicamente por um oscilador de RF operando em alta frequência, com frequência de saída variável, por um voltímetro vetorial e por um cristal em teste ligado entre os pontos A e B, sendo o voltímetro vetorial a peça fundamental. Trata-se de um voltímetro, aparentemente comum, só com uma pequena diferença, mede fases ao invés de tensão.



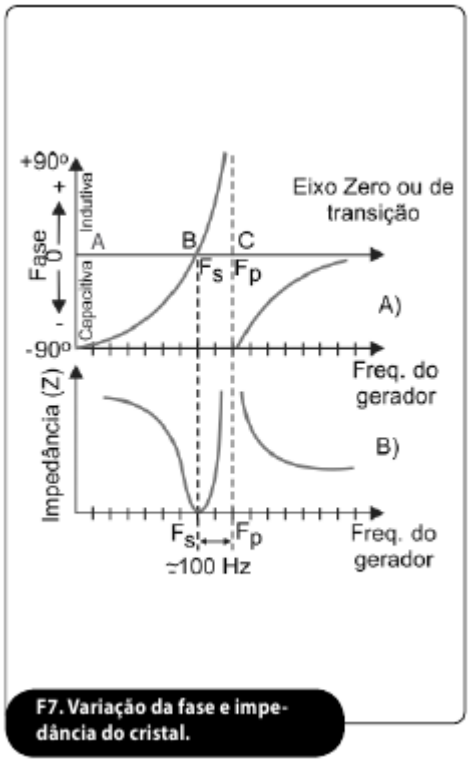
F5. Dispositivos para determinar as fases e a impedância.

Ele tem o zero posicionado no centro da escala, sendo que para a direita mede fases entre zero e +90° e para a esquerda, entre zero e -90°, como vemos em detalhes na **figura 6.**



F6. Escala do voltímetro vetorial com zero ao centro.

Na **figura 7A** temos o gráfico das fases: no eixo vertical as variações das fases (variando entre -90° e +90°) e no eixo horizontal, a variação da frequência do gerador.



F7. Variação da fase e impedância do cristal.

Quando alteramos a frequência do gerador, vamos observar que para uma frequência um pouco abaixo da frequência de operação do cristal região A-B, o voltímetro indicará uma fase negativa, variando entre -90° e

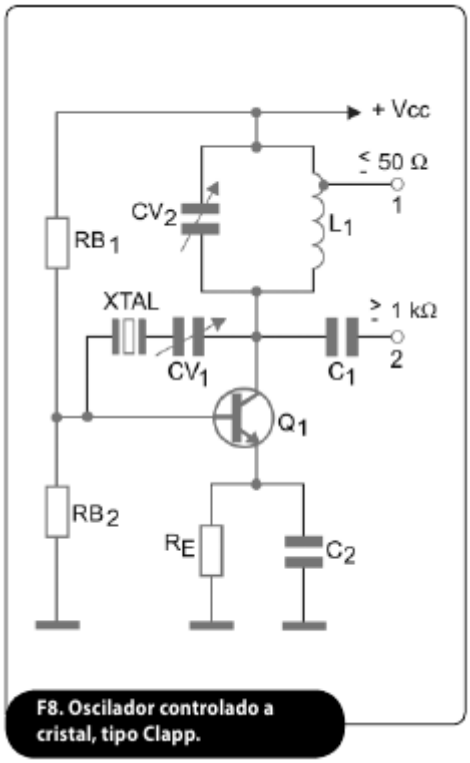
zero. À medida que aumentamos novamente a frequência, em fs, a fase cruza o eixo zero, aumentando agora no sentido positivo. No ponto de cruzamento, ponto B, o circuito é puramente resistivo. Exatamente em fp, ponto C, a fase do cristal muda repentinamente, rodando de 180° (pulando de +90° para -90°), mantendo-se negativa para as frequências acima de fp.

Como se vê, no intervalo AB o cristal é capacitivo, no intervalo BC é indutivo e a partir do ponto C, volta a ser capacitivo novamente. Exatamente nos pontos B e C, o cristal comporta-se como um circuito puramente resistivo, portanto, nestes pontos não há defasagem.

Na **figura 7B** temos o gráfico da impedância, sobreposto no mesmo eixo do gráfico das fases. Na frequência de ressonância série, fs, a impedância atinge o seu valor mínimo, praticamente zero; na frequência de ressonância paralela, fp, a impedância, ao contrário, atinge seu valor máximo tendendo para infinito. Como podemos observar, o espaçamento entre fs e fp é mínimo, sendo que uma está muito próxima da outra com uma diferença de aproximadamente 100 Hz.

9. Os Osciladores Controlados a Cristal

Os osciladores controlados a cristal de uso mais comum são de dois tipos: CLAPP e PIERCE, os demais existentes consistem em derivações de um ou do outro. O oscilador CLAPP, visto na **figura 8,** é formado basicamente por um cristal que vai determinar a frequência de operação do circuito, sendo ele cortado para operar na frequência- série (fs) e por um filtro LC, do tipo passa faixa de alta seletividade, sintonizado na frequência de operação do cristal.



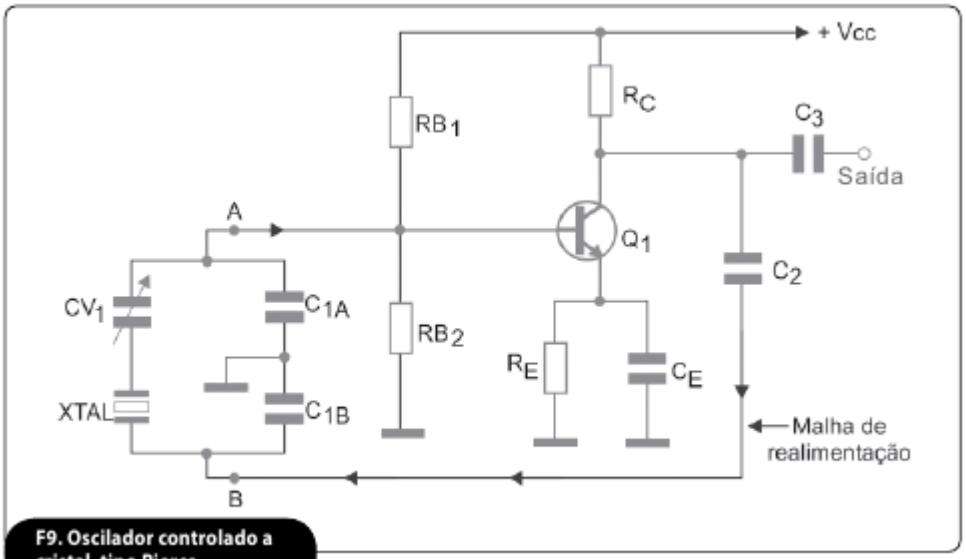
F8. Oscilador controlado a cristal, tipo Clapp.

No caso do cristal ser cortado para operar na 2ª ou na 3ª harmônia (ou sobretom), o filtro deverá ser sintonizado também nesta frequência, selecionando-a e rejeitando as demais frequências que estão acima e abaixo dela. A frequência harmônica, por sua vez, é definida como sendo a frequência múltipla inteira da frequência fundamental (fo) do cristal.

Dessa forma, a 2ª hamônica é 2 vezes a frequência fo (2 x fo), a 3ª harmônica é 3 vezes fo, (3 x fo) e assim por diante. Com esse recurso consegue-se na saída uma frequência bem superior em relação a frequência fundamental do cristal. O capacitor CV1, ligado em série com o cristal, permite que se faça uma pequena variação na frequência de operação do cristal operando, em um ponto dentro da região BC, vide **figura 7A.**

O oscilador PIERCE, visto na **figura 9,** mostra que este tipo de oscilador não tem circuito sintonizado na saída, daí o fato de ser bem simples e, por isso, muito usado, sua única desvantagem é que os espúrios não são eliminados. O capacitor C2 faz parte do elo de realimentação, realimentando o sinal para entrada, a fim de manter o ciclo de oscilação continuamente. Os capacitores C1A e C1B ligados em paralelo com o cristal formam um divisor de tensão, fazendo também parte do elo de realimentação, eles determinam o

coeficiente de realimentação. Lembramos ao leitor que no oscilador PIERCE, o cristal opera na frequência paralela (fp), oferecendo a máxima impedância entre os pontos AB.



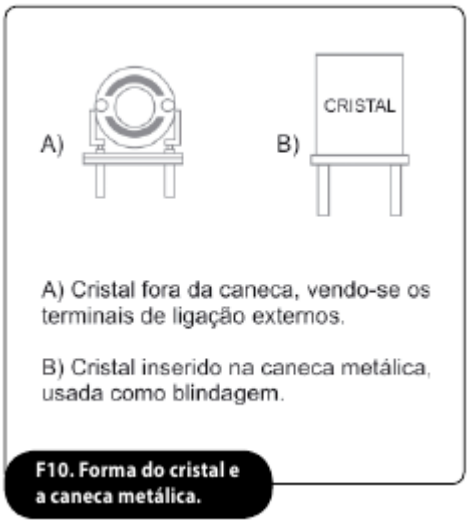
F9. Oscilador controlado a cristal, tipo Pierce.

Quando precisamos de um cristal para uma finalidade qualquer devemos contatar um laboratório especializado no corte de cristais, enviando para isso as principais características desejadas, assim como: a frequência de operação na qual ele deve operar, se é na frequência fundamental ou em uma das suas frequências harmônicas; tipo de corte desejado, x, y ou intermediário; o coeficiente de temperatura, se é positivo, negativo ou neutro; e o tipo de acabamento final, etc. O laboratório irá cortá-lo de maneira a ele operar de acordo com os dados enviados.

10. Efeito da Redução da Temperatura

A variação de frequência nos osciladores controlados a cristal é mínima, comparada aos osciladores livres do tipo LC. Apesar de pequena sua variação ocorre mais por efeitos externos, como variação da tensão de alimentação e, principalmente, pela variação da temperatura ambiente do local onde o oscilador está operando.

No caso dos cristais cortados para operarem em alta frequência, acima de 10 MHz, a espessura da lâmina é muito fina, com se vê na **figura 10A**. Qualquer alteração nas suas dimensões, uma dilatação por exemplo, irá alterar a frequência de operação do mesmo.



F10. Forma do cristal e a caneca metálica.

Daí podemos concluir que o efeito da temperatura é mais pronunciado nos cristais cortados para operarem em alta frequência, já nos cortados para operarem em baixa frequência o efeito é mínimo.

A variação da frequência em função da variação da temperatura , é expressa em (Hz/ MHz /°C), isso significa que quando o oscilador está operando em 1 MHz, para cada grau de variação na temperatura a frequência do oscilador irá variar de 1Hz. Por exemplo, se um oscilador controlado por cristal está operando

na frequência de 10 MHz, em um local onde a temperatura ambiente varia de +5 a +50°C, portanto com ΔT = 45°C, sendo o coeficiente de temperatura do cristal especificado pelo fabricante do mesmo com o valor de 5 x 10-5 Hz / MHz /°C. Neste caso, temos uma variação de frequência de:

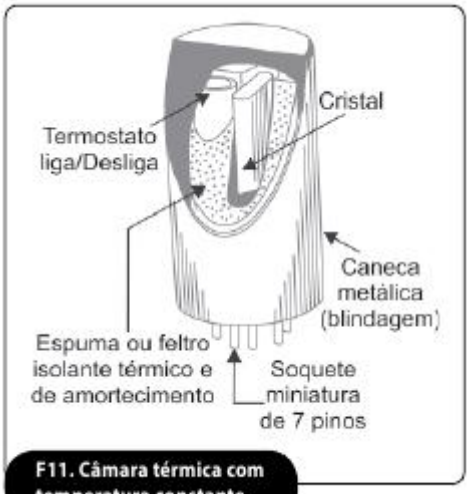
$$\Delta f = \pm 5 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{+6} \cdot 45 = \pm 2250 Hz$$

Isso significa que para uma variação de temperatura de 45 °C, o oscilador sofreu uma variação na sua frequência de operação de ± 2250 Hz.

É possível reduzir-se a variação de frequência do oscilador, diminuindo-se para isso, a variação da temperatura ambiente. Neste caso, o cristal é inserido dentro de uma câmara térmica hermeticamente fechada como se vê na **figura 11**. Dentro da câmara, há uma resistência, com a função de um dissipador de calor, de maneira a manter a temperatura interna de (70±5) °C. O termostato, ligado em série com a resistência, quando a temperatura no interior da câmara chega a + 75 °C, ele desliga a resistência, e quando a temperatura cai para +65 °C, ele volta a ligá-la. Com isso a temperatura interna sofrerá uma variação de ± 5 °C (Δt = 10 °C) e a frequência do cristal irá variar agora de:

$$\Delta f = \pm 5 \cdot 10^{-5} \cdot 10^{+6} \cdot 10 = \pm 500 Hz$$

Portanto, a variação da frequência do oscilador foi reduzida em quatro vezes e meia em relação à variação vista antes. Para evitar que haja transferência de calor no interior da câmara para o meio externo, as paredes internas são revestidas com um material isolante térmico, do tipo espuma ou feltro que, além de isolar também ajuda a proteger o cristal contra choques mecânicos provocados por quedas acidentais. A caneca metálica vista nas **figuras 10B e 11**, tem a função de blindar o cristal, evitando que os sinais espúrios gerados pela vibração das lâminas escapem para o meio ambiente, indo interferir em aparelhos operando próximos dele.



F11. Câmara térmica com temperatura constante.

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*

04/05/2012 11:33:41

O Funcionamento do Microfone

A finalidade de um microfone é converter sons em sinais elétricos, para que estes sinais elétricos possam ser usados em circuitos eletrônicos como amplificadores, gravadores, transmissores, etc. O microfone é um dos mais antigos transdutores criados pelo homem, sendo dos mais usados atualmente. Veja, neste artigo, como funciona este dispositivo e como trabalhar com os mais diversos tipos existentes.

Newton C. Braga

As ondas sonoras consistem de vibrações mecânicas de um meio natural e se propagam com uma velocidade que depende de diversos fatores, entre eles a natureza do meio. Assim, no ar, essas ondas são de compressão e descompressão, e se propagam em condições normais a uma velocidade próxima de 340 metros por segundo. Evidentemente, por serem ondas mecânicas, elas não podem excitar diretamente os circuitos eletrônicos, daí a necessidade de termos um dispositivo intermediário que faça sua conversão em eletricidade. Esse dispositivo é um transdutor eletroacústico denominado microfone. Observe a **figura 1**.



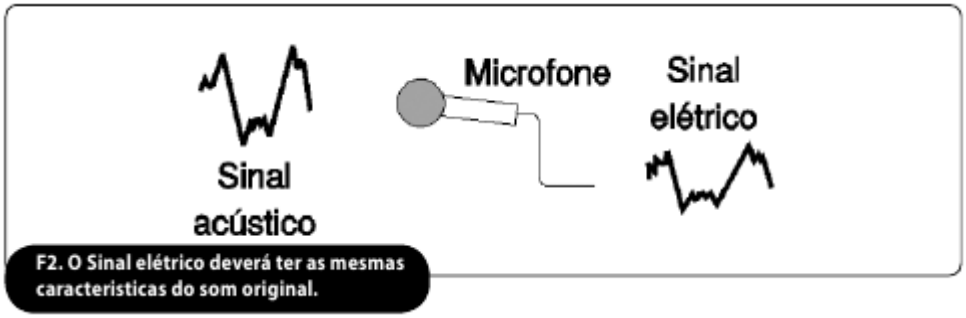
F1. Alguns exemplares de microfones.

Podemos dizer que o microfone funciona de modo “inverso” ao alto-falante: enquanto o alto-falante recebe os sinais elétricos de um amplificador e os converte em sons (energia acústica), o microfone recebe os sons e os transforma em energia elétrica.

Para que possamos usar um microfone de maneira eficiente em um aparelho eletrônico, na gravação de música, na reprodução, na transmissão de voz ou num intercomunicador, ele deve possuir algumas características próprias bem definidas, que são:

Fidelidade

A fidelidade significa a capacidade do microfone em produzir um sinal elétrico que tenha as mesmas características dos sons originais, quanto à intensidade, frequência e forma de onda. Atente para a **figura 2.**



F2. O Sinal elétrico deverá ter as mesmas características do som original.

Dependendo do tipo, o microfone poderá ser mais sensível para os sons de determinadas frequências, o que nos levará a um uso específico. Por exemplo, um microfone mais sensível aos sons de médias frequências é apropriado à transmissão da palavra falada.

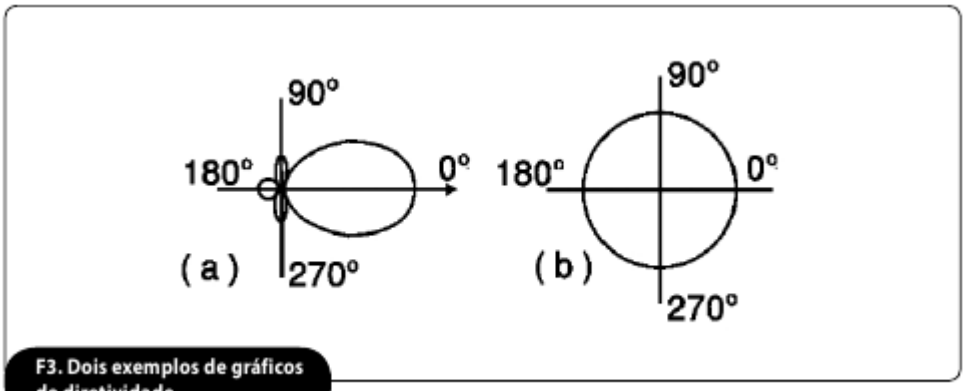
Sensibilidade

A sensibilidade está relacionada com a capacidade que o microfone tem de trabalhar com sons muito fracos. Dependendo da aplicação, podemos ter microfones mais ou menos sensíveis.

Diretividade

Conforme a construção do microfone, ele poderá ter mais facilidade em captar os sons provenientes de determinadas direções. Isso determina a diretividade do microfone, a qual pode ser representada por meio de um gráfico.

Na **figura 3** mostramos alguns exemplos dos gráficos de diretividade.



F3. Dois exemplos de gráficos de diretividade.

Em **(a)** temos um microfone **unidirecional**, ou seja, um microfone que capta os sons que vêm apenas de uma direção. Este tipo de microfone é muito empregado em estádios ou num teatro pelo apresentador, onde apenas uma pessoa deve ser ouvida.

Em **(b)** temos um microfone **omnidirecional**, o qual tem a mesma sensibilidade para os sons que chegam de todas as direções.

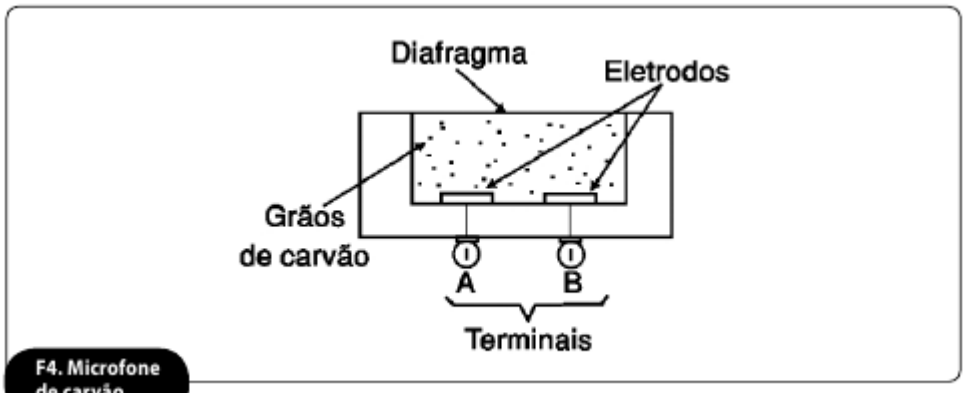
Tipos de Microfones

Diversos são os tipos de microfones que encontramos nas aplicações práticas e que diferem tanto quanto às características elétricas como também segundo o princípio de funcionamento.

Temos então os seguintes tipos de microfones (alguns pouco usados atualmente, mas cujo conhecimento é importante por motivos históricos):

Carvão

Este, sem dúvida, é o tipo mais antigo, já que os primeiros microfones que existiram utilizavam finos grãos de carvão numa caixinha com um diafragma, conforme mostra a **figura 4.**



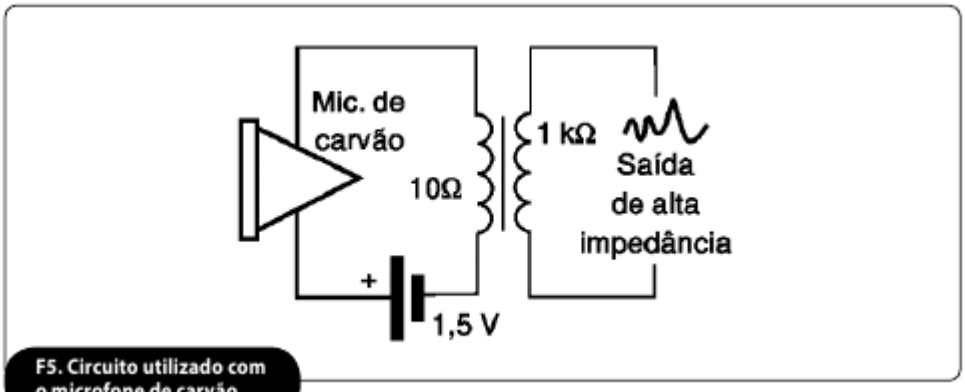
F4. Microfone de carvão.

