

## Transistor bipolar de junção (TBJ)

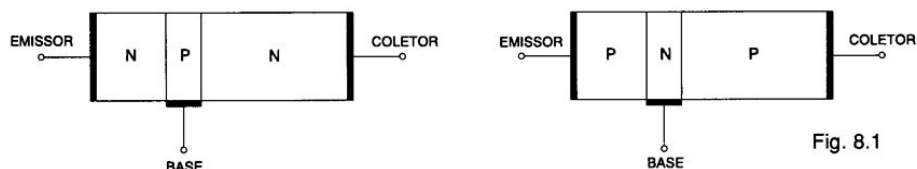
Após o estudo do diodo de junção, que é o componente essencial de dois terminais, vamos agora começar a abordar dispositivos semicondutores de três terminais. Eles são muito mais utilizados e de funções mais complexas, que vão desde amplificação de sinais até a lógica digital. O nome transistor bipolar reflete o fato de o fluxo de corrente nestes elementos ser bidirecional, ou seja, uma parte é formada por elétrons e outra por lacunas.

Outro fato curioso está no nome: o prefixo TRANS vem da palavra inglesa TRANSFER e o sufixo ISTOR de RESISTOR. Combinando ambas, temos algo semelhante a resistor de transferência. A medida que nos aprofundarmos no estudo do dispositivo mostraremos esta característica fundamental.

Enfim, o transistor de junção (que fora desenvolvido no início da década de 50) revolucionou a tecnologia até alcançar o estágio atual. Para se ter uma idéia do significado da invenção do transistor, historiadores da ciência referem-se à nossa época como a Era do Transistor!

### Estrutura física

A figura 8.1, a seguir, mostra duas estruturas cristalinas: uma NPN e outra PNP. Visualmente percebem-se três regiões: emissor, base e coletor. O emissor é dopado fortemente, pois dele partem os elétrons para a outra região, a base. Na base, que é fina e fracamente dopada, a maioria dos elétrons injetados pelo emissor passa para o coletor. O coletor é a maior das três regiões, pois nele é gerada uma quantidade de calor maior, e é assim designado pelo fato dos elétrons da base convergirem para lá (diz-se que o coletor junta os elétrons da base). O nível de dopagem do coletor é intermediário, está entre o da base e o do emissor.



### Modo de acomodação de cargas

Vimos, no estudo do diodo semicondutor, o que ocorre quando unimos um material tipo P com outro tipo N. Quando a junção é feita, a repulsão interna entre os elétrons livres no material N provoca a difusão desses através da junção, originando o fenômeno da recombinação no lado P. Dessa maneira são formadas duas camadas de depleção, uma em cada diodo. Veja que a camada situada no diodo emissor é mais estreita que a do diodo coletor. O nível de dopagem é o responsável direto destas dimensões, pois quanto mais portadores majoritários uma região possuir (o emissor é densamente dopado), maior será a quantidade de íons formados em uma região fronteira de menor dimensão. Isso justifica as dimensões mostradas, mas os desenhos não são via de regra e, sim, uma representação esquemática.

Faremos a abordagem dos transistores de silício pelos mesmos motivos que nos levaram a fazer tal escolha para o diodo, objeto de nossos estudos anteriores. Tais motivos eram as especificações de tensão/corrente mais altas e a menor sensibilidade à temperatura. Lembre-se, também, que a 25°C a

barreira de potencial era aproximadamente 0,7V. Na figura 8.2 temos a ilustração da estrutura cristalina NPN com as regiões sombreadas. Estudaremos a estrutura PNP mais adiante.

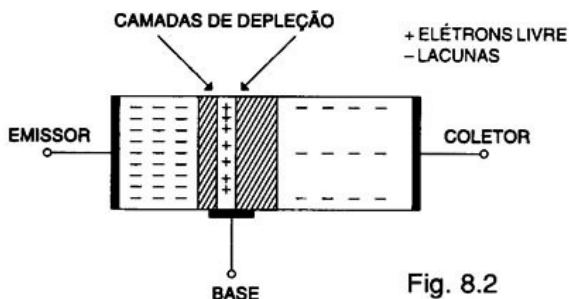


Fig. 8.2

### Modos de operação - polarização

Observe, nas figuras anteriores, que existem duas junções nas estruturas cristalinas: uma entre base-coletor e outra entre base-emissor. O diodo situado entre base-emissor é denominado diodo emissor e o outro, entre base-coletor, diodo coletor. Como são dois diodos, temos quatro hipóteses para polarização simultânea de todos eles. Veja o quadro a seguir:

Denominação do modo de polarização	Diodo emissor	Diodo coletor
Corte	Reverso	Reverso
Não se aplica	Reverso	Direto
Ativo	Direto	Reverso
Saturação	Direto	direto

Os modos de corte e saturação são aqueles em que o transistor é usado para operar como chave eletrônica em circuitos lógicos (por exemplo, em computadores). No modo ativo, o transistor opera como fonte de corrente e é capaz de amplificar sinais. Vejamos, adiante, a descrição da operação em cada um dos modos.

**Modo ativo do transistor NPN - polarização direta-reversa** - Esta situação está ilustrada na figura 8.3. Duas fontes de tensão externas são usadas para estabelecer as condições de operação. A tensão  $V_{BE}$  faz com que a base tipo P esteja em um potencial mais alto do que o emissor tipo N; portanto, se a d.d.p. entre as duas regiões for aproximadamente 0,7V, este diodo está diretamente polarizado. A tensão na junção base-coletor  $V_{CB}$  faz com que o coletor tipo n esteja em um potencial mais alto do que a base tipo P; portanto, este diodo está reversamente polarizado.