O diafragma consiste de uma membrana de metal, plástico ou de outro material flexível, que faz contato direto com os grãos de carvão na caixinha.

A resistência apresentada pelo dispositivo, entre os terminais A e B, depende do grau de compressão dos grãos de carvão.

Dessa forma, o som, ao incidir no diafragma, movimenta-o de modo que ele passe a comprimir e distender os grãos de carvão, variando assim a resistência entre os pontos A e B.

O microfone de carvão apresenta uma baixa impedância, e como ele não gera energia elétrica, é necessário usar um circuito com uma fonte de energia (normalmente uma pilha), veja **figura 5.**



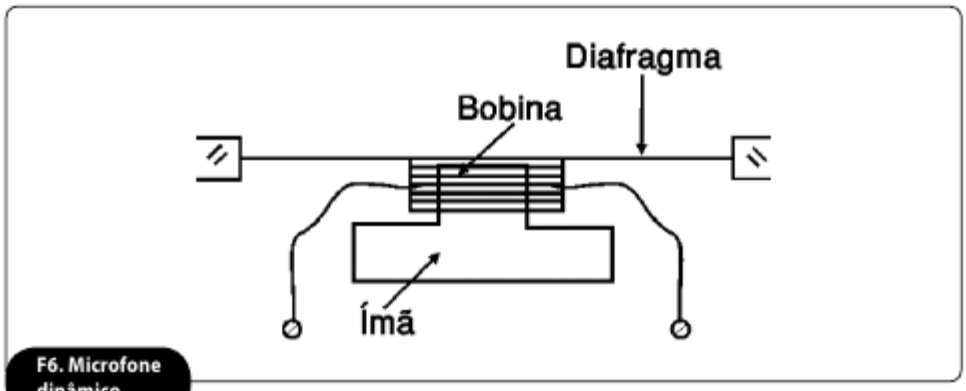
F5. Circuito utilizado com o microfone de carvão.

A variação da resistência do microfone com a incidência do som faz com que varie a corrente no enrolamento primário do transformador. Induz-se então no secundário de alta impedância do transformador um sinal, cuja forma de onda e frequência correspondem ao som captado.

Os microfones de carvão ainda encontram aplicações em telefonia onde a voz humana deve ser transmitida, visto que apresentam uma resposta melhor nas médias frequências.

Microfone dinâmico

Este tipo de microfone é formado por uma bobina presa a um diafragma que a movimenta no campo magnético de um ímã permanente, de acordo com a **figura 6**.



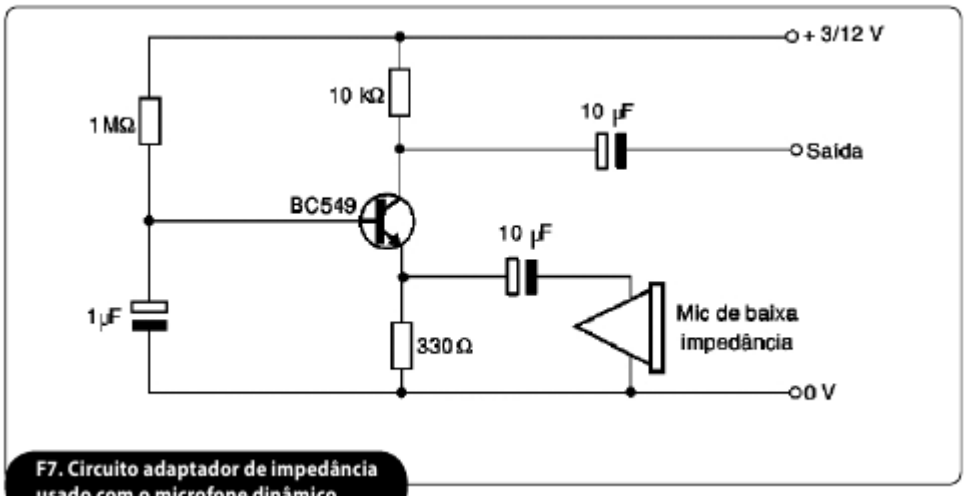
F6. Microfone dinâmico.

Trata-se, praticamente, um alto-falante funcionando “ao contrário”. Num alto-falante comum, quando a bobina é percorrida por uma corrente que corresponde a um sinal de áudio, é criado um campo magnético e, consequentemente, aparece uma força que movimenta o cone para frente e para trás, produzindo assim as ondas de compressão e descompressão do ar que formam o som.

Se o som incidir no diafragma, ele movimentará o conjunto inclusive a bobina móvel no campo do ímã de modo a ser induzida uma corrente cujas características corresponderão a esse som.

Pequenos alto-falantes, por causa disso, podem funcionar como microfones, bastando que se fale nas suas proximidades ou que esses sejam apontados para a fonte sonora. No entanto, como não são fabricados para essa finalidade, eles apresentam algumas deficiências quando funcionam como microfones.

Dado que eles são dispositivos de baixa impedância, devem ser usados normalmente com um transformador que eleve sua impedância, ou ainda ligados em circuitos adaptadores de impedância com transistores na configuração de base comum - vide **figura 7.**

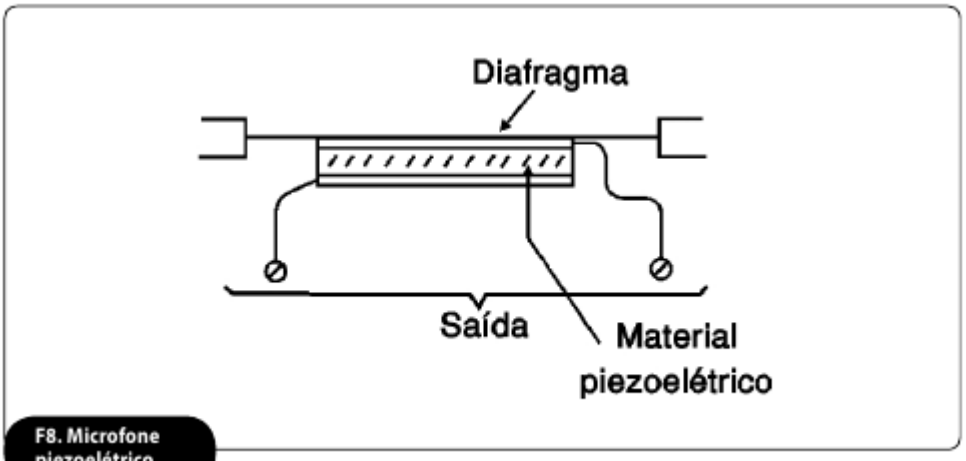


F7. Circuito adaptador de impedância usado com o microfone dinâmico.

Microfones piezoelétricos

Os microfones de cristal ou os cerâmicos operam aproveitando as propriedades piezoelétricas de determinadas substâncias como, por exemplo, o Sal de Rochelle ou as cerâmicas do titanato de bário.

Essas substâncias, ao sofrerem deformações mecânicas, geram tensões elétricas proporcionais. Assim, basta que um cristal de uma substância como essas seja acoplado a um diafragma para que as ondas sonoras captadas produzam forças mecânicas que fazem o cristal gerar sinais elétricos. Na **figura 8** temos um exemplo de microfone deste tipo.



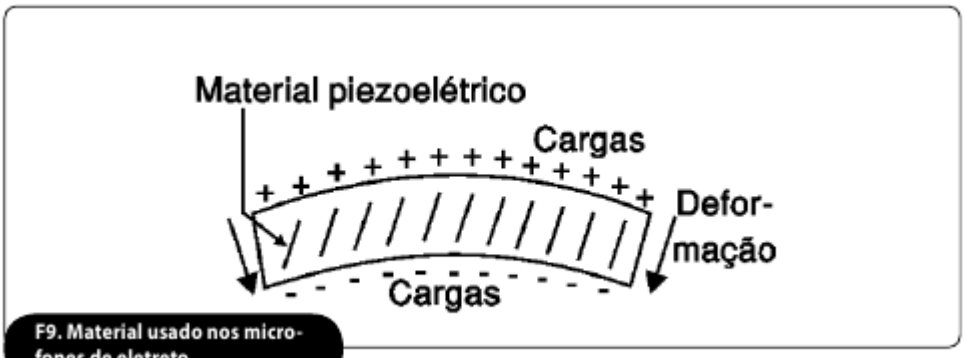
F8. Microfone piezoelétrico.

Esse microfone utiliza o Sal de Rochelle sendo, por isso, denominado “microfone de cristal” Embora seja muito. sensível, fornecendo sinais relativamente intensos que podem excitar diretamente os amplificadores, o microfone de cristal é muito suscetível ao calor e à umidade. Por esse motivo, atualmente, ele praticamente não é mais usado, sendo substituído pelos microfones cerâmicos, que são mais robustos e não são tão afetados pelo calor e umidade.

Microfone de eletreto

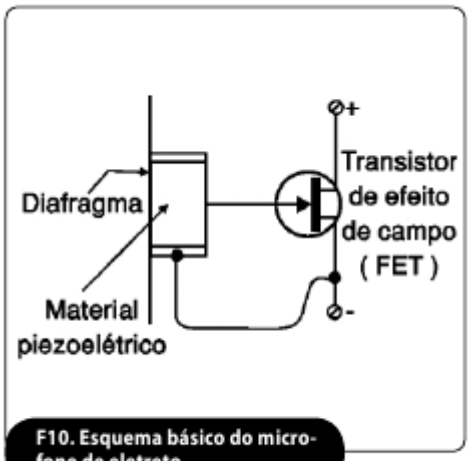
Existem substâncias denominadas eletretos, as quais apresentam propriedades elétricas interessantes.

Quando submetidas a uma deformação mecânica, essas substâncias carregam-se de eletricidade estática, manifestando tensões elétricas proporcionais entre suas faces de modo algo semelhante aos cristais piezoelétricos, conforme ilustra a **figura 9.**



F9. Material usado nos microfones de eletreto.

Essas substâncias podem ser moldadas para formarem os diafragmas de um microfone e ligadas diretamente à comporta (gate) de um transistor de efeito de campo (FET). Dessa forma, a corrente controlada pelo transistor irá variar segundo as ondas sonoras que incidirem no diafragma, fornecendo na sua saída um sinal já amplificado, veja a **figura 10.**



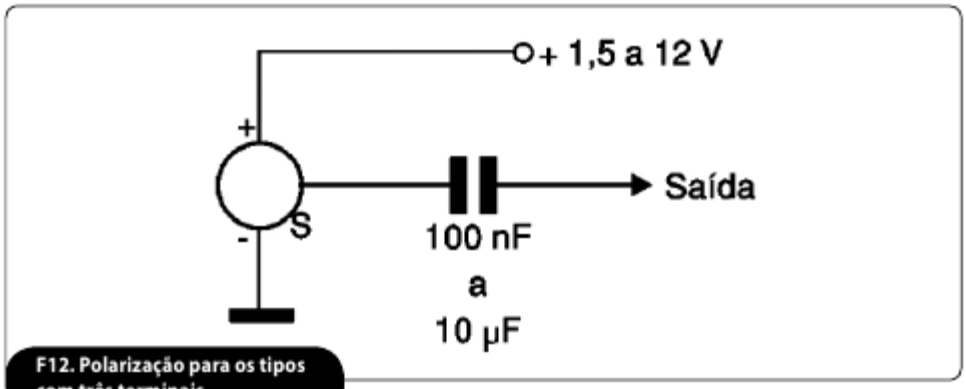
F10. Esquema básico do microfone de eletreto.

Os microfones de eletreto são muito sensíveis e pequenos, pois o transistor de efeito de campo já atua como um pré-amplificador. Nos tipos de dois terminais devemos prever a polarização do transistor por meio de um resistor, sendo feitas as conexões mostradas na **figura 11.**



F11. Polarização para os microfones de dois terminais.

Nos tipos de três terminais, as conexões externas para seu uso são as indicadas na **figura 12.**



F12. Polarização para os tipos com três terminais.

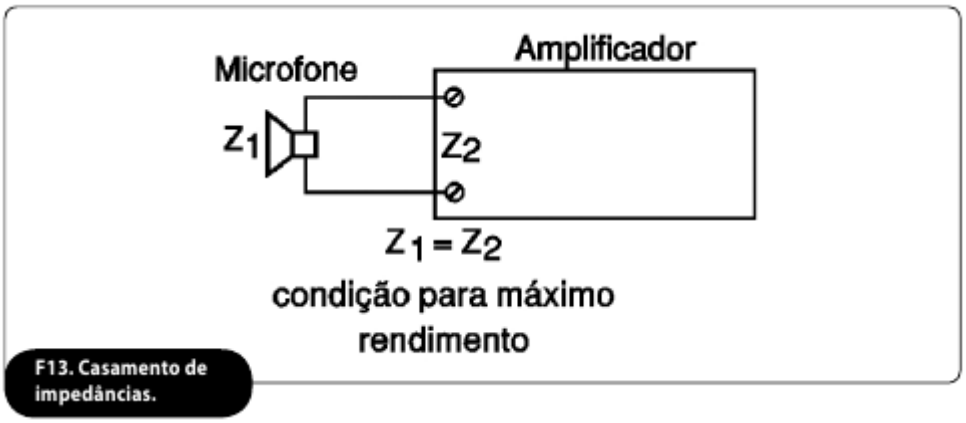
Veja que, para que o transistor de efeito de campo funcione, é preciso haver uma fonte de energia externa, daí a necessidade da polarização externa.

Impedância e Nível de Sinal

Os microfones apresentam características elétricas que devem ser levadas em consideração quando os usamos.

Uma primeira característica (de grande importância) é a impedância, que nos informa de que modo o microfone se comporta eletricamente e como ele entrega o sinal elétrico em sua saída.

Um microfone só poderá transferir todo o sinal elétrico que gera ao circuito externo, quando sua impedância for igual à da entrada do circuito externo, ou seja, quando houver um "casamento de impedâncias" conforme mostra a **figura 13.**



F13. Casamento de impedâncias.

Se ligarmos um microfone que tenha uma impedância elevada numa entrada de menor impedância de um amplificador, poderemos ter ainda o seu funcionamento, mas ocorrerão perdas, porque o os microfones de impedância mais alta também fornecem um sinal de maior intensidade.

Isso não acontece com um microfone de baixa impedância: se o ligarmos a uma entrada de impedância mais alta de um amplificador, não haverá excitação, pois seu nível de sinal também é insuficiente.

A segunda informação importante é, portanto, a intensidade do sinal fornecido pelos microfones, a qual é indicada em milivolts (mV) ou microvolts (µV).

Microfones dinâmicos de baixa impedância fornecem sinais da ordem de microvolts, enquanto que os microfones cerâmicos e de cristal fornecem sinais na faixa de 100 mV a 500 mV.

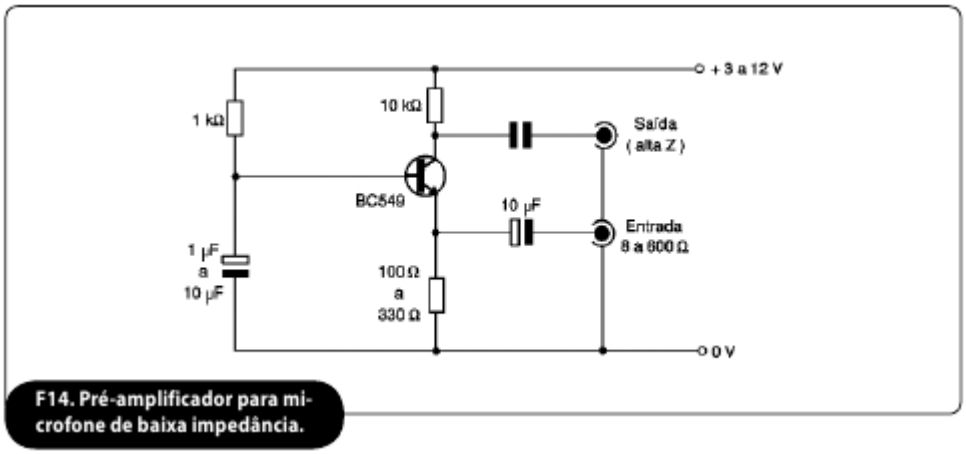
Para que os microfones funcionem bem com os amplificadores comuns, na maioria dos casos, são necessários circuitos adaptadores denominados casadores de impedâncias ou pré-amplificadores.

Os casadores de impedância simplesmente modificam a impedância segundo o sinal é entregue ao circuito externo a partir de um microfone, já o pré-amplificador também altera sua intensidade.

Pré-amplificadores

As finalidades de um pré-amplificador são duas: aumentar a intensidade do sinal fornecido por um microfone para que ele possa excitar um amplificador e também casar suas características de impedância de modo a se obter o rendimento desejado.

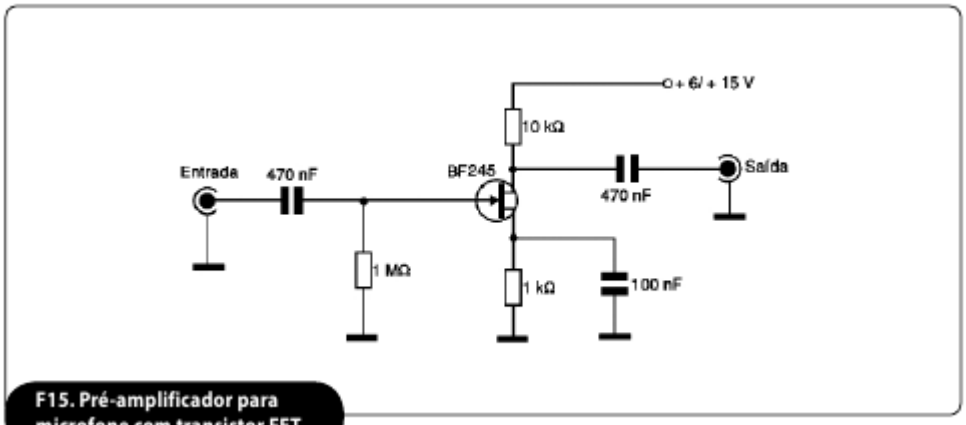
Na **figura 14** temos um exemplo simples de pré-amplificador para microfones de baixa impedância (8 a 200 ohms), utilizando apenas um transistor.



F14. Pré-amplificador para microfone de baixa impedância.

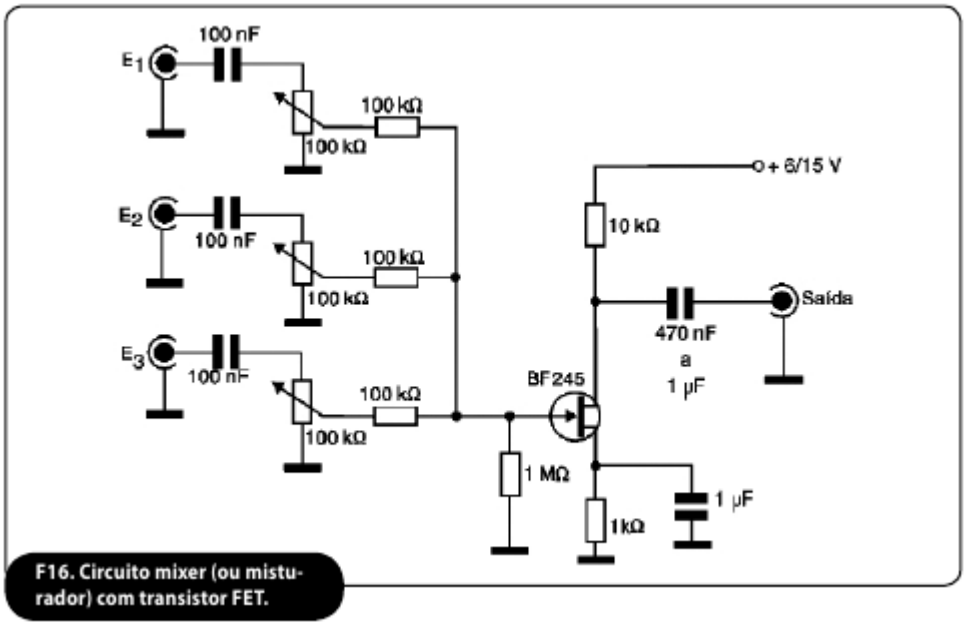
Com este circuito, até mesmo um alto-falante comum, ou um microfone dinâmico de gravador ou de outra aplicação, podem ser usados com amplificadores que exijam entradas da ordem de 200 a 500 mV.

Na **figura 15** fornecemos um circuito pré-amplificador com transistor de efeito de campo para microfones pouco sensíveis de impedância mais elevada, permitindo assim sua utilização com amplificadores comuns.



F15. Pré-amplificador para microfone com transistor FET.

Finalmente, na **figura 16**, temos um circuito de um mixer (misturador) que, ao mesmo tempo que amplifica os sinais de diversos microfones, os mistura para entregar numa saída comum e depois a um amplificador.



F16. Circuito mixer (ou misturador) com transistor FET.

Para este circuito a alimentação pode ser feita com pilhas ou baterias, já que o consumo é muito baixo.

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*

04/05/2012 14:58:09

Amplificadores Transistorizados

Eng.º Filipe Pereira

Amplificadores de Potência

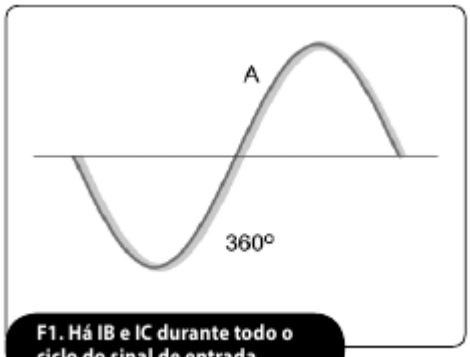
O objetivo de uma etapa de potência é fornecer à carga uma potência apreciável com a menor distorção possível e um bom rendimento, dependendo o funcionamento da etapa de saída do amplificador, do local onde se situe o respectivo ponto de repouso, podendo por isso distinguir-se quatro formas distintas de amplificação ou classes de funcionamento.

Classes de Funcionamento

O sinal de saída de um amplificador deve representar fielmente o sinal de entrada, embora amplificado, por isso mesmo este deve trabalhar nas zonas lineares das suas características, o que acontece se o sinal aplicado for de pequena amplitude. Quando o sinal é elevado, o deslocamento variável do ponto de funcionamento pode entrar em zonas não lineares, resultando um sinal de saída com distorção em amplitude, podendo mesmo apresentar-se cortado, se eventualmente esse deslocamento atingir as zonas de saturação e de corte.

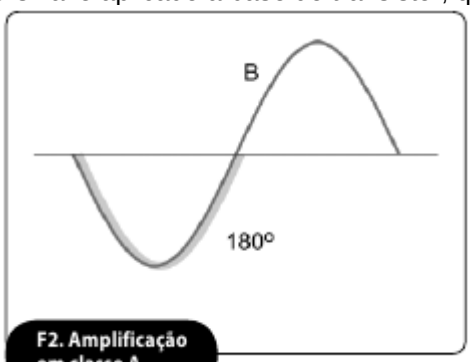
Em função da posição do ponto de funcionamento em repouso, assim podemos definir quatro classes de funcionamento dos amplificadores: classe A, classe B, classe AB e classe C.

A amplificação em classe A corresponde àquela em que o ponto de funcionamento do transistor está situado de tal forma que há correntes de base e de coletor durante um ciclo do sinal de entrada **(figura 1).**



F1. Há IB e IC durante todo o ciclo do sinal de entrada.

O sinal é aplicado à base do transistor, que origina na saída uma corrente proporcional **(figura 2).**

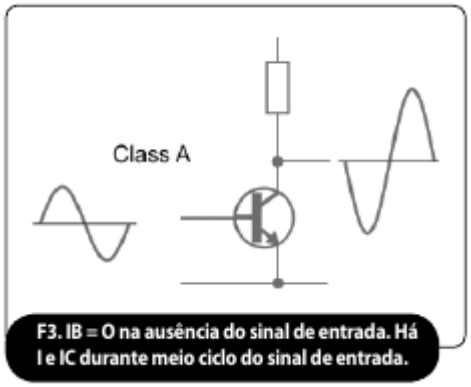


F2. Amplificação em classe A.

A corrente de saída provém da fonte de alimentação. Os amplificadores transistorizados funcionando na classe A, com sinais fracos, realizam uma amplificação sem distorção, com um regime de funcionamento linear. Não são muito eficientes. Teoricamente é obtido um máximo de 50% com carga indutiva na saída, ou 25%, se a carga for capacitiva. Por estar sempre conduzindo, mesmo sem sinal de entrada, a potência é obtida na fonte de alimentação, daí a sua pouca eficiência.

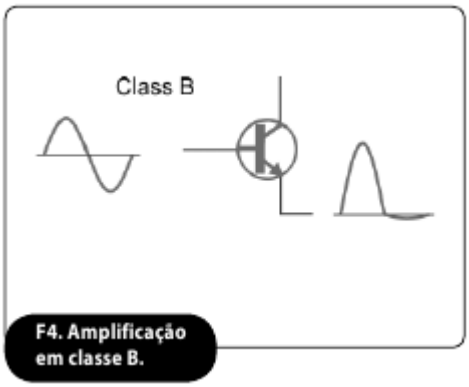
Se for necessária uma maior potência na saída de um amplificador em classe A, será significativo o desperdício na dissipação de potência, mais dissipadores para baixar a temperatura, fontes de alimentação mais caras etc.

Na amplificação em classe B, o transistor deve ser polarizado de tal forma que a corrente IB será igual a zero, na ausência de sinal de entrada. Com sinal de entrada, a corrente de saída flui durante meio ciclo do sinal, ficando o amplificador no corte durante o outro meio ciclo **(figura 3).**



F3. IB = O na ausência do sinal de entrada. Há I e IC durante meio ciclo do sinal de entrada.

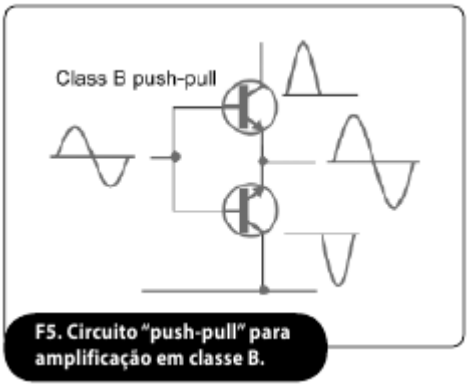
Como apenas amplifica um semiciclo do sinal aplicado, implica que o seu ponto de funcionamento seja situado na zona de corte, mas apenas durante um semiciclo do sinal de entrada, passando à zona ativa durante o outro semiciclo **(figura 4).**



F4. Amplificação em classe B.

Amplificando apenas metade do ciclo da tensão de entrada, origina grande distorção, mas a sua eficiência é maior que na classe A. Teoricamente poderá ter um máximo de 78,5% de eficiência, porque o elemento amplificador é desligado metade do tempo, não dissipando potência.

Um circuito prático, utilizando a classe B, é o par complementar ou push-pull **(figura 5)** – cada elemento do par faz a sua amplificação, e o sinal completo é recombinado na saída. Tem boa eficiência, mas pode originar pequenas distorções na junção das duas meias ondas, a distorção de cruzamento ou crossover (na realidade, há as tensões de arranque a vencer). Para minimizar esta distorção, o transistor deve funcionar em classe AB, que mantém uma pequena corrente de base, mesmo na ausência de sinal.



F5. Circuito "push-pull" para amplificação em classe B.

A amplificação em classe AB verifica-se quando o transistor se encontra polarizado de tal forma que a corrente de saída flui durante mais de meio ciclo, mas em menos do que um ciclo completo **(figura 6).**



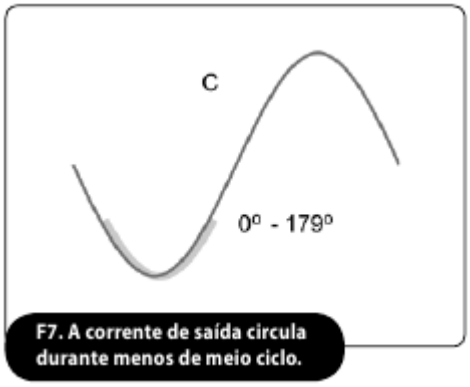
F6. A corrente de saída flui durante mais de meio ciclo do sinal de entrada.

Como foi dito anteriormente, a classe AB mantém uma pequena corrente de base, mesmo não havendo sinal. Um divisor de tensão ajustável resolve o problema.

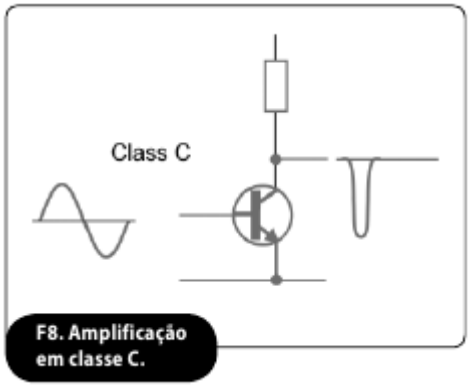
A classe AB produz menos distorção que a classe B, mas à custa de uma diminuição de rendimento do coletor e à existência de corrente de coletor na ausência de sinal.

A polarização com diodos tem a vantagem de realizar uma boa compensação de temperatura, tanto melhor quanto mais a característica do diodo for semelhante à da junção base-emissor.

Na amplificação em classe C, o transistor é polarizado negativamente, e de tal forma que a corrente de saída circule durante menos de meio ciclo **(figura 7).** Esta classe tem bom rendimento, mas maior distorção **(figura 8) .**



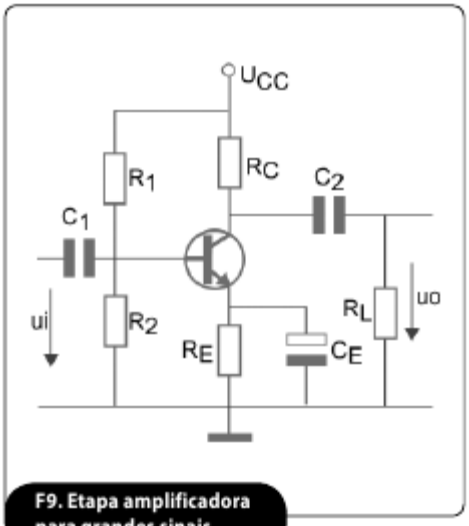
F7. A corrente de saída circula durante menos de meio ciclo.



F8. Amplificação em classe C.

Amplificadores em classe A para grandes sinais

O circuito da **figura 9** representa uma etapa amplificadora para grandes sinais, obtendo-se o máximo sinal de saída e sem distorção quando o ponto Q coincidir com o centro da reta de carga, e consequentemente também a máxima potência. Para se traçar a reta de carga sobre a característica de saída do transistor, parte-se previamente dos valores de corrente de coletor, IC MÁX e da tensão de coletor- emissor Uce máx do transistor, calculando-se em seguida o valor da resistência de carga nestas condições, isto é, R = Uce máx/Ice máx.



F9. Etapa amplificadora para grandes sinais.

O valor da potência máxima na carga, ou potência útil, PU, pode obter-se multiplicando os valores eficazes de tensão e corrente na carga: PU = (Umáx/√2).(Imáx/√2).

Mas Umáx = Uce máx /2 = Ucc/2 => U = Umáx/√2 = Ucc/2√2. Então: PU = (Ucc/2√2).(IC/√2).

A potência contínua (P CC) que o circuito absorve do gerador Ucc será: Pcc = Ucc.Ic.

O rendimento máximo que se pode obter com esta classe de funcionamento será:

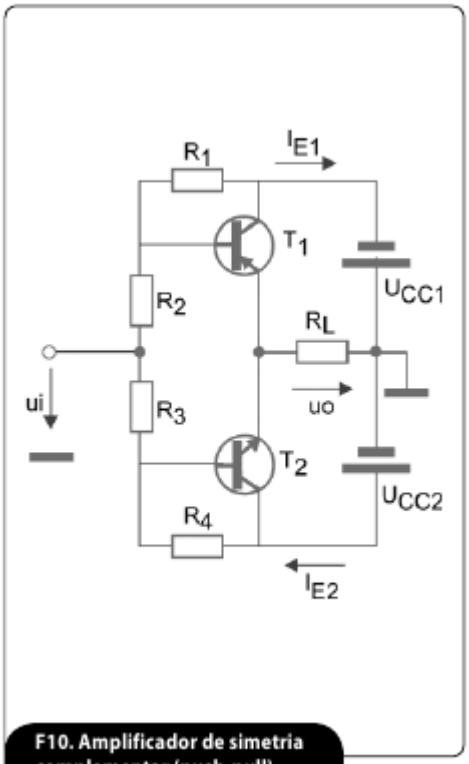
h = Pu/Pcc = [(Ucc/2√2).(Ic/√2)]/ (Ucc.Ic) = 1/4 => h = 25%

A potência que o transistor terá de dissipar nesta situação será: PD = PCC – PU = 4PU - PU = 3PU

Se o sinal for nulo, então o transistor terá de dissipar toda a potência contínua (gerador que polariza o transistor - Ucc), sendo portanto o rendimento nessa situação igual a zero. O baixo rendimento destas etapas amplificadoras e a alta dissipação do transistor limitam a sua utilização.

Amplificadores em classe B com transistores complementares

Um amplificador em classe B com transistores complementares, ou simplesmente amplificador de simetria complementar (push-pull), é formado por dois transistores com características idênticas mas de sinais opostos, isto é, um um transistor NPN e outro PNP, construindo-se atualmente um par complementar numa única cápsula **(figura 10).**



F10. Amplificador de simetria complementar (push-pull).

Princípio de funcionamento

Admitindo-se os transistores trabalhando na classe B, a forma básica de alimentar o circuito é através de duas fontes de alimentação, ou de uma fonte de alimentação simétrica, com a carga RL ligada à massa, isto é, ao ponto médio da fonte.

No semiciclo positivo do sinal de entrada, o transistor T1 fica polarizado inversamente pelo que ficará no corte, enquanto o transistor T2 entrará em condução por ficar polarizado diretamente, resultando uma corrente IE2. No semiciclo negativo do sinal de entrada, T1 entra em condução produzindo uma corrente IE1 que irá provocar uma queda de tensão em RL contrária à produzida por IE2.

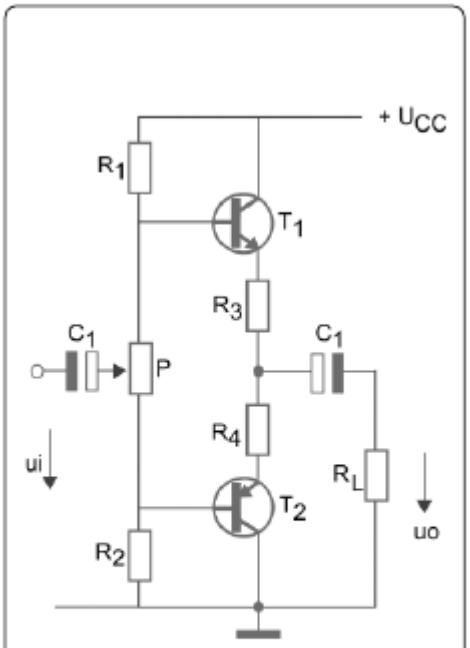
Ajustando os divisores de tensão (R1, R2, R3 e R4) que polarizam respectivamente as bases dos transistores T1 e T2, para que funcionem em classe A ou AB, e como T1 e T2 são complementares, então as correntes IE1 e IE2 são iguais, mas circulando em sentidos contrários na carga RL. A corrente total estática de carga é portanto nula, o que corresponde a uma grande vantagem, já que as componentes contínuas, por exemplo, na bobina de um alto-falante de baixa impedância, contribuem para a distorção.

Tendo atenção que a carga é alimentada por dois seguidores de emissor, que apresentam impedância de saída bastante baixa, então será possível substituir RL pela bobina do alto-falante sem necessidade de um transformador de saída.

Este amplificador não necessita de um dispositivo inversor de fase, pois quando T1 conduz durante o semiciclo negativo do sinal de entrada, T2 o faz durante o semiciclo positivo, pelo que se pode aplicar diretamente o sinal de entrada.

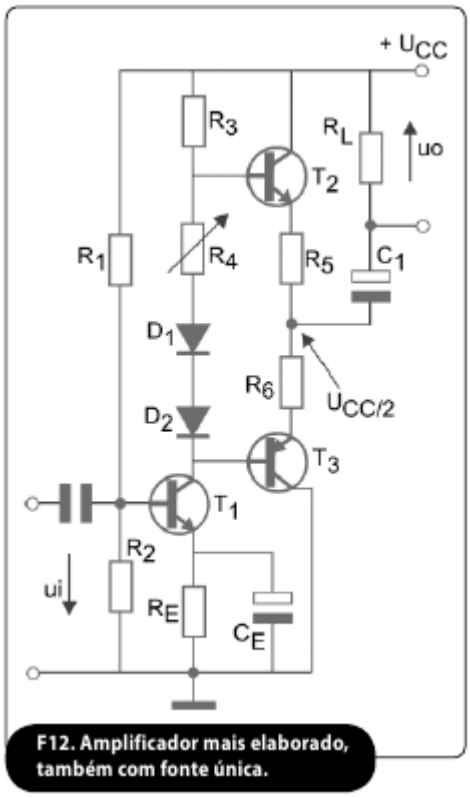
Apresenta como inconveniente o fato de ter de utilizar duas fontes de alimentação.

Na **figura 11** está representado um circuito amplificador com par complementar, utilizando somente uma fonte de alimentação. No ponto A a tensão será Ucc/2, fixada pelas resistências R1, P e R2, que polarizam as bases de T1 e T2.



F11. Amplificador com par complementar alimentado por fonte única.

Pode utilizar-se, no entanto, um circuito amplificador mais elaborado **(figura 12)**, também com uma fonte de alimentação, ligando a carga RL através de um capacitor C1 de acoplamento. Na situação de repouso, isto é, sem sinal, o capacitor carrega-se com a metade da tensão de alimentação, comportando-se em seguida como um acumulador para fornecer a tensão Ucc/2, alimentando o transistor T2 nos semiciclos positivos de saída, voltando novamente a carregar-se nos semiciclos negativos.



F12. Amplificador mais elaborado, também com fonte única.

A etapa excitadora, constituída pelo transistor T1, polarizado pelo divisor de tensões (R1-R2 e RE com o capacitor de desacoplamento CE), está acoplada diretamente às bases dos transistores T2 e T3. A função de R4 e dos diodos D1 e D2 é evitar a distorção de cruzamento, fazendo com que as bases dos transistores

T2 e T3 sejam ligeiramente positiva e negativa, respectivamente, ao emissor. Os diodos compensam o efeito térmico ocasionado pela variação da temperatura ambiental, podendo-se substituir por uma resistência NTC em paralelo com R4. As resistências R5 e R6 de emissor servem para a estabilização térmica dos transistores e melhoria das características do amplificador, tornando-o mais estável.

Se eventualmente a carga se curto-circuitar, resulta uma corrente elevada que poderá destruir os transistores T2 e T3, o que se traduz como o único inconveniente deste amplificador.

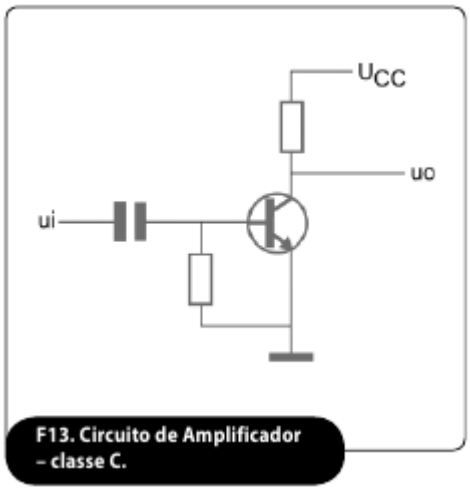
Amplificadores de classe C

O ângulo de condução é inferior a 180°, o que permite obter bom rendimento mas maior distorção.

A distorção é algumas vezes aceitável ou, como é o caso de multiplicação de frequência, é mesmo desejável.

A classe C é muitas vezes usada quando não há variação de amplitude do sinal de entrada, como em modulação de frequência, e em que o circuito de saída é sintonizado de modo a suprimir todos os harmônicas indesejáveis.

No circuito da **figura 13,** é fácil concluir que o circuito só conduz quando a tensão de entrada ultrapassa a tensão de arranque.

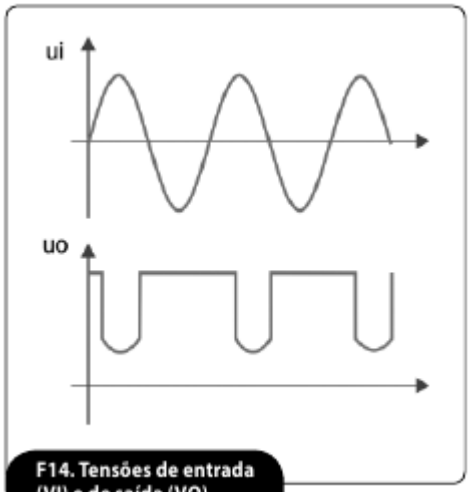


F13. Circuito de Amplificador – classe C.

Também se reconhece na entrada um circuito fixador típico, fixando à tensão de arranque.

A tensão é tanto menos distorcida quanto maior for a constante de tempo do circuito, o que reduz a carga perdida pelo capacitor e, consequentemente, o tempo de condução da junção base emissor.

A tensão Uo de saída será uma tensão Ucc com picos negativos. Deve-se ter em conta que a junção base-emissor fica sujeita a uma tensão inversa, aproximadamente a tensão pico a pico inversa, que pode ultrapassar a tensão de ruptura **(figura 14).**



F14. Tensões de entrada (VI) e de saída (VO).

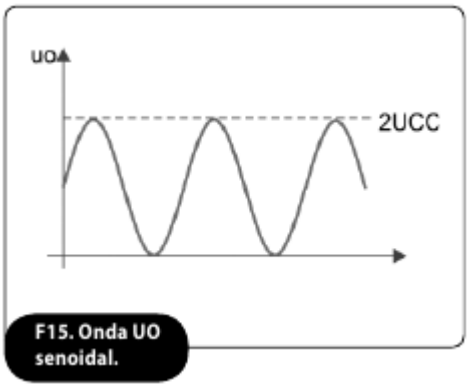
A potência dissipada será tanto menor quanto menor for o tempo de condução.

Como se obtêm tensões senoidais?

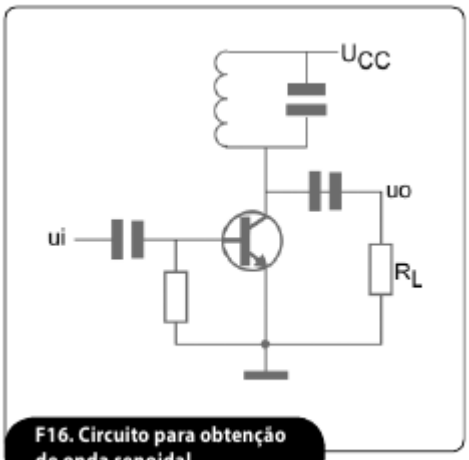
Consideremos um circuito tampão ideal com o capacitor carregado. Este vai se descarregar lentamente pela bobina que armazena toda a energia do componente sob a forma de campo magnético. Uma vez descarregado o capacitor, o campo magnético variável, que pela f.e.m. induzida contrariou as variações de corrente, vai agora fazer circular uma corrente de sentido contrário ao anterior, carregando o capacitor até a sua tensão anterior e com a energia inicial.

Temos um circuito oscilante ideal que gera uma tensão alternada senoidal de frequência igual à de ressonância do circuito, fo = 1/(2pLC).

Na realidade o circuito tem perdas, pelo que a onda será amortecida, desaparecendo caso não lhe seja fornecida energia. É essa a função do transistor, no circuito, quando conduz durante intervalos de tempo curtos **(figuras 15 e 16).**



F15. Onda UO senoidal.



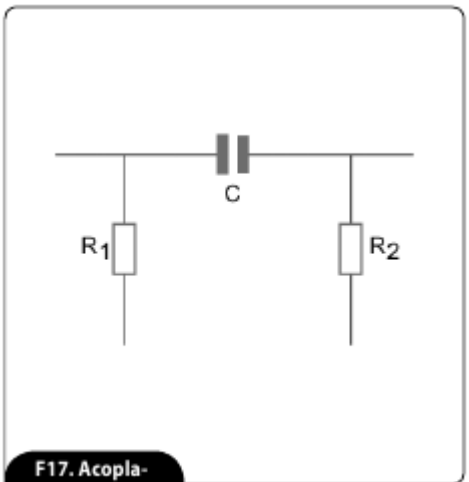
F16. Circuito para obtenção de onda senoidal.

Amplificadores em cascata Tipos de acoplamentos

A seguir veremos os principais tipos de acoplamentos:

Acoplamento Resistência Capacitor (RC)

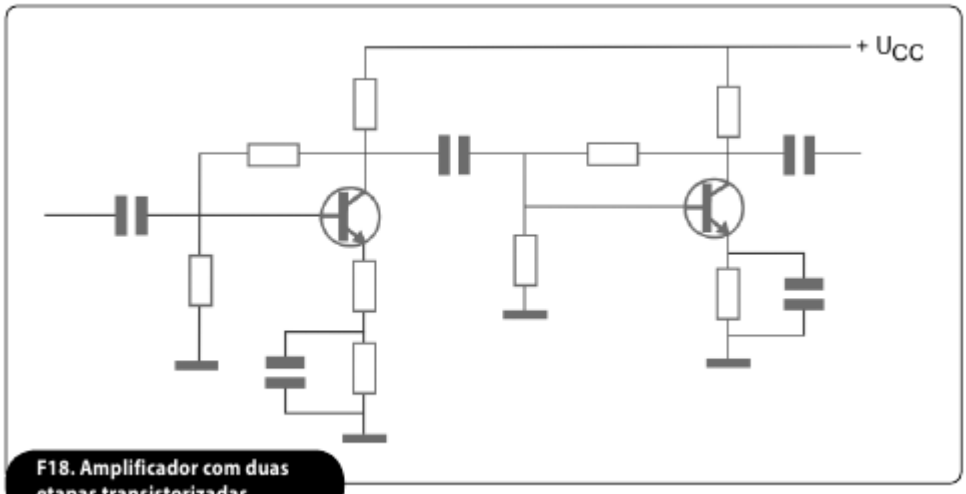
O acoplamento RC é composto por um capacitor e duas resistências. A resistência R1 é a resistência de carga da primeira etapa e a resistência R2 é a de polarização base- emissor da segunda etapa. O capacitor C, tendo por objetivo permitir a passagem das baixas frequências, deverá ser de elevada capacitância **(figura 17).**



F17. Acoplamento RC.

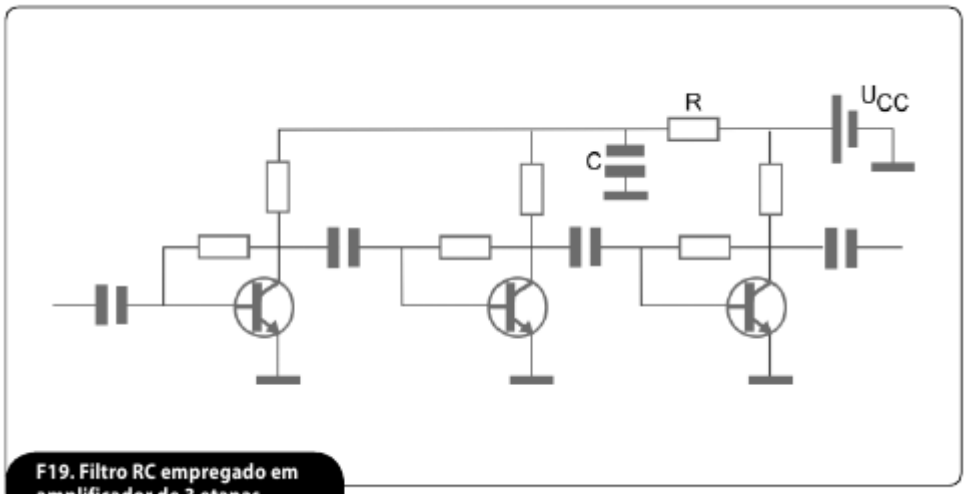
Apesar da diminuição do ganho motivada pela dificuldade de obtenção de impedâncias idênticas às dos circuitos, estes acoplamentos são muito utilizados devido ao seu baixo custo e reduzido espaço que ocupam.

Para conseguir estabilização com a temperatura, os transistores possuem resistência RE, desacoplada por meio de capacitor. Na primeira etapa apenas uma parte foi desacoplada para se permitir que a restante introduza alguma realimentação, que irá aumentar a resposta em frequência da 1ª etapa **(figura 18).**



F18. Amplificador com duas etapas transistorizadas.

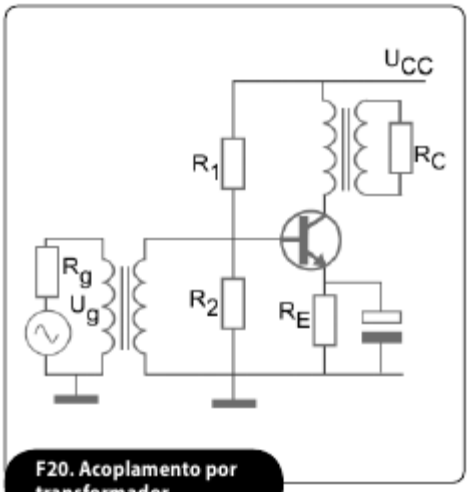
Nos amplificadores de várias etapas, três ou mais, é conveniente inserir entre a final e uma anterior, uma resistência e um capacitor, ou seja, um filtro que terá por finalidade minimizar a influência da impedância da fonte, no acoplamento entre etapas. A resistência R do filtro deverá ser de baixo valor para que não se introduza uma grande queda de tensão que prejudicaria a polarização das etapas anteriores. Deste modo, C deve ter elevado valor de capacitância **(figura 19).**



F19. Filtro RC empregado em amplificador de 3 etapas.

Acoplamento por Transformador

A transferência de sinal de uma etapa amplificadora para a seguinte, é feita através de um transformador que, além de isolar a componente contínua do sinal aplicado à entrada do amplificador, pode permitir uma maior transferência de energia por adaptação de impedâncias **(figura 20).**

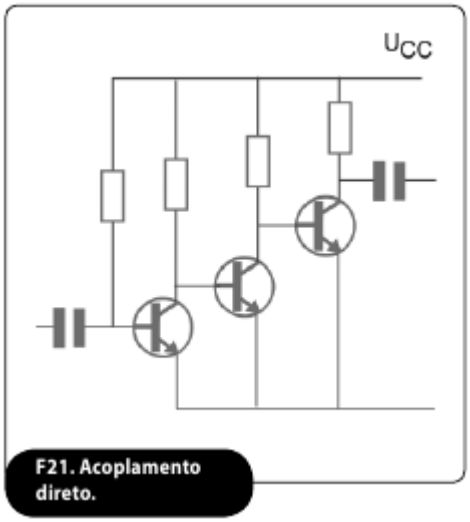


F20. Acoplamento por transformador.

Em aplicações de audiofrequência praticamente não se utiliza o transformador, devido principalmente ao seu custo, ao peso resultante do seu circuito magnético e apresentar bandas passantes de frequências reduzidas, tendo sido substituído por componentes ativos (transistores) como adaptadores de impedâncias entre a etapa final e a carga.

Acoplamento Direto

Em algumas situações, as várias etapas amplificadoras são ligadas diretamente umas às outras, onde o coletor de cada transistor se liga à base do transistor seguinte **(figura 21).**

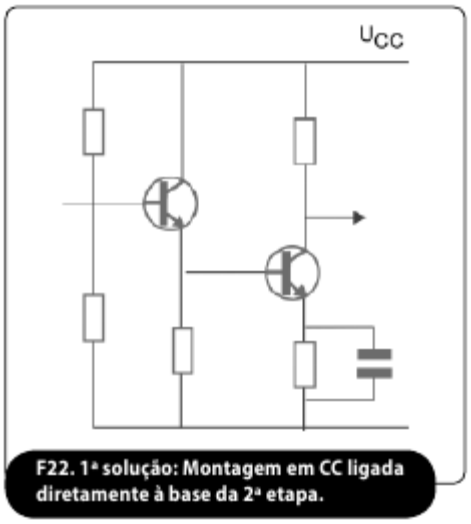


F21. Acoplamento direto.

É no entanto pouco utilizado, já que o coletor do 1º transistor está alimentado com uma tensão muito baixa, que é a polarização de base do 2º transistor.

Para que isto não suceda, ter-se-ia de utilizar fontes distintas para a polarização ou uma fonte única de valor elevado, o que implicaria um elevado consumo de energia.

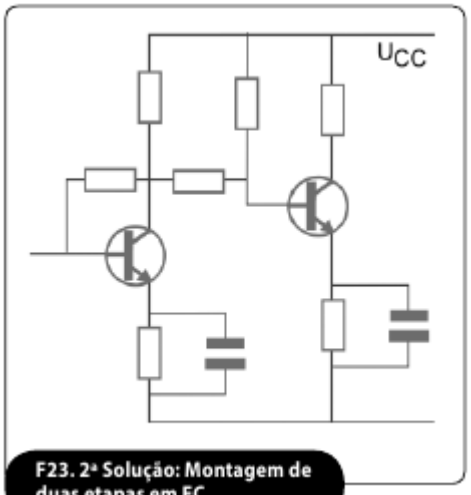
Uma das possíveis soluções consiste na utilização de uma montagem em coletor comum como 1ª etapa, ligando a sua saída, o emissor, diretamente à base da etapa seguinte. Refira-se a baixa impedância de saída da montagem Coletor Comum, que se adapta bem à também baixa impedância de entrada na montagem Emissor Comum seguinte **(figura 22).**



F22. 1ª solução: Montagem em CC ligada diretamente à base da 2ª etapa.

A não utilização de um capacitor de desacoplamento na resistência de emissor da 1ª etapa deve-se ao fato da sua eventual utilização provocar uma ligação à massa do sinal, impedindo-se a sua chegada à 2ª etapa.

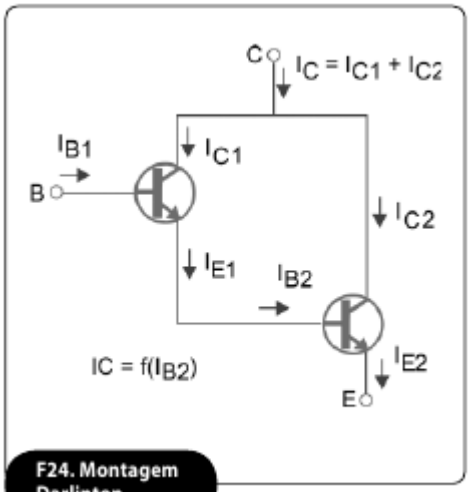
Outra montagem possível é constituída por duas etapas em Emissor Comum, onde o sinal do coletor do 1º transistor é aplicado à base do 2º transistor através de R, que melhora a estabilização em função da temperatura **(figura 23).**



F23. 2ª Solução: Montagem de duas etapas em EC.

Montagem Darlington

Esta montagem amplificadora é constituída pelo acoplamento de dois (ou mais) transistores, NPN ou PNP ligados de acordo com a **figura 24.**



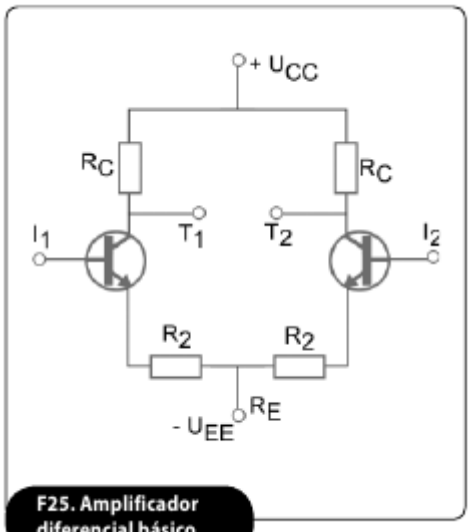
F24. Montagem Darlinton.

É um amplificador de acoplamento direto, que corresponde a um par de seguidores de emissor e que em muitas aplicações se pode considerar um transistor de elevado ganho b. Como esta configuração é muito utilizada, os fabricantes fabricam-na integrada num único encapsulamento.

Quando os dois transistores são do mesmo tipo, os coletores são normalmente ligados entre si, e o emissor do primeiro transistor ligado à base do transistor seguinte, sendo o primeiro de menor potência e conhecido como driver. Tem como características fundamentais o elevado ganho de corrente, a elevada impedância de entrada e baixa impedância de saída. O ganho de corrente é nesta montagem aproximadamente igual ao produto dos ganhos b1 e b2.

Amplificador Diferencial

Na **figura 25** está representado o esquema básico de um amplificador diferencial, sendo dos "amplificadores de corrente contínua", o circuito mais utilizado, e constituindo o elemento básico do amplificador operacional. O nome deste amplificador resulta do fato de amplificar somente a diferença das correntes de entrada I1 e I2, produzindo-se uma relação elevada entre a amplificação de um sinal diferente entre as duas bases (modo diferencial), e a amplificação de dois sinais de igual amplitude aplicados respectivamente nas duas bases (modo comum).



F25. Amplificador diferencial básico.

Se considerarmos RE como fazendo o papel de um gerador de corrente Io, fornecendo duas correntes de igual valor Io/2, então poderemos concluir que:

• Variando os sinais de entrada sobre as bases dos transistores, isto é, passando respectivamente de ui para ui+Δie ui-Δi, com variações iguais mas de sinal contrário, diz-se que houve variação de modo diferencial.

• Se os sinais passarem ambos de ui para ui ± Δi, isto é, variações iguais e do mesmo sinal, sendo portanto constante a soma de correntes nos dois transistores, diz-se que houve variação de modo comum.

• Os sinais diferenciais amplificam-se, enquanto os sinais de modo comum não se amplificam, ou pelo menos ficam muito atenuados. O ideal seria o amplificador ter um ganho diferencial elevado e um ganho de modo comum nulo, para que o valor da tensão de saída fosse independente do sinal comum às duas entradas, o que na realidade não acontece.

Tipos de distorção de amplitude na montagem de emissor comum

Um etapa amplificadora linear é um circuito cujo sinal de saída é amplificado e tem uma forma semelhante ao sinal de entrada. A semelhança do sinal de saída com o da entrada é designado por fidelidade e quanto maior for essa semelhança entre os sinais, maior é a fidelidade do amplificador. Quando o sinal de saída não acompanha a forma do sinal de entrada, dizemos que o sinal de saída é distorcido.

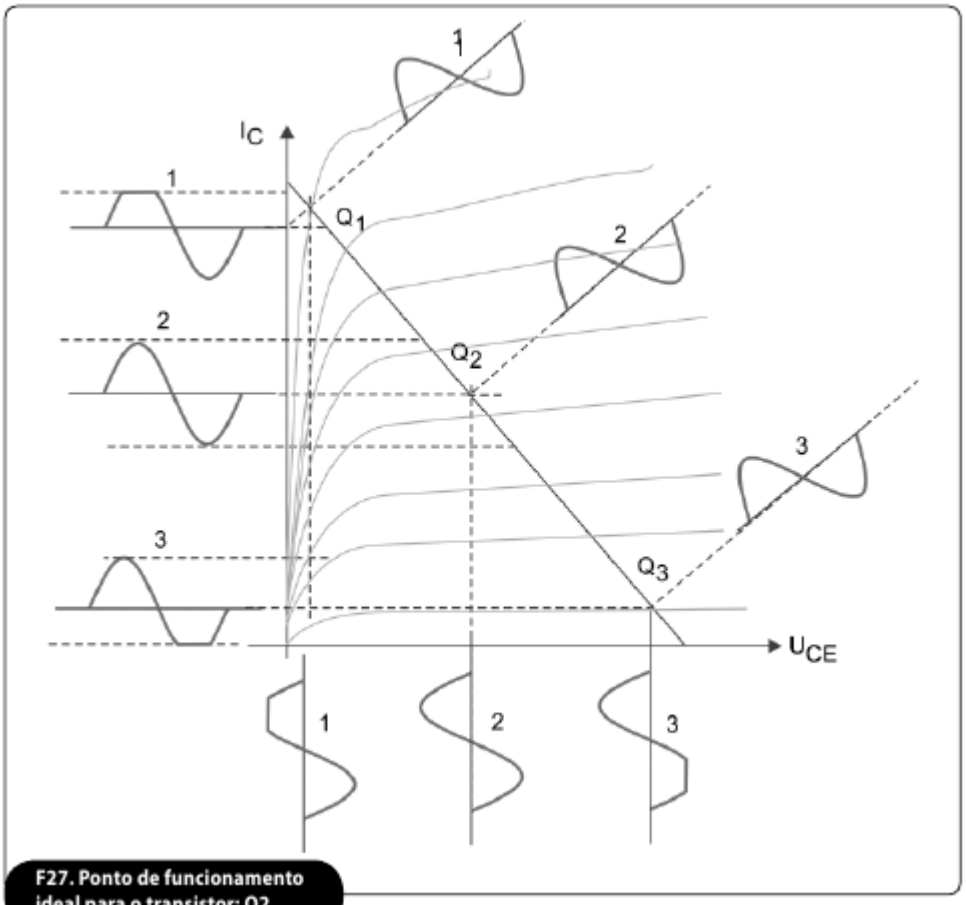
Existem quatro fatores que podem originar que a fidelidade de um amplificador seja deteriorada:
• O sinal de entrada ser muito forte
• O ponto de funcionamento do circuito não está correto
• A carga não está adaptada ao circuito
• A característica de entrada não é linear

Um sinal fornecido à entrada de um amplificador produz um sinal de saída com determinada amplitude, e ao aumentar a potência do sinal de entrada, o sinal de saída também aumenta em amplitude. No entanto há um limite, um sinal muito forte pode levar o transistor a entrar em saturação ou ao corte, e isso produzirá que a parte superior do sinal de saída, ou a parte inferior, ou ambas, sejam "ceifadas" **(figura 26).**



F26. Sinal de saída ceifado devido ao corte, saturação; ou a ambos.

Se o ponto de funcionamento for bem escolhido, no meio da região ativa (a meio da reta de carga), teremos a maior amplitude possível à entrada com uma reação simétrica à saída, como se pode ver no item 2 da **figura 27**. Se o ponto estiver próximo da região de saturação, em 1, ou próximo do corte, em 3, as saídas serão "ceifadas" simetricamente.



F27. Ponto de funcionamento ideal para o transistor: Q2.

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*

04/05/2012 11:56:34

Reostatos para painéis de veículos e máquinas

Não são todos os instrumentos de veículos e máquinas que possuem um controle de luminosidade para a iluminação do painel. Esse recurso pode ser especialmente interessante nas viagens noturnas, em aplicações onde o grau de iluminação exterior pode variar. Pode-se ajustar o nível de iluminação do instrumento de acordo com as necessidades, compensando a iluminação ambiente a qualquer momento. Como agregar esse recurso de forma simples é o que mostramos neste artigo.

Da Redação

Embora a aplicação prática sugerida para este projeto seja no controle de lâmpadas de painéis de veículos e máquinas, o circuito também pode ser utilizado nos seguintes casos:
• Controle de velocidade de motores DC, como em ventiladores de carro (12 V) e motores de corrente contínua de automatismos.
• Controle de temperatura de pequenos elementos de aquecimento DC com correntes até 3 A (pequenas estufas, aquecedores de substâncias químicas etc).
• Controle de luminosidade para lâmpadas de microscópios.
• Controle de tensão, tornando variável uma fonte fixa.

O circuito usa apenas 3 elementos e pode funcionar com tensões de entrada de 6 a 12 volts, controlando correntes de até uns 3 ampères.

Para correntes menores, o transistor pode ser substituído por um de menor potência e até mesmo o radiador de calor pode ser dispensado.

Como Funciona

O que temos é um simples reostato de corrente contínua, onde o componente passivo é substituído por um transistor. Nele, o transistor tem a sua resistência entre o coletor e o emissor variada pela polarização de base feita através do potenciômetro de controle P1.

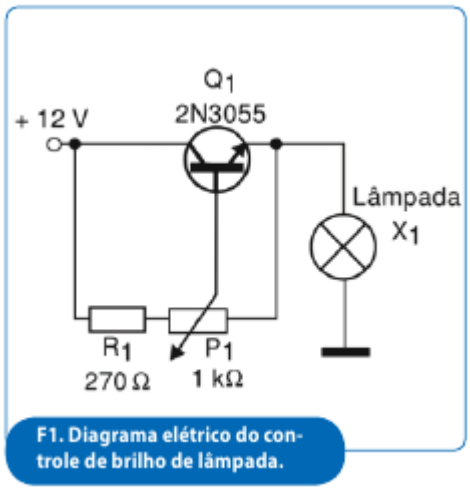
Dessa forma, a corrente que o transistor Q1 deixa passar para a carga pode ser ajustada por um potenciômetro comum que opera com uma corrente muito menor do que a exigida pela carga.

Basta, então, ligar este circuito em série com a carga (lâmpada do painel) e ajustar P1 para que a corrente e, portanto, o brilho da lâmpada, seja ajustado entre zero e o máximo.

Diversas lâmpadas podem ser ligadas em paralelo e controladas por este circuito, desde que a potência total não supere sua capacidade.

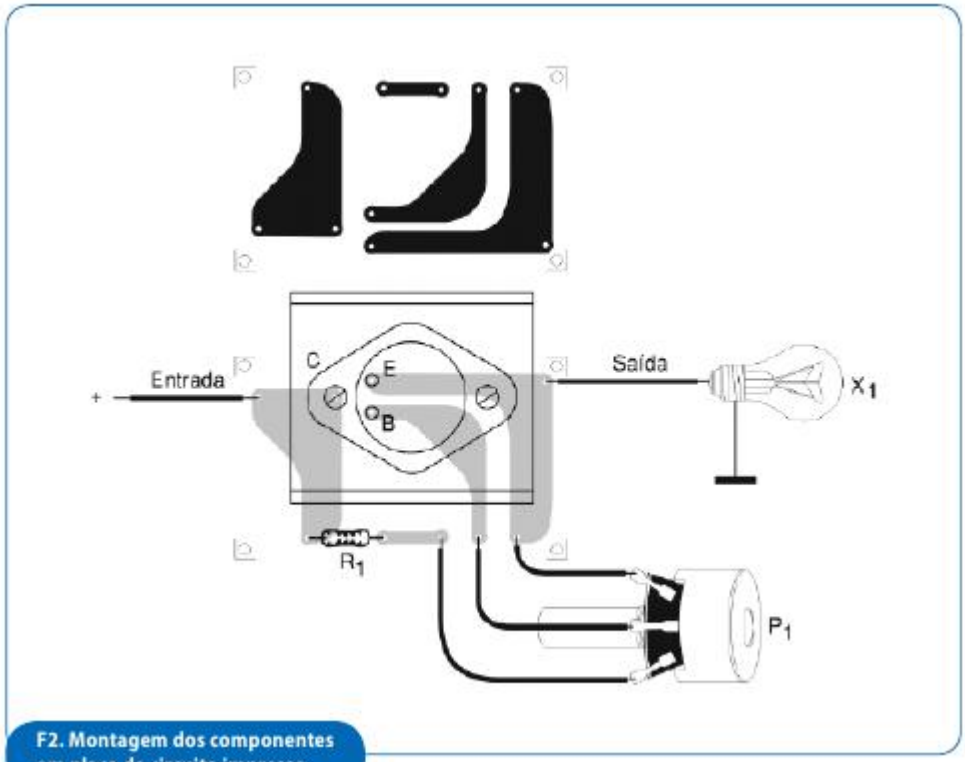
Montagem

Na **figura 1** temos o diagrama completo do controle de brilho para lâmpadas de painel.



F1. Diagrama elétrico do controle de brilho de lâmpada.

Uma pequena placa de circuito impresso serve de chassi para os componentes, conforme mostra a **figura 2.**



F2. Montagem dos componentes em placa de circuito impresso.

O transistor 2N3055 deve ser montado em um radiador de calor. Esse radiador pode ser de tipo comercial, ou feito com uma chapa de metal grossa dobrada em forma de “U”.

O resistor R1 deve ser de 1 W de dissipação e o potenciômetro é do tipo comum de fio.

Como o aparelho se destina a instalação sob um painel, podem ser usados fios longos para ligação ao potenciômetro, o qual pode ficar em algum ponto do painel.

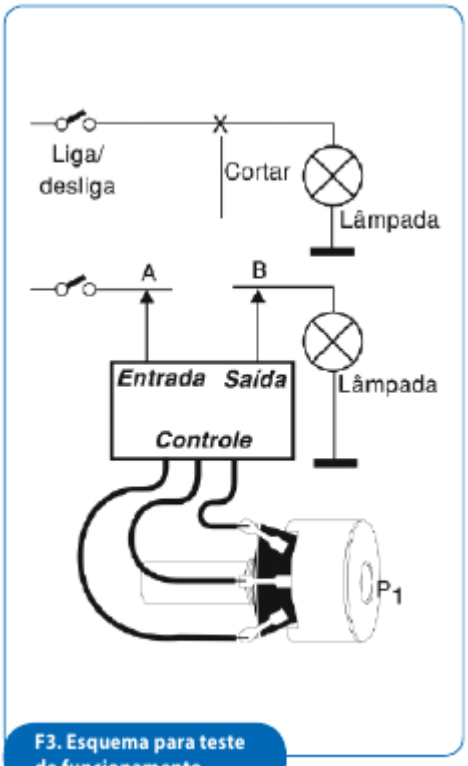
Recomenda-se que o montador utilize um potenciômetro com botão discreto de modo a não afetar a estética dos controles do painel, principalmente se o seu uso for automotivo.

Prova e Uso

O teste de funcionamento pode ser feito ligando-se o circuito a uma fonte e em série com uma lâmpada de qualquer tipo para 12 V (ou conforme a tensão de entrada do circuito onde o aparelho irá funcionar). Atuando-se sobre o potenciômetro, o brilho da lâmpada deve variar.

Comprovado o funcionamento, é só fazer a instalação. Para isso, descubra o fio que alimenta as lâmpadas do painel e interrompa-o. No lado que vem da bateria e chave que faz seu acionamento, ligue o ponto A do controle. No lado que vai às lâmpadas ligue o ponto B do circuito.

Na **figura 3** ilustramos como isso pode ser feito no caso da instalação num circuito em que já existam lâmpadas, mas sem o controle de brilho. **Observação**: Se a lâmpada fornecer o brilho máximo muito antes do cursor do potenciômetro atingir o final do seu giro, aumente o valor de R1.



F3. Esquema para teste de funcionamento.

Lista de Materiais

Q_1 - 2N3055 - transistor NPN de potência
R_1 – 270 ohms ou 330 ohms x 1W – resistor
P_1 - 1 k ohm - potenciômetro de fio

Diversos:
Radiador de calor para o transistor, fios, botão para o potenciômetro, solda etc.

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*

04/05/2012 16:24:49

Os Transistores: Saiba como transformá-los em ótimas soluções para problemas no "chão de fábrica"

A proposta deste artigo, porém, é tratar esse assunto sob outra óptica, isto é, analisar as possibilidades de soluções que esses componentes podem oferecer, e o mais importante: de modo simples.

Alexandre Capelli

Quando tratamos de "transistores" normalmente nos deparamos com literaturas técnicas densas e volumosas. Não é raro encontrarmos vários capítulos estudando somente sua polarização. Neste artigo, vamos começar lembrando alguns conceitos fundamentais e, no final dele, oferecer dez circuitos (já testados e aprovados em campo) que podem auxiliar o técnico ou engenheiro de aplicação na solução de problemas no "chão de fábrica".

Histórico

O transistor foi criado nos laboratórios da Bell Telephone, em dezembro de 1947. A "invenção" desse componente é atribuída a três cientistas: Bardeen, Brattain e Shockley (chefe da equipe). O primeiro transistor concebido pela Bell foi o de contato ("point-contact"). Na verdade, esse transistor surgiu por acaso durante os estudos de superfícies em torno de um diodo de ponta de contato e seu nome foi derivado das suas características intrínsecas: "resistor de transferência" (transfer + resistor).

A descoberta desse dispositivo foi mantida em segredo até 1948, razão pela qual, até hoje alguns historiadores confundem-se com a real data da sua criação. Shochley aperfeiçoou seu projeto e desenvolveu o transistor de junção, similar aos bipolares atuais. Em 1953 esse transistor já era utilizado em toda a Europa, e o seu tipo mais famoso foi o CK 722, da empresa Raytheon. Na mesma época, a Philips holandesa dominou cerca de 95% do mercado europeu através da série "OC".

Os primeiros transistores eram feitos de germânio, um semicondutor metálico; porém em 1955 iniciou-se a comercialização dos transistores de silício. Com essa nova tecnologia o preço do transistor caiu, pois o silício (ao contrário do germânio) é um mineral abundante na natureza. A Texas Instruments foi uma das pioneiras no desenvolvimento dessa técnica, lançando tipos conhecidos na época como as séries "90C" e "2S" Com a queda. do preço do transistor sua utilização se popularizou, o que causou uma verdadeira revolução tecnológica. Tal revolução só se repetiria com o desenvolvimento dos circuitos integrados no final da década de 60.

Na **figura 1** podemos ter uma breve ideia da evolução tecnológica. À esquerda temos uma válvula tríodo da década de 30, e no meio um transistor de sinal (meados da década de 70) em encapsulamento TO-92 (esse transistor substitui válvulas como essa). E à direita o mesmo transistor em SMD (década de 90).



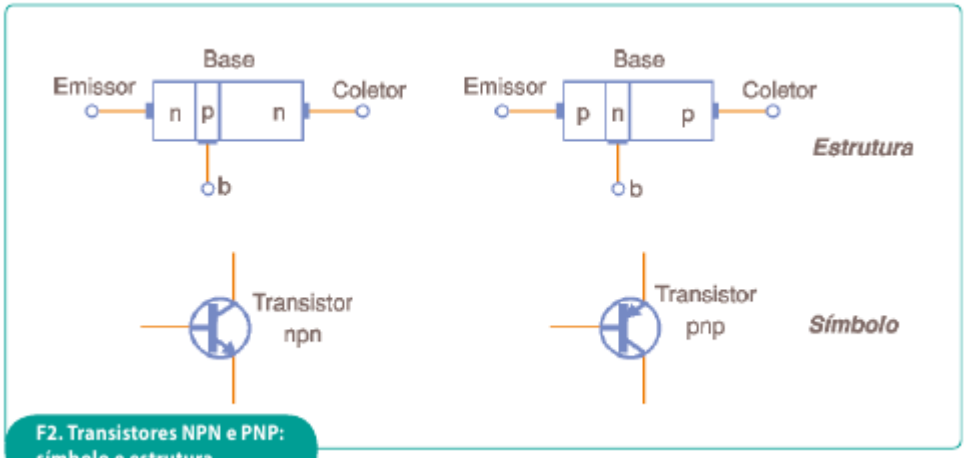
F1. Evolução tecnológica da válvula ao transistor.

Tipos de Transistores

Podemos encontrar no mercado uma vasta gama de tipos de transistores. Neste artigo, porém, analisaremos apenas os mais comuns. São eles: os bipolares, os de efeito de campo e os IGBTs.

Transistores Bipolares

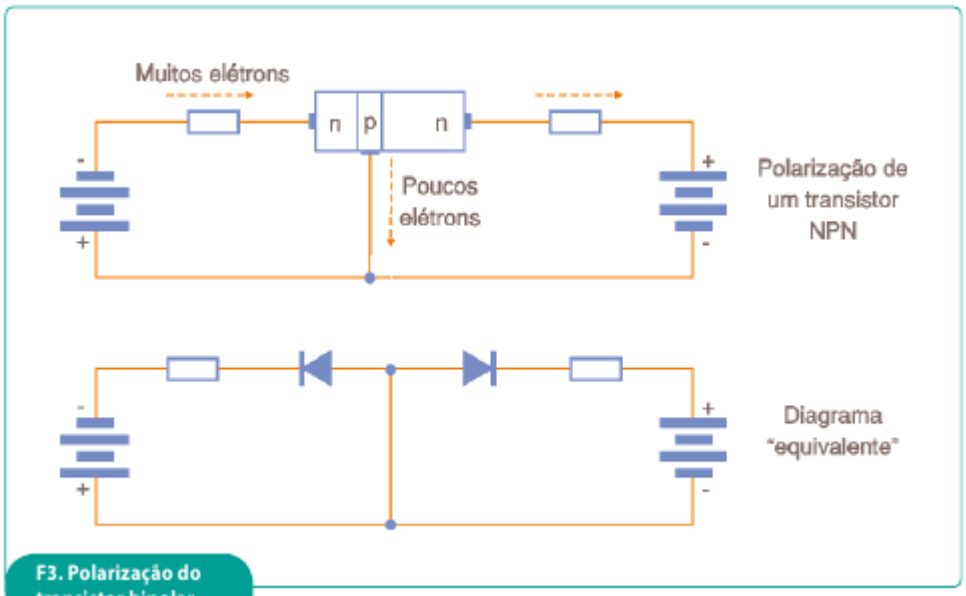
Os transistores bipolares são ainda os mais utilizados na eletrônica contemporânea, embora haja uma tendência à sua substituição pelos de efeito de campo. O nome “bipolar” é atribuído a esse dispositivo devido a sua estrutura. Conforme podemos observar na **figura 2**, esse componente é formado por uma sequência de 3 elementos de diferentes polaridades. A sequência, por sua vez, pode gerar dois tipos de transistores bipolares: NPN ou PNP.



F2. Transistores NPN e PNP: símbolo e estrutura.

Polarização

O transistor, na essência, é um amplificador de corrente elétrica. Através de uma pequena corrente de base (corrente de excitação ou de polarização), controla-se uma corrente maior entre coletor e emissor. Na **figura 3** podemos observar essa dinâmica, tomando como exemplo um transistor NPN. É importante notar que os sentidos das correntes são reais, visto que estamos fazendo uma análise física. Para um transistor PNP, o raciocínio é análogo, porém, com todos os sentidos invertidos.

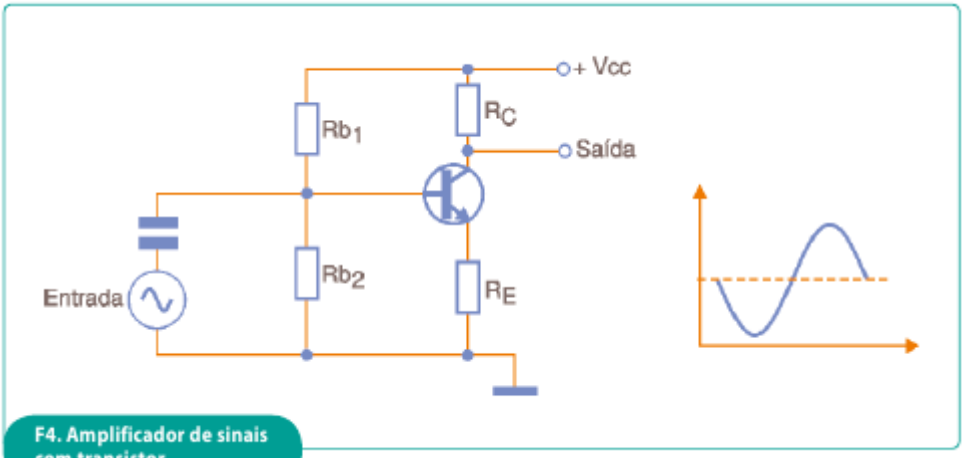


F3. Polarização do transistor bipolar.

Tipos de polarização

Quando falamos em polarização de transistores, a primeira ideia que passa pela mente da maioria dos leitores é a de uma quantidade enorme de cálculos teóricos. Mas, será que não há um modo mais simples e prático de fazer essa tarefa? Primeiramente temos que entender quais são as duas principais modalidades de funcionamento de um transistor: como amplificador ou como chave.

Quando um transistor funciona como amplificador, dizemos que ele está operando na região linear ou ativa. Podemos entender melhor esse conceito vendo o exemplo da **figura 4**. Trata-se de um amplificador de sinal feito com um único transistor. Notem que, por estar na região linear, a senoide não sofre deformações. Isso significa que, na saída do circuito, a faixa de tensão estará sempre em um intervalo da tensão de alimentação, ou seja:

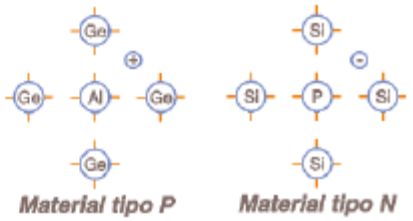


F4. Amplificador de sinais com transistor.

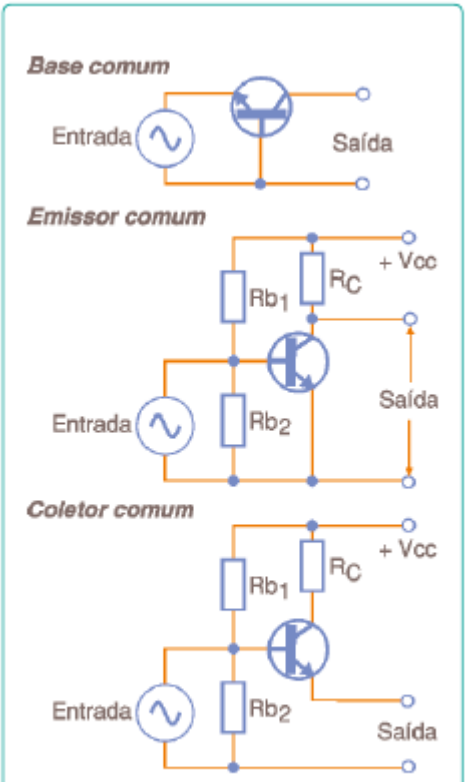
$$0 < V_s < V_{cc}$$

Formação dos elementos P e N

Para formar-se um elemento "P" ou "N", utilizamos uma técnica chamada "dopagem". Uma barra de material semicondutor puro é fundida a uma impureza. Por exemplo, uma barra de silício ou germânio (material semicondutor puro) agregado a átomos de fósforo. Nesse caso, como o fósforo é pentavalente (tem excesso de elétrons na última camada), o material formado é do tipo N (negativo). Outro exemplo seria "doparmos" a mesma barra, porém com átomos de alumínio. O alumínio por ser trivalente (faltam elétrons na última camada), torna o material em um elemento tipo P (positivo). Cabe lembrar que as impurezas são agregadas ao semicondutor em pequenas quantidades.



Existem várias configurações e classes de amplificadores possíveis para um transistor. Entretanto, como nosso foco é a eletrônica industrial, não abordaremos o tema de classes de amplificadores. Quanto às configurações, podemos encontrar três tipos: base comum, coletor comum ou emissor comum. Conforme o próprio nome sugere, o terminal comum à entrada e à saída do sinal determina qual é a configuração **(figura 5).**



F5. Configurações básicas.

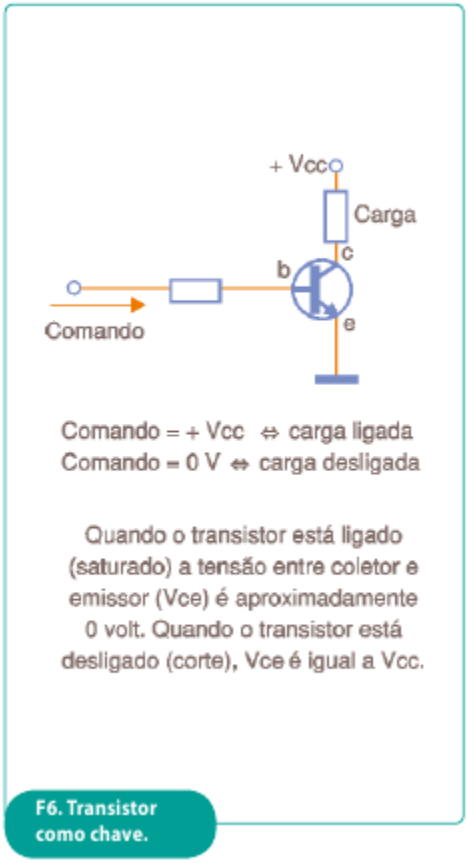
Qual a melhor?

Depende de cada aplicação e das necessidades do projeto. A **tabela 1** mostra as características de cada uma. Ao contrário do circuito amplificador, que opera na região linear, o circuito "chave" opera sempre no corte ou na saturação. Isso significa que, quando utilizamos um transistor como chave, a tensão na saída do circuito ou é +VCC ou zero volt (exatamente como uma chave eletrônica).

Configuração	Características			
	Ganho de Corrente	Ganho de Tensão	Impedância de Entrada	Impedância de Saída
Emissor Comum	Elevado	Elevado	Média	Alta
Base Comum	< 1	Elevado	Baixa	Alta
Coletor Comum	Elevado	≤ 1	Muito Elevada	Muito Baixa

T1. Amplificador de sinais com transistor.

Quando a tensão de saída é +VCC, dizemos que o transistor está saturado, e quando é 0 V, dizemos que está em corte. A **figura 6** mostra um exemplo utilizando um transistor NPN.



F6. Transistor como chave.

Agora que já conhecemos as duas principais filosofias de funcionamento de um transistor, podemos analisar as regras práticas da sua polarização, certo? Ainda não! Antes vamos relembrar três conceitos básicos de um transistor: ganho, curva característica e reta de carga.

Ganho de um transistor

O ganho de um transistor é o parâmetro que determina sua capacidade de amplificação. Esse parâmetro é conhecido como **b** ou hFE. Em termos práticos, o b é a razão entre a corrente de coletor e a de base.

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}$$

Por exemplo, caso um transistor apresente um b = 100 e a sua corrente de base seja igual a 5 mA, significa que a corrente de coletor será 500 mA ou 0,5 A.

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \rightarrow 100 = \frac{I_C}{5}\,mA \rightarrow$$
$$I_C = 500\,mA \quad ou \quad 0{,}5\,A$$

É importante ressaltar que o ganho de um transistor é uma característica intrínseca a cada peça, e não ao tipo. Por exemplo, um transistor BC548 pode ter um b = 250, e outro BC548 um b = 180. Por essa razão, os fabricantes colocam na folha de características de cada família de transistores o ganho mínimo. Assim, um BC548, por exemplo, tem um ganho mínimo de 150 (b = 150). Isso quer dizer, embora haja diferentes peças, nessa família não haverá nenhum com ganho inferior a 150. O que vier a mais é lucro! Outro parâmetro relacionado ao ganho é o parâmetro a. Esse parâmetro é a razão entre a corrente de coletor e emissor.

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E}$$

Na prática, esse valor é ligeiramente menor do que 1, porém, para ganhos (b) iguais ou superiores a 100, consideramos que a corrente do emissor é igual a de coletor. Portanto, a = 1. Podemos estabelecer para fins de cálculos, uma relação matemática entre a e b, conforme vemos a seguir:

$$I_E = I_C + I_B$$

Corrente de emissor é igual a soma da corrente de base com a de coletor. Dividindo tudo por Ic, temos:

$$\frac{I_E}{I_C} = 1 + \frac{I_B}{I_C}$$

Porém:

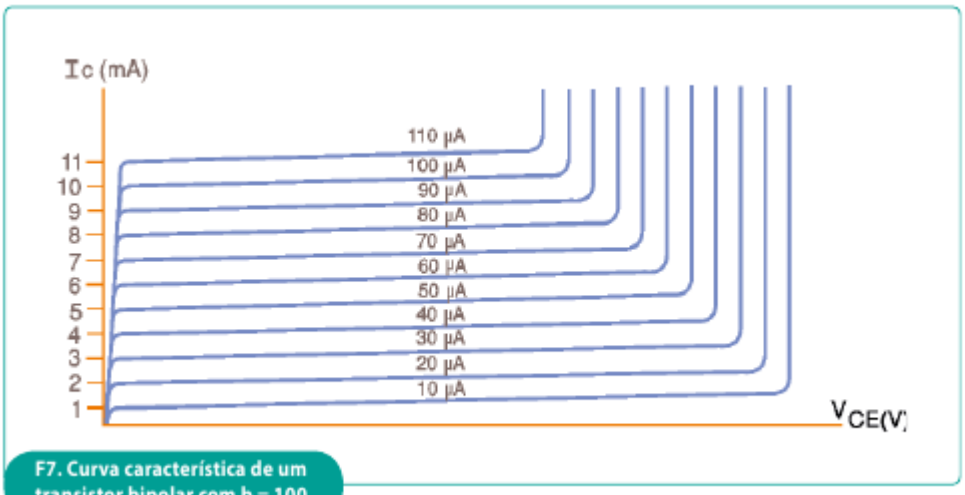
$$\frac{I_B}{I_C} = \frac{1}{\beta},\ \frac{I_E}{I_C} = \frac{1}{\alpha}$$

Então :

$$\frac{1}{\alpha} = 1 + \frac{1}{\beta} \quad ou \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$$

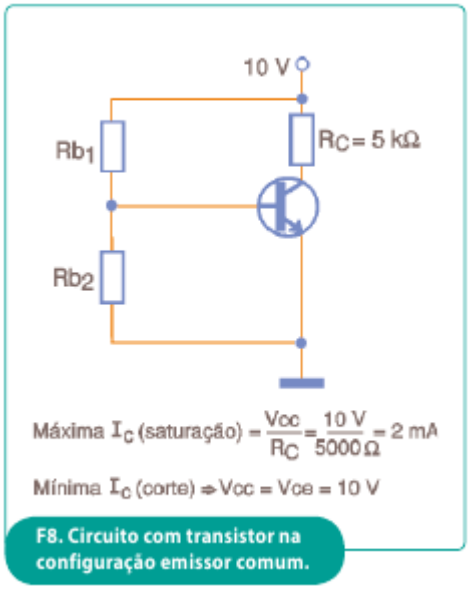
Curva característica e reta de carga

Todo componente eletrônico tem seu compor tamento determinado segundo uma curva característica. O transistor não é exceção. A **figura 7** exibe um exemplo para um transistor com b = 100. Notem que para cada corrente de base, temos uma correspondente para o coletor.



F7. Curva característica de um transistor bipolar com b = 100.

Utilizando essa curva, e através de uma reta de carga, podemos definir as regiões de trabalho. Novamente, vamos usar um exemplo prático. A **figura 8** mostra um circuito com um transistor ligado na configuração de coletor comum. Para definirmos as regiões de trabalho, vamos fazer uma sobreposição entre sua curva característica e a reta de carga a ser definida.



F8. Circuito com transistor na configuração emissor comum.

Para traçarmos uma reta necessitamos de, no mínimo, dois pontos. Os pontos que escolhemos para a reta de carga são “estratégicos” O ponto superior é o de máxima corrente:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C}$$

Caso tivéssemos outro resistor de emissor:

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

Já o ponto inferior é o de corrente nula, isto é: Vce (tensão entre coletor e emissor) = Vcc (tensão de alimentação). No exemplo da figura 8, teremos:

$$I_C = \frac{10V}{5000\Omega} = 2mA \quad e \quad V_{CE} = 10V$$

Fazendo a sobreposição da curva característica sobre a reta de carga **(figura 9)** teremos a região útil de operação. Agora sim, vamos aos “macetes”.



F9. Reta de carga de um transistor bipolar.

Polarizando um transistor sem correr o risco de distorcer o sinal de entrada

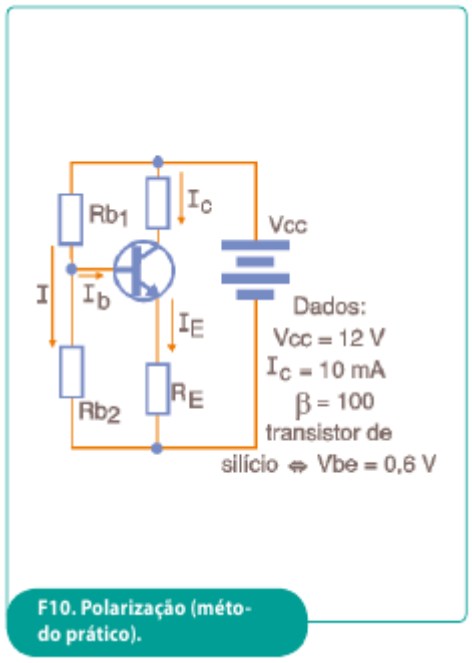
Fazendo algumas aproximações podemos projetar um circuito de polarização de transistores na região linear sem muitos cálculos, e com uma performance muito boa. Vamos às regras:

Para trabalhar na região linear escolha transistores com ganho mínimo igual a 100 (b ≥ 100).

Faça com que a corrente de polarização da base (I) seja igual a 10% da corrente de coletor.

$$I = 10\% I_C = 0{,}1\, I_C$$

Exemplo: A **figura 10**, mostra nosso circuito-alvo. Nele, temos de calcular todos os componentes periféricos ou seja: Rb1, Rb2, RC e RE.



F10. Polarização (método prático).

Cálculo de RE

Seguindo as regras, temos:

$$V_{RE} = 10\% V_{CC} \rightarrow$$
$$V_{RE} = 0{,}1 \cdot 12 = 1{,}2\,V$$

Pela lei de Ohm:

$$V_{RE} = I_E \cdot R_E \rightarrow R_E = \frac{V_R V_E}{I_E}$$

Como b ≥ 100, IE = IC, portanto:

$$R_E = \frac{V_R V_E}{I_C} = \frac{1{,}2}{10x10^{-3}} = 120\,\Omega$$

Cálculo de I

Corrente de polarização.

$$I = 10\% I_C \rightarrow I = 0{,}1 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 1\,mA$$

Cálculo de Rb2.

$$R_{b2} = \frac{V_{BE} + V_R V_E}{I}$$

VBE = tensão base-emissor **Obs.**: Como o transistor é de silício, consideramos VBE constante e igual a 0,6V. Caso fosse de germânio, esse valor seria 0,3 V.

$$R_{b2} = \frac{0{,}6 + 1{,}2}{1 \cdot 10^{-3}} = 1{,}8\,k\Omega$$

Cálculo de Rb1.

$$V_{CC} = R_{b1} \cdot I + R_{b2} \cdot I$$
$$R_{b1} = \frac{V_{CC} - R_{b2} \cdot I}{I}$$
$$R_{b1} = \frac{V_{CC}}{I} - R_{b2}$$
$$R_{b1} = \frac{12}{1 \cdot 10^{-3}} - 1{,}8 \cdot 10^{-3} = 10{,}2\,k\Omega$$

Obs.: Para fins práticos, adotaríamos esse resistor como 10 kohms (valor mais próximo encontrado no mercado).

Cálculo de RC.

$$V_C = 50\,\% V_{CC} \rightarrow V_C = 6\,V$$

$$R_C = \frac{0{,}5 \cdot V_{CC}}{I_C} = \frac{6}{10 \cdot 10^{-3}} \rightarrow$$

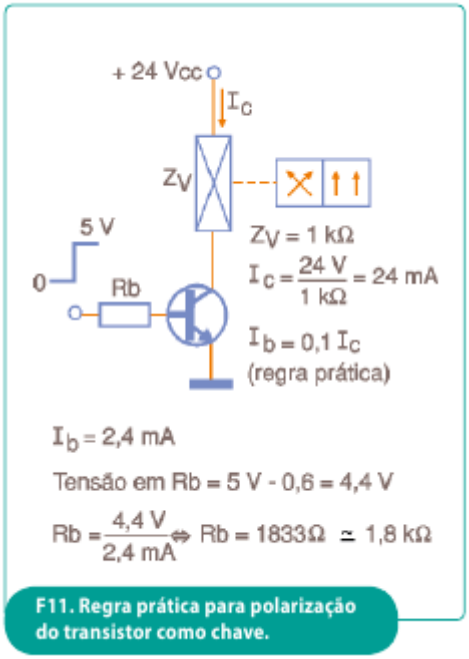
$$R_C = 600\,\Omega$$

Adotando esses valores o circuito estará, com certeza, na região ativa (ou linear).

Polarizando um transistor como chave sem aquecê-lo

A aplicação mais frequente do transistor no ambiente industrial (e atualmente até nos eletrodomésticos) é na função de chave. Na verdade, o transistor funciona como uma chave estática, pois, como não possui partes móveis, pode operar em alta velocidade. Essa aplicação é típica quando necessitamos de uma interface entre o circuito de comando e o de "força".

A **figura 11** ilustra um transistor nessa situação onde temos uma tensão de comando e, como carga, uma válvula eletropneumática.



F11. Regra prática para polarização do transistor como chave.

Regra única: Adote a corrente de base como 10% da corrente de coletor. No exemplo, temos:
• Impedância da bobina da eletroválvula: 1 kW;
• Vbe: 0,6 V (transistor de silício);
• Tensão de comando: 5 V.

Determinação de Rb

Ora, como o transistor está como chave, a tensão entre coletor/emissor ou é zero ou é 5 Vcc (saturação ou corte, respectivamente). Como não é possível fazer os cálculos no corte, utilizaremos a condição de saturação. Portanto, segundo a regra:

$$I_B = 10\,\% I_C$$

$$I_C = \frac{24\,V}{1000\,\Omega} = 24\,mA$$

$$I_B = 0{,}1 \cdot 24\,mA = 2{,}4\,mA$$

Tensão sobre RB:

$$VR_B = 5\,V - 0{,}6\,V$$

Portanto:

$$R_B = \frac{5\,V - 0{,}6\,V}{2{,}4\,mA} = 1833\,\Omega$$

Valor comercial mais próximo = 1k8 W

Transistores de Efeito de Campo

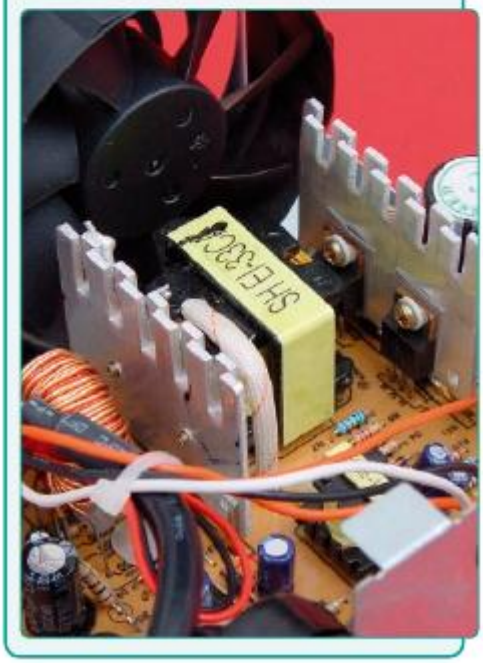
Embora as soluções práticas que apresentamos ainda neste ar tigo tenham sido concebidas com transistores bipolares, dependendo da necessidade, poderiam ser modificados para transistores FET, ou até IGBTs. Portanto, antes de apresentá-las, vale a pena explorar alguns conceitos sobre essas famílias.

Imaginem a seguinte situação: Você finalmente encontrou o emprego dos seus sonhos. Sua contratação agora, depende apenas de uma última entrevista. Chegando o dia, o Engenheiro Chefe da Engenharia (departamento onde você irá trabalhar) inicia a entrevista da seguinte forma: “Diga, em poucas palavras, a principal diferença entre o transistor de efeito de campo e o bipolar.” E eu pergunto: “O emprego seria seu, ou não?”

A resposta a essa pergunta é clara e objetiva: o transistor bipolar é excitado por corrente, e o FET (Field Efect Transistor, ou transistor de efeito de campo) por tensão. Cuidado! Respostas como: “Um é de baixa impedância, e outro é de alta” “O bipolar é mais rápido, do que o FET” “O FET dissipa menos, energia” “O FET tem dreno, fonte e gate., O bipolar tem base, coletor e emissor”, entre outras, embora sejam afirmações verdadeiras, não refletem a diferença no princípio de funcionamento. Elas são apenas características de uma ou outra família.

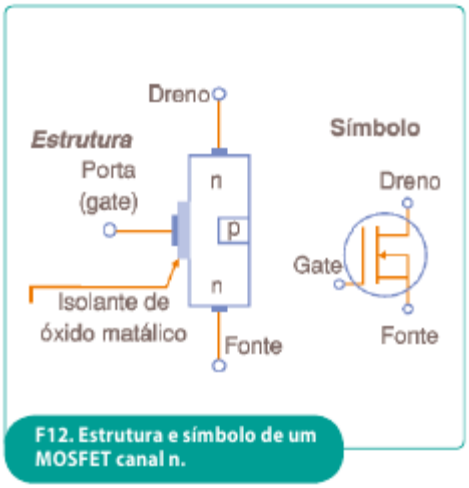
Pares casados

Algumas aplicações de transistores como chaves podem ser críticas. A fonte chaveada é um exemplo. Como a carga é o primário de um transformador (carga indutiva), e a velocidade de operação é relativamente alta (30 kHz), as características dos dois transistores chaveadores devem ser muito próximas (principalmente o ganho e velocidade de transição). Caso contrário, um (ou ambos) pode sobreaquecer-se, diminuindo o rendimento e a vida útil da fonte. Para evitar esse fenômeno, utilizamos "pares casados". Esses pares são selecionados de modo a apresentar características eletrônicas semelhantes. Os pares casados podem ser obtidos diretamente do fabricante, ou selecionados através de um traçador de curvas.



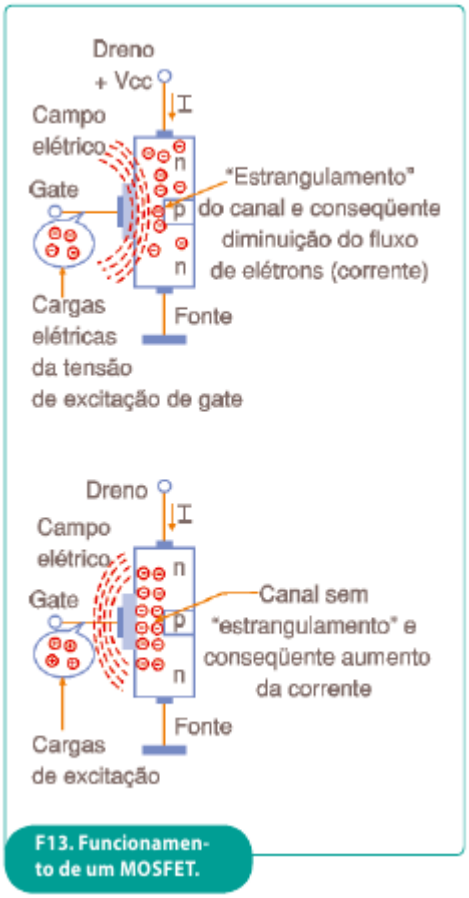
Diferença entre as excitações por tensão e por corrente

Os transistores FET atuais possuem o seu terminal de controle (gate) isolado em relação a estrutura do componente. Essa tecnologia não é recente, porém, é utilizada até hoje e trata-se do MOS FET. MOS significa Metal Oxide Semiconductor, ou semicondutor de óxido de metal. A **figura 12** mostra a estrutura desse componente.



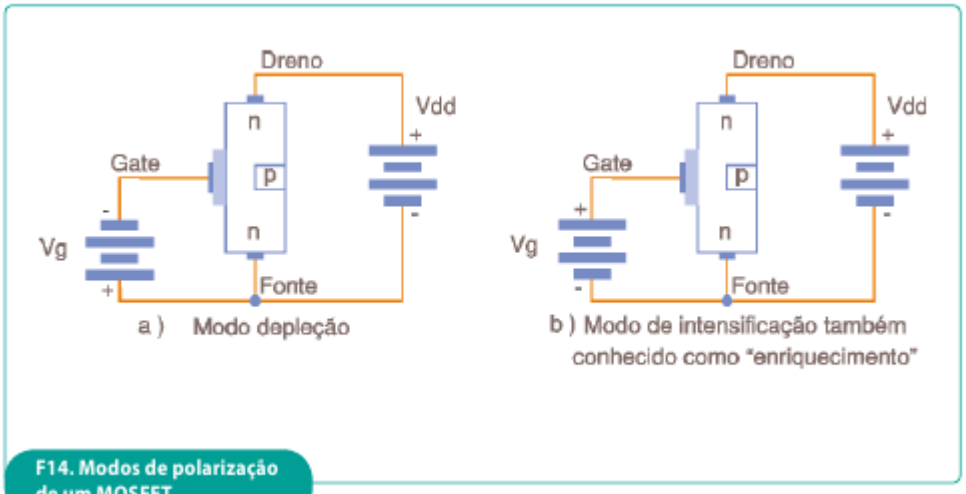
F12. Estrutura e símbolo de um MOSFET canal n.

Notem que existe um canal principal, e o fluxo de elétrons (corrente elétrica) que passa por ele é controlado através de um campo elétrico formado ao seu redor. O campo elétrico, por sua vez, é aplicado através do gate, e faz o papel equivalente a base do transistor bipolar. O princípio de funcionamento é simples. Quanto maior o campo elétrico, menor é a intensidade de corrente entre dreno e fonte, pois o "estrangulamento" é maior. O campo elétrico gerado pode "estrangular" o canal através de repulsão dos elétrons, ou alargá-lo, através de sua atração. Isso depende apenas da polaridade da tensão de controle aplicada ao gate. É por essa razão que o FET é um transistor excitado por tensão, pois ele controla uma corrente entre dreno e fonte através de um campo elétrico gerado através da d.d.p. do gate **(figura 13).**



F13. Funcionamento de um MOSFET.

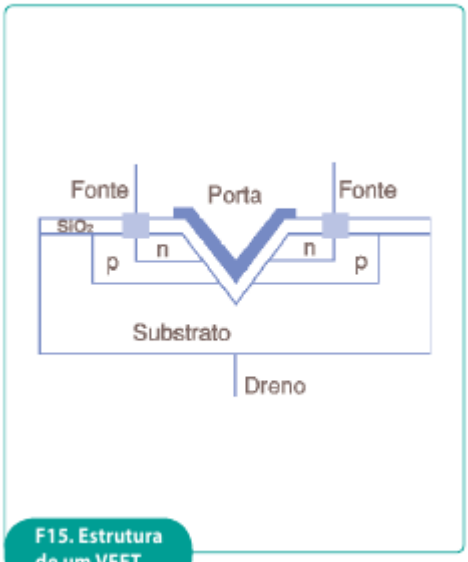
Quando estreitamos o canal através de uma tensão negativa, dizemos que o MOSFET está operando no modo de "depleção" **(figura 14a)**. Quando "alargamos" o canal através de uma tensão positiva do gate, dizemos que o MOSFET está operando no modo de intensificação **(figura 14b)**.



F14. Modos de polarização de um MOSFET.

Antes dos MOSFETs existia o JFET (transistor de efeito de campo de junção), onde o terminal de gate era "fundido" no canal principal. Sendo assim, sua impedância de entrada era menor, pois o terminal gate não era isolado. Esses transistores, entretanto, não são mais utilizados.

Existem vários tipos de MOSFET no mercado, sendo que a última tecnologia desse componente foi o VFET. Conforme podemos observar na **figura 15**, o terminal de gate tem formato em "V", o que permite que o dispositivo opere em potências maiores. O VFET, por sua vez, foi precursor de outras tecnologias: o transistor IGBT, e o Cool MOS.



F15. Estrutura de um VFET.

O Cool MOS (já abordado em artigos anteriores) foi desenvolvido pela Infineon, e trata-se de um transistor de efeito de campo muito utilizado em fontes chaveadas. Essa aplicação é ideal devido as suas características de baixa dissipação de energia (poucas perdas) e sua baixa resistência em estado de "ligado" (baixa Rdson).

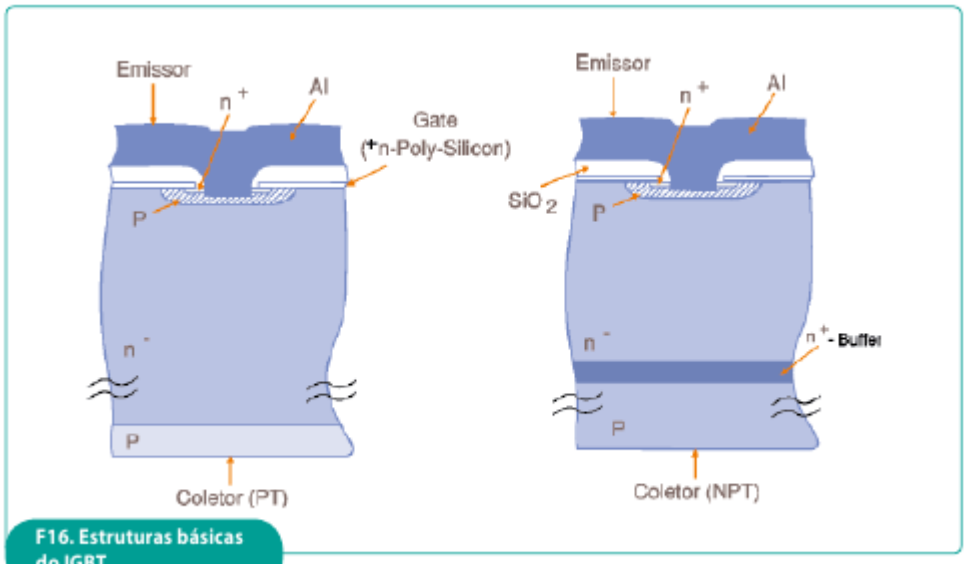
IGBT

Embora o transistor de efeito de campo tenha algumas vantagens sobre o bipolar (alta impedância de entrada, melhor rendimento, etc.), em alguns pontos, o bipolar tem melhor performance. Como exemplo, podemos citar: pode trabalhar com potências maiores, é mais rápido, e apresenta menor resistência entre coletor e emissor quando em saturação.

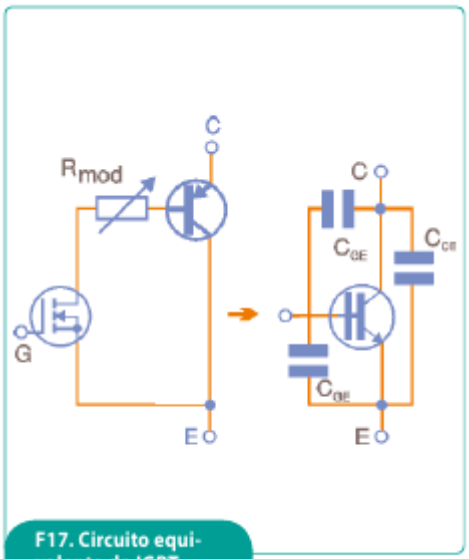
Para unir os pontos fortes do FET e do bipolar em um único componente, criou-se o IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor, ou transistor bipolar de gate isolado).

O IGBT, como o próprio nome diz, é um transistor híbrido, isto é, o terminal de controle (gate) é isolado do canal principal. Essa é uma característica típica do MOSFET, porém seu canal é concebido como um transistor bipolar, cujos terminais são o coletor e o emissor.

A estrutura interna do IGBT pode ser vista na **figura 16**, já através da **figura 17** podemos entender melhor seu princípio de funcionamento. Observem que o circuito equivalente do IGBT possui um MOSFET como driver excitador, mas o canal de potência é feito através de um transistor bipolar.



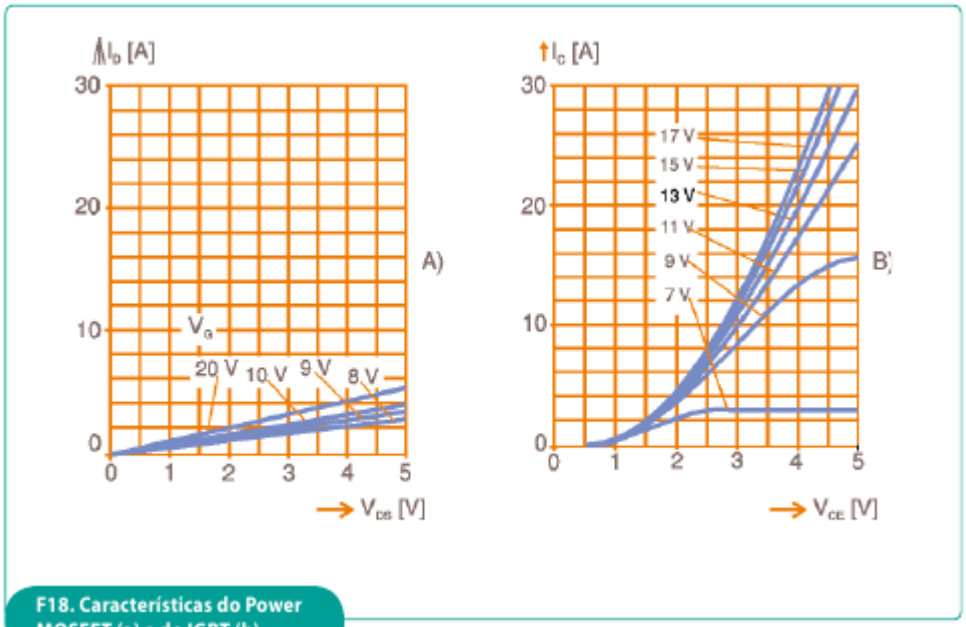
F16. Estruturas básicas do IGBT.



F17. Circuito equivalente do IGBT.

Essa tecnologia atribui duas características especiais ao IGBT: alta impedância de entrada, e capacidade de trabalho com grandes potências em frequências elevadas. Isso o torna ideal para circuitos inversores, tais como inversores de frequências e fontes chaveadas.

A **figura 18** exibe um comparativo dinâmico entre um MOSFET de potência e um IGBT. Notem que, por apresentar menor resistência em estado “on” ele permite o chaveamento de, altas correntes.



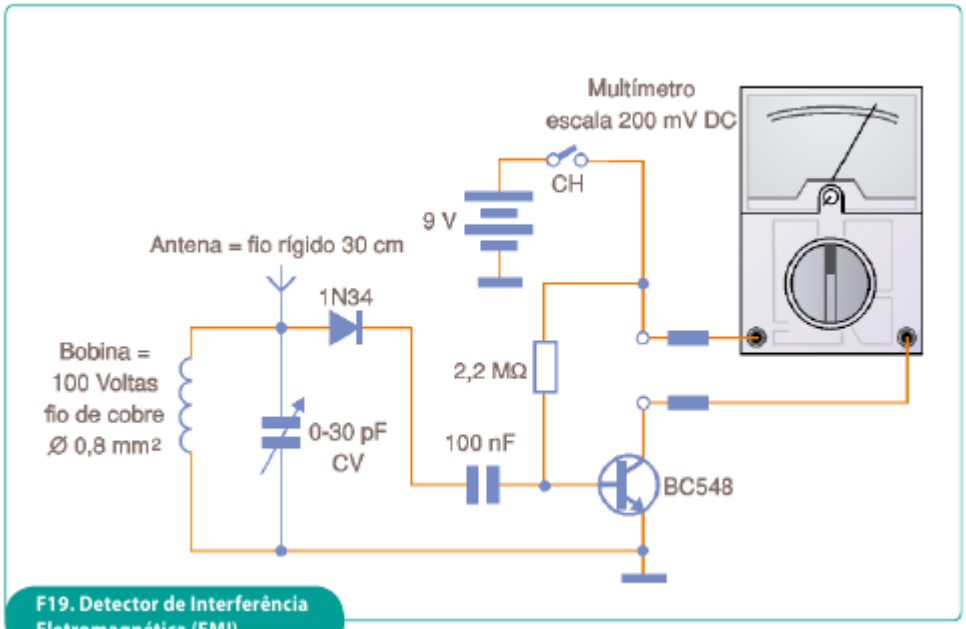
F18. Características do Power MOSFET (a) e do IGBT (b).

Soluções Práticas

A seguir, vamos propor dez soluções (montagens) práticas que podem ser úteis para problemas em campo. É bom lembrar que a performance de cada uma delas depende de cada caso, mas com certeza, elas podem ser alteradas e otimizadas em vista da situação.

1º Projeto: Detector de EMI

Muitas máquinas geram EMI em um nível acima do tolerável por equipamentos de processamento de dados e automação. Esse circuito é capaz de fornecer uma ordem de grandeza dessas interferências. Veja a **figura 19**.



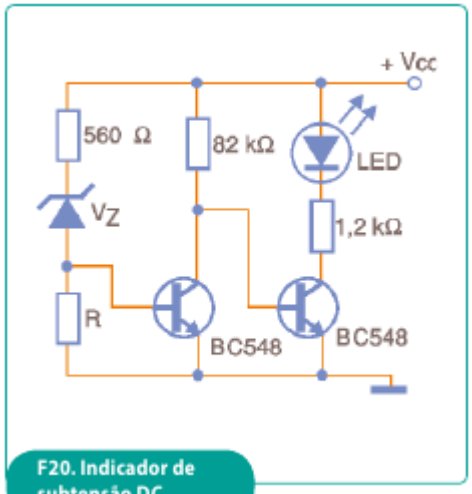
F19. Detector de Interferência Eletromagnética (EMI).

O circuito é um pequeno receptor de radiofrequência que opera na faixa de 300 kHz a 1800 kHz. A maior parte da EMI industrial ocupa esse espectro de frequência.

A diferença básica de um receptor convencional é que no lugar do alto-falante, colocamos um multímetro na escala de mV (DC). Uma vez aproximado ± 1 m da fonte interferente, ajustamos o capacitor variável para a maior tensão do multímetro. Feita essa calibração, o dispositivo está pronto para operar.

2º Projeto: Indicador de Subtensão (DC)

Muitos equipamentos de automação (CNCs, CLPs, etc.) entram em “CPU-STOP” caso as tensões de barramento DC caiam abaixo de determinado nível. O circuito da **figura 20** é um indicador de subtensão. O valor determinado (24 VCC, 5 VCC ou 12 VCC) depende do zener. Para a escolha do resistor R, basta seguir o cálculo:



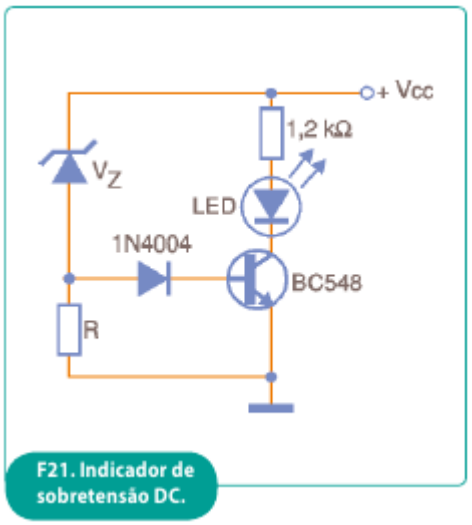
F20. Indicador de subtensão DC.

$$R = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_Z} - 560$$

IZ = corrente de zener mínima (determinada pelo fabricante). Esse circuito pode ativar um alarme, ou ainda acionar um botão de emergência. Basta para isso substituir o LED pelo dispositivo desejado (buzzer, relé etc).

3º projeto: Indicador de sobretensão DC

Assim como a subtensão pode causar o “travamento” da CPU, a sobre tensão pode queimar os dispositivos. O circuito da **figura 21** é análogo ao da primeira, e indica a sobretensão no barramento DC. Para cálculo de R, temos:



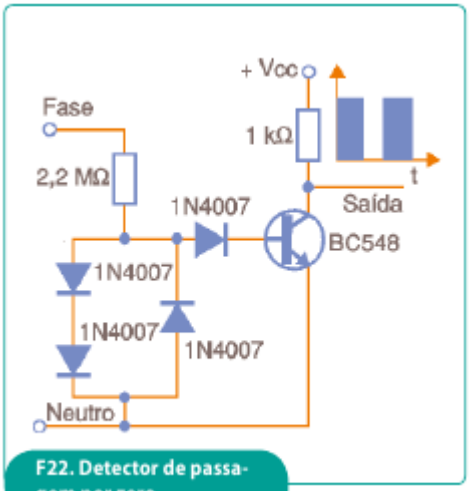
F21. Indicador de sobretensão DC.

$$R = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_Z}$$

4º Projeto: Detector de passagem por zero

Os circuitos detectores de passagem por zero de uma tensão senoidal (“zero crossing”)servem para gerar sincronismo, e são muito utilizadas em controle da potência. O esquema da **figura 22** é uma sugestão para

fazer essa tarefa utilizando um único transistor (BC 548) NPN de baixa potência. O circuito gera um pulso de 5 Vcc a cada 8,33 ms.

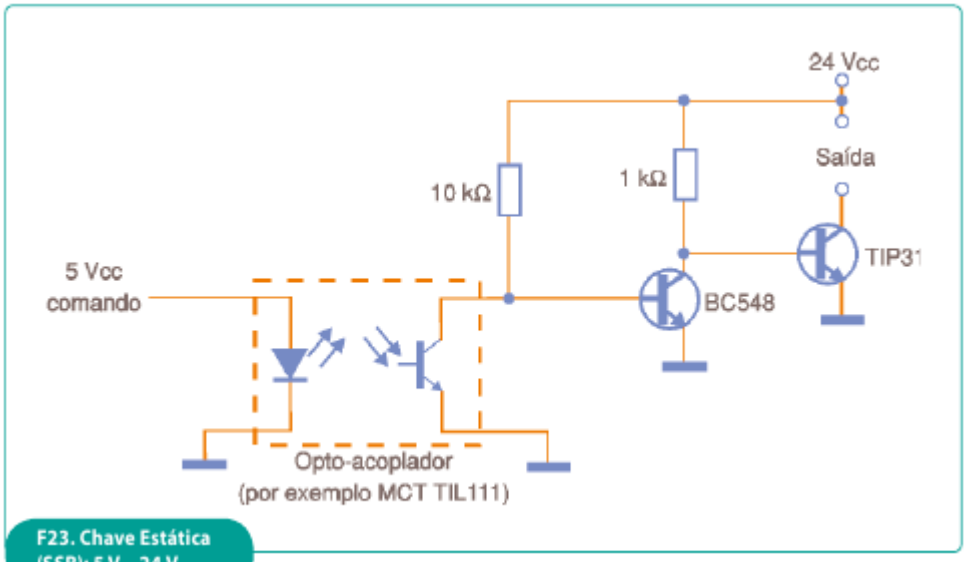


F22. Detector de passagem por zero.

5º Projeto: Chave Estática (SSR) 5 V – 24 V

A chave estática (Solid State Relay) é muito utilizada tanto em AC como CC. Esse dispositivo funciona como uma interface entre o estágio de comando e o de potência.

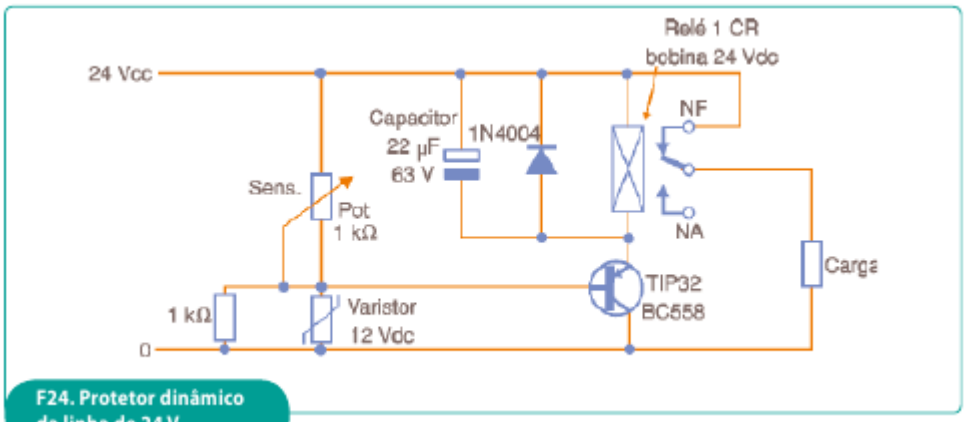
O circuito da **figura 23** é uma SSR que faz a interface entre o circuito de comando (proveniente de um PC, CLP ou CNC) de 5 Vcc, e os relés ou eletroválvulas de 24 Vcc. Trata-se apenas de uma configuração Darlington, isolada através de um optoacoplador.



F23. Chave Estática (SSR): 5 V – 24 V.

6º Projeto: Protetor dinâmico de linha de 24 volts.

Descargas atmosféricas, ou “Spikes” (picos repentinos de tensão) podem danificar os equipamentos conectados a linha 24 Vcc de máquinas automatizadas. O circuito da **figura 24** atua desligando a carga toda vez que transientes como esses ocorrem. O potenciômetro serve de ajuste de sensibilidade.



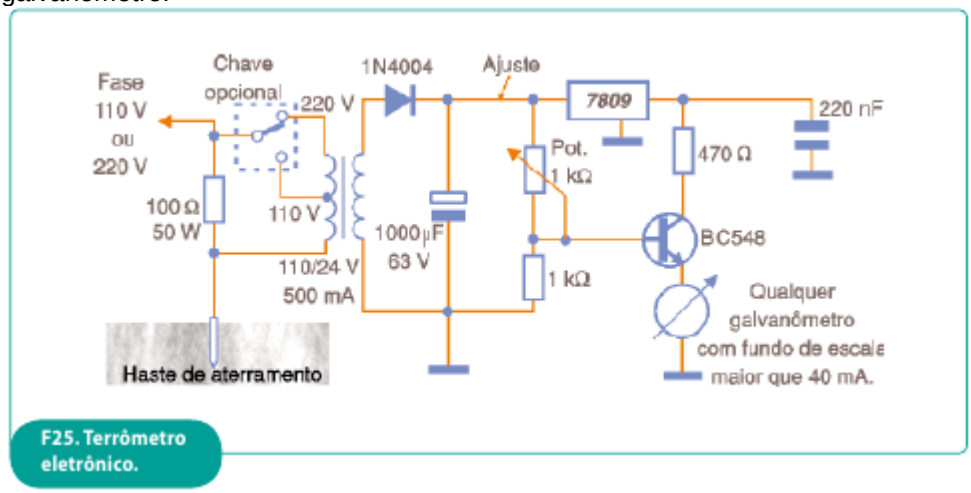
F24. Protetor dinâmico da linha de 24 V.

7º Projeto:
Terrômetro Eletrônico

Verificar o aterramento na planta industrial do cliente costuma ser uma das “dores de cabeça” do técnico de campo. A dificuldade, geralmente, é atribuída ao piso do imóvel. A maioria dos terrômetros comerciais necessitam de hastes de referência para funcionar.

Espetando hastes de referência em um piso de concreto

O circuito da **figura 25** não utiliza haste de referência. Através da queda de tensão no resistor de 100 W/50 W, recolhemos uma tensão de referência que, após amplificada, indica o estado da terra em um galvanômetro.



F25. Terrômetro eletrônico.

O potenciômetro serve como calibrador. Para calibrar o sistema, meça um terra já conhecido e ajuste o dispositivo. A chave de entrada é opcional, visto que ele opera automaticamente tanto em 110 V como 220 V. Porém, se ajustada para 220 V, o terrômetro pode trabalhar com redes de 380 VCA.

8º Projeto: Sensor de umidade

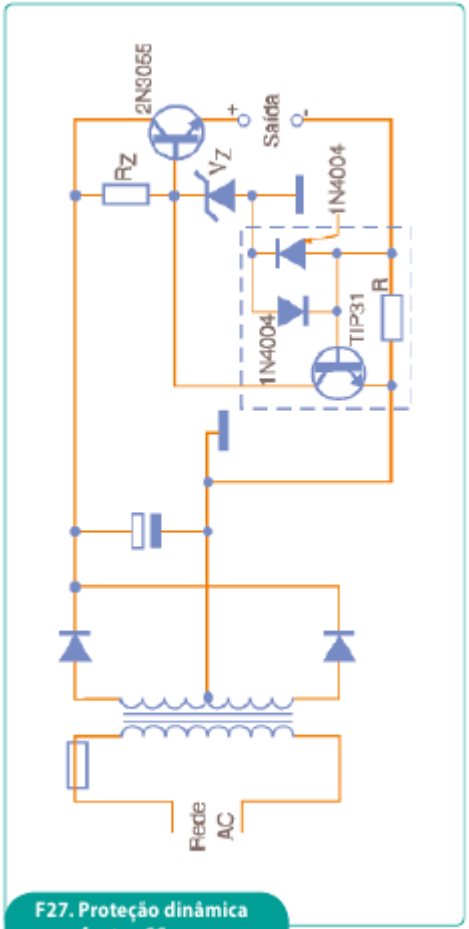
Podemos encontrar no mercado sensores de umidade já prontos, mas, caso haja necessidade de improvisar um, o circuito da **figura 26** pode apresentar bons resultados. Trata-se de um pequeno amplificador. Quanto maior a umidade, maior a intensidade de brilho do LED (que também poderá ser substituído por outro dispositivo). O sensor pode ser feito através de uma pequena placa de circuito impresso, no formato indicado na figura. Quando a resistência abaixar entre trilhas devido à presença de água, os transistores serão polarizados, e passarão a conduzir energizando a carga.



F26. Sesor de umidade.

9º Projeto: Proteção para fontes de corrente contínua

O projeto da **figura 27** é um recurso de proteção contra sobrecorrentes e curto-circuito para fontes lineares. Normalmente, a saída dessas fontes é estabilizada através de um regulador-série que, em caso de sobrecarga, queima-se.



F27. Proteção dinâmica para fontes CC.

O dispositivo pontilhado utiliza um resistor (R) como sensor de corrente. Uma vez que ela ultrapasse o valor limítrofe da fonte, o transistor TIP31 drena a corrente da base do transistor de saída, levando-o ao corte e, consequentemente, “zerando” a tensão de saída. Para estabelecer o valor de R faça:

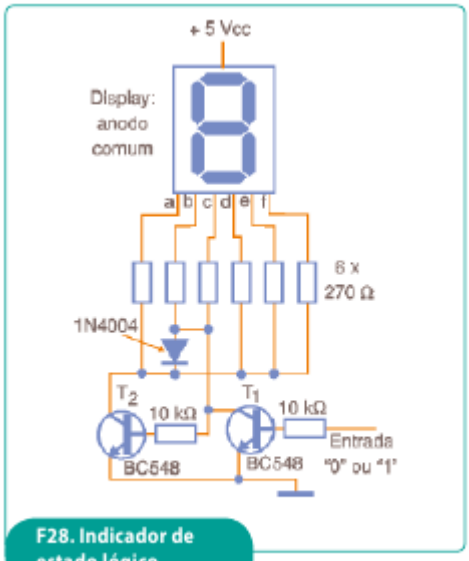
$$R = \frac{0,6}{I}$$

I = Limite da fonte
O comportamento do circuito é dinâmico, ou seja, a tensão de saída somente será restabelecida quando a sobrecarga for removida.

10º Projeto: Indicador de estado lógico

Nossa última sugestão trata-se de um analisador de estado lógico. Esse circuito pode ser muito útil na manutenção de equipamentos digitais.

Conforme podemos ver na **figura 28**, os dois transistores funcionam como inversores de estado. Quando o sinal é de nível 1, T1 conduz e o display mostrará H (hight = alto). Quando o sinal for 0, T1 entra em corte e T2 conduz. O display agora mostrará L (low = baixo).



F28. Indicador de estado lógico.

Conclusão

Quando elaboramos este artigo tivemos dois objetivos principais: fornecer um breve “tutorial” sobre transistores e propor algumas soluções simples para o técnico ou engenheiro de campo.

É claro que o assunto é vasto, e várias tecnologias não foram abordadas, porém, uma ideia simples pode servir como “dica” para a solução de problemas considerados complicados.

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*

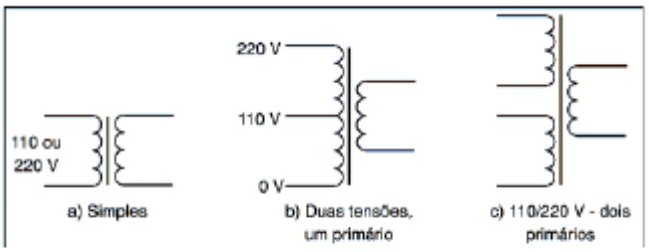
04/05/2012 12:09:23

Outras Aplicações para os Transformadores

As aplicações mais comuns dos transformadores são conhecidas por todos: alterar tensões alternadas, ou casar impedâncias. Normalmente, o que todos fazem é empregar tais componentes de forma única, esquecendo-se de que existem alguns usos diferentes, os quais podem ajudar a resolver diversos problemas técnicos na indústria, na oficina de desenvolvimento, ou mesmo em situações de emergência de forma muito criativa.Neste artigo, apresentamos aos nossos leitores alguns desses usos especiais para os transformadores.

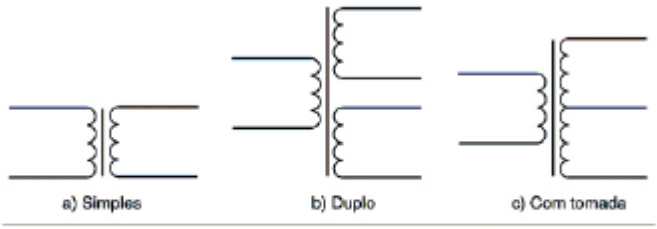
Newton C. Braga

Os transformadores comuns de alimentação possuem dois ou mais enrolamentos: um deles é o primário de alta tensão para ser ligado na rede de energia e que pode ter uma tomada, ou ainda ser formado por dois outros enrolamentos diferentes, conforme mostra a **figura 1**.



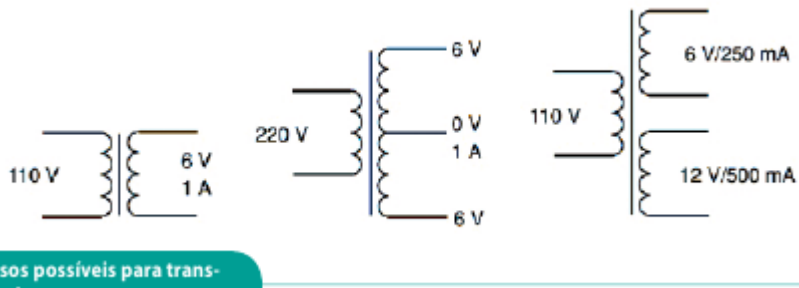
F1. Configurações possíveis para enrolamentos primários.

Os outros enrolamentos são os secundários de baixa tensão, que podem ser um único, duplo, ou ainda ter derivações ou tomadas de acordo com a ilustração da **figura 2.**



F2. Configurações possíveis para enrolamentos secundários.

Na aplicação normal deste tipo de componente colocamos a tensão alternada da rede de energia na entrada ou enrolamento primário (conforme seu valor), e retiramos do secundário a tensão desejada (nominal) segundo o enrolamento ou derivação, veja a **figura 3.**



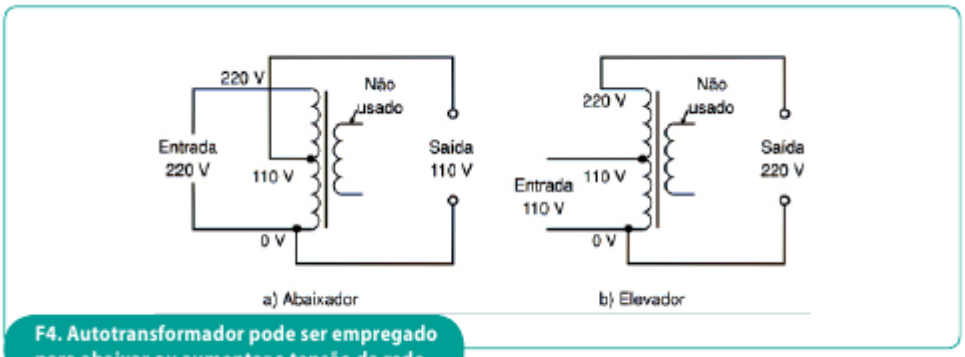
F3. Usos possíveis para transformadores comuns.

No entanto, o que muitos não sabem é que podemos jogar com as características dos dois enrolamentos e das próprias derivações e, com isso, obter algo mais do que uma simples alteração de tensões, com comportamentos diferentes do normal, o que nos leva a algumas aplicações diferenciadas para este tipo de componente. Analisemos algumas delas.

Autotransformador

O enrolamento primário de um transformador comum com derivação possibilita seu uso como um autotransformador elevador (ou abaixador) de tensão.

Assim, um transformador com enrolamento de 110/220 V conforme exibe a **figura 4**, tanto pode ser empregado para abaixar a tensão da rede de 220 V para 110 V como para aumentar a tensão da rede de 110 V para 220 V.
Na **figura 4(a)** mostramos o primeiro caso em que usamos o transformador para abaixar a tensão da rede de 220 V, observando que não existe isolamento da rede em relação à carga e que o secundário, não importando de que dores tensão seja, fica desligado. Na **figura 4(b)** mostramos o uso como elevador de tensão e, nesse caso, também notamos que não existe isolamento da rede de energia e que o secundário permanece desligado.



F4. Autotransformador pode ser empregado para abaixar ou aumentar a tensão da rede.

A potência máxima que o transformador pode manusear (fornecer à carga) nesse tipo de aplicação é pequena. Assim, se tivermos um transformador com um secundário de 12 V x 1 A (que representa uma carga de 12 W), a carga máxima para o circuito alimentado pelo transformador na aplicação será da mesma ordem. Caso contrário, ele poderá aquecer-se demais e queimar-se.

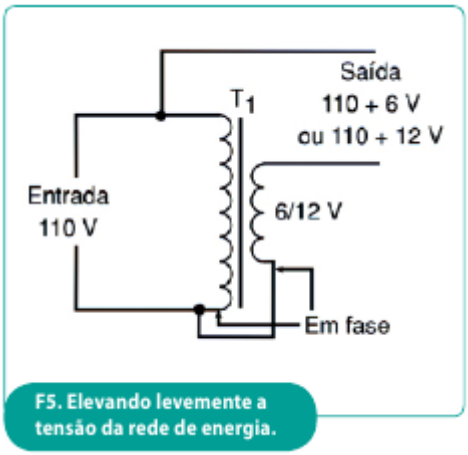
Isso significa que o uso de um pequeno transformador de alimentação nessa aplicação está limitado a aplicações de muito baixa potência.

Regulador de Passo de Tensão Pequeno

Um transformador com um secundário de baixa tensão (entre 6 e 12 volts) pode ser usado também para somar (ou subtrair) essa tensão da tensão da rede de energia.

Isso nos leva a uma aplicação interessante, que é a de funcionar como um compensador para as redes de energia que apresentem tensão acima do normal ou abaixo do normal, provocando problemas de funcionamento nos aparelhos.

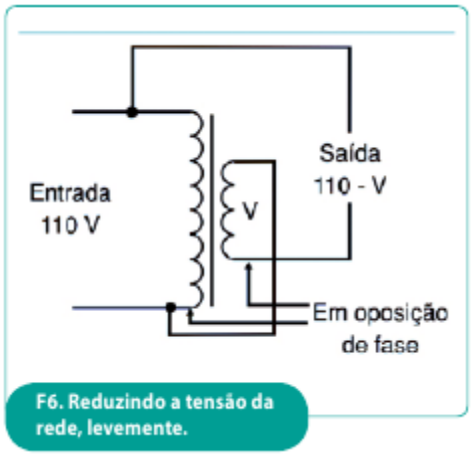
O primeiro caso é exemplificado na **figura 5**, onde usamos um transformador de 6 a 12 volts para somar esta tensão à rede de energia.



F5. Elevando levemente a tensão da rede de energia.

Se a rede de energia tem uma tensão de valor anormalmente baixo (95 volts por exemplo), podemos somar 12 ou 15 V de um transformador e obter de 107 a 110 V, ligando o transformador do modo indicado.

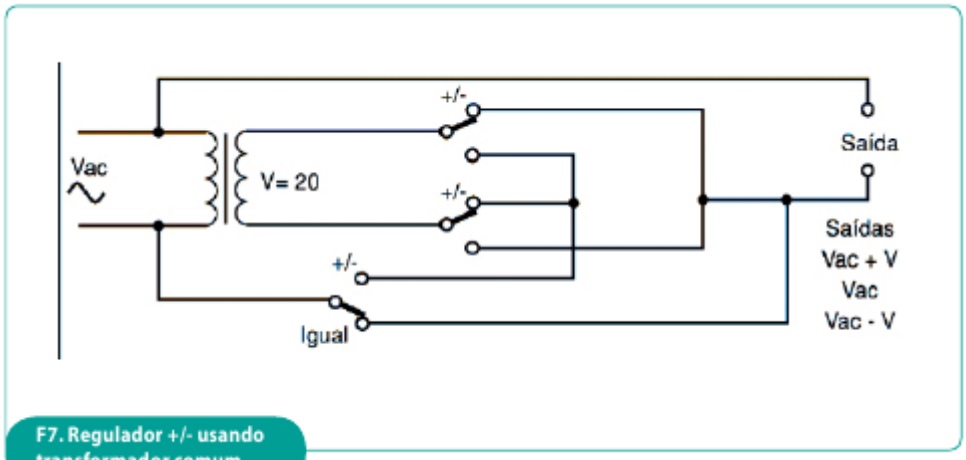
O segundo caso é apresentado na **figura 6**, onde a tensão do secundário é subtraída da tensão da rede. Assim, em uma rede em que temos uns 130 V, o que pode forçar certos equipamentos, podemos subtrair 12 ou 15 V de um transformador e, com isso, obter uma tensão mais baixa para a carga.



F6. Reduzindo a tensão da rede, levemente.

A potência máxima da carga que pode ser alimentada é dada pela corrente do secundário do transformador. Por exemplo, para um secundário de 1 A (não importa a tensão), a corrente na rede de 110 V corresponde a uma carga máxima de aproximadamente 110 W, e na rede de 220 V a 220 W. É claro que não devemos trabalhar no limite, pois sempre existe uma perda de energia na forma de calor nos transformadores.

Um circuito prático interessante é o visto na **figura 7**, onde temos um regulador manual de tensão com dois passos de 12 V.

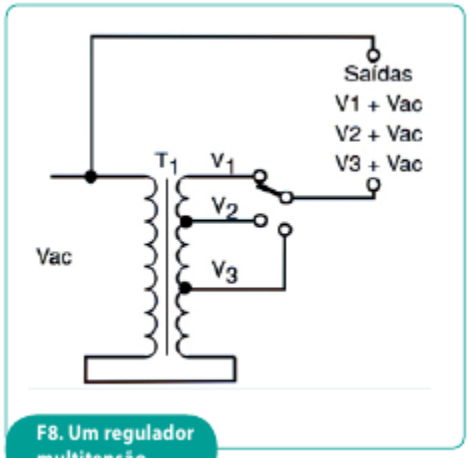


F7. Regulador +/- usando transformador comum.

Com este circuito podemos somar 12 V à tensão de saída em relação à tensão da rede, manter a tensão da rede, ou ainda subtrair a tensão de 12 V da tensão da rede.

Podemos dizer que se trata de um regulador com 3 posições, quais sejam:
• Subtrai 12 V
• Mantém a tensão da rede
• Soma 12 V.

Se o leitor conseguir um transformador de alimentação com várias tensões de secundário semelhante ao da **figura 8,** pode elaborar um regulador com mais posições ou tensões de saída.



F8. Um regulador multitensão.

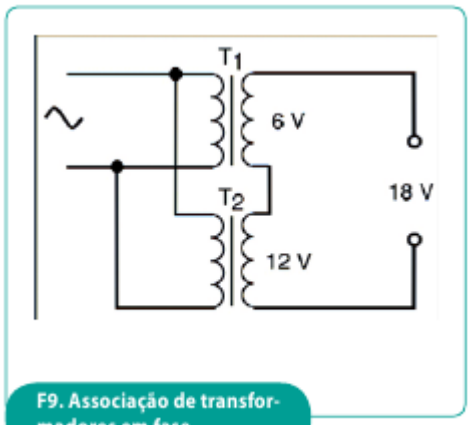
Associação de Transformadores

Outra aplicação importante dos transformadores é dada pela associação de diversas unidades.

Entretanto, podemos ligar os primários dos transformadores em paralelo à rede de energia, alimentando-os da forma convencional.

No entanto, os secundários que serão ligados em série podem ser colocados em fase ou em oposição de fase, o que nos leva a duas possibilidades.

A primeira é mostrada na **figura 9** em que temos a soma das tensões.

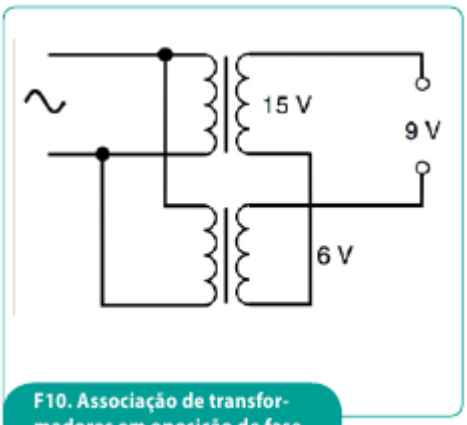


F9. Associação de transformadores em fase.

Neste caso, se usarmos um transformador de 12 V em série com um de 6 V podemos obter 18 V. A corrente máxima será a corrente do enrolamento de menor capacidade. Por exemplo, se usarmos um transformador com 6 V x 1 A e um de 12 V x 500 mA, a corrente máxima obtida será de 500 mA.

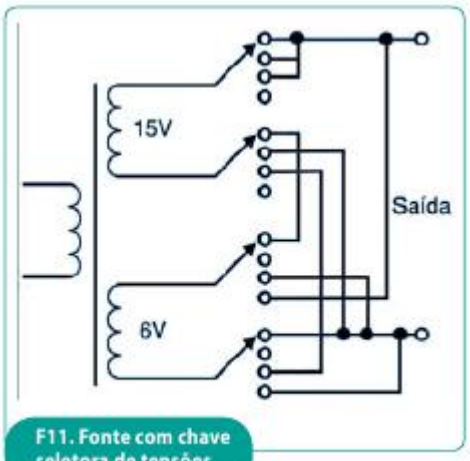
Por isso, é conveniente que nesta aplicação os dois transformadores tenham a mesma corrente de secundário.

A segunda possibilidade é dada na **figura 10**, onde os enrolamentos ficam em oposição de fase. Neste caso, a tensão obtida será a diferença entre as tensões dos enrolamentos associados. Da mesma forma que no caso anterior, a corrente máxima será a corrente do enrolamento de menor capacidade. Este tipo de raciocínio vale para a associação dos enrolamentos de mais de dois transformadores.



F10. Associação de transformadores em oposição de fase.

Três transformadores com secundários de 12 V, ligados em série e na mesma fase, fornecem uma saída de 36 V. Uma aplicação prática do que vimos pode ser dada pela fonte da **figura 11**, na qual temos uma chave seletora de tensões. Os transformadores usados têm enrolamentos de 6 V e de 15 V, ambos com 500 mA.

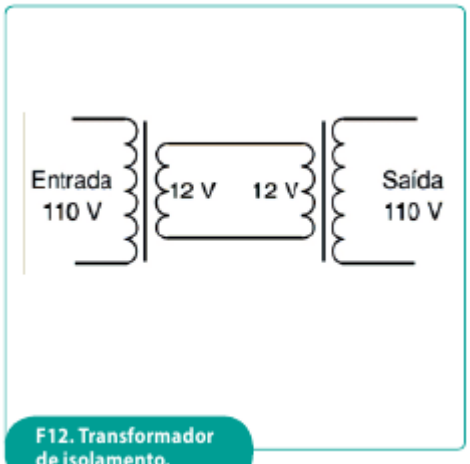


F11. Fonte com chave seletora de tensões.

Numa primeira posição temos a ligação dos transformadores de modo que as tensões se somem e temos uma saída de 21 V. Na segunda posição, o transformador de 15 V é empregado sozinho e a saída tem esta tensão. Na terceira posição, as tensões são subtraídas e obtemos com isso uma saída disponível de 9 volts. Finalmente, na quarta posição, temos a ligação do enrolamento de 6 V sozinho e esta será a tensão de saída.

Isolamento com dois transformadores

Na **figura 12** indicamos uma aplicação interessante que nos possibilita improvisar um transformador de isolamento com dois transformadores iguais comuns (de qualquer tensão de secundário).



F12. Transformador de isolamento.

Neste caso, o primeiro transformador abaixa a tensão da rede para um valor determinado, o qual é depois aumentado pelo transformador seguinte, voltando ao que era.

A potência máxima com que este circuito deve trabalhar é a potência dos transformadores, compensando-se uma certa perda que existe nas duas transformações sucessivas de energia.

Conclusão

A fase dos enrolamentos pode ser verificada com o osciloscópio ou pela própria ligação em série, e medida com o multímetro. Enrolamentos em série podem ter as tensões somadas ou subtraídas, e isso pode ser verificado com um multímetro na escala apropriada.

As aplicações diferentes que vimos são apenas algumas dentre outras que os leitores imaginosos podem descobrir.

Se tiverem alguma outra aplicação curiosa para sugerir, escrevam-nos, que teremos o máximo prazer em divulgá-la após analisar sua viabilidade.

Tenham sempre em mente que existem perdas na transformação e que, portanto, a potência que se obtém na saída é menor do que a que se aplica na entrada. Para os tipos comuns de transformadores o rendimento ficará entre 85 e 95%, tipicamente.

** Matéria originalmente publicada na revista Eletrônica Total; Ano:22 N° 152; 2012*