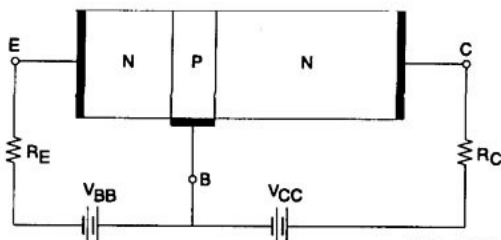


Fig. 8.3

**O fluxo de corrente no TBJ NPN na polarização direta - reversa** - Na descrição que faremos do fluxo de corrente, no circuito da figura 8.3, serão

considerados os componentes da corrente de difusão. A corrente de deriva, devido aos portadores minoritários gerados termicamente, é muito pequena e pode ser desprezada.

Se a fonte  $V_{BB}$  for suficiente para garantir 0,7V em  $V_{BE}$ , os elétrons livres do emissor invadem a base em grande quantidade, devido à repulsão causada pelo pólo negativo de  $V_{BB}$ . Na região da base tipo P, poucos elétrons provenientes do emissor recombina-se com as lacunas (a base é fracamente dopada!) e os que encontram lacuna são solvidos pelo positivo de  $V_{BB}$ , descendo pelo terminal da base. Contudo, a maior parte dos elétrons livres não encontra lacuna para se recombinar e passa através da larga camada de depleção do coletor. Ao vencer a barreira de íons negativos dentro da região-base, mas na fronteira do coletor, os elétrons sofrem grande repulsão e entram, definitivamente, na região do coletor, sendo atraídos para fora do transistor pelo potencial positivo de  $V_{CC}$ .

A base fina e fracamente dopada, essencialmente, determina a quantidade de elétrons que formam a corrente de coletor. Observe que a corrente do coletor é a maior parcela da corrente de emissor, visto que, pela base, a recombinação é propositadamente pequena. A pequena corrente que escoia pelo terminal da base, freqüentemente, é denominada corrente de recombinação, sendo constituída pelos elétrons que encontraram lacuna nessa região. Por isso, alguns autores de livros textos dizem que “a espessura da base dá a quase todos os elétrons livres injetados pelo emissor vida média para se difundirem através da região do coletor”.

Aqui, cabe frisar alguns aspectos do funcionamento do transistor. Para vencer a camada de depleção do coletor, grande parte da energia dos elétrons é dissipada em forma de calor, e o transistor deve ser capaz de trocá-la com o meio ambiente o mais depressa possível. A primeira tentativa é dos fabricantes, que fazem a região do coletor a maior de todas (quanto maior a área de um corpo, mais calor ele troca com o meio circundante). Outra solução é o uso externo de irradiadores para aumentar a transferência de calor, normalmente feito pelo usuário.

Acompanhe passo a passo, na figura 8.4, a seqüência descrita através das ilustrações:

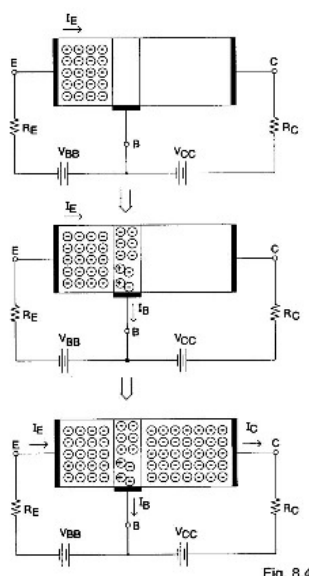


Fig. 8.4

Relação entre as correntes  $I_b$ ,  $I_c$  e  $I_e$  - Você já tem conhecimento sobre a ordem de grandeza entre as correntes que circulam no transistor polarizado direta e reversamente. Esta relação depende do nível de dopagem entre as regiões constituintes do transistor. Como foi mencionado, a base, o coletor e o emissor são fraca, média e intensamente dopados, respectivamente. Na prática, os transistores modernos de baixa potência têm corrente de coletor, que são cerca de 99% da corrente de emissor. Portanto, resta à base 1 %.

Dados estes percentuais, é razoável admitir e relacioná-las por meio de números adimensionais denominados  $\alpha$  e  $\beta$ . A relação  $\alpha$  mede quão próxima a corrente de coletor  $I_c$  está de  $I_e$  ou seja, é o quociente entre elas.  $\beta$  é a razão entre  $I_c$  e  $I_b$ , e basicamente nos permite dizer o quanto os portadores majoritários do emissor (os elétrons) fluem pelo coletor e qual a taxa que se recombina na base. Matematicamente, temos:  $\alpha = \frac{I_c}{I_e}$  e  $\beta = \frac{I_c}{I_b}$

### Observação

É freqüente o uso de  $H_{FE}$  (índices maiúsculos) para representar o  $\beta$  envolvendo  $I_c$  e  $I_b$  contínuos. Muitos se referem a ele como  $\beta_{cc}$ . O  $\beta_{cc}$  é representado por  $h_{fe}$  (índices minúsculos).

#### • Exemplo

Um transistor tem as seguintes correntes:  $I_e = 40,8\text{mA}$ ,  $I_c = 40\text{mA}$ ,  $I_b = 0,8\text{mA}$ . Assim, podemos calcular  $\alpha$  e  $\beta$  usando as relações anteriores:

$$\alpha = \frac{I_c}{I_e} = 0,98 \quad \beta = \frac{I_c}{I_b} = 50$$

### As bandas de energia no TBJ NPN

De maneira semelhante ao diodo, podemos analisar o funcionamento do transistor bipolar usando diagramas de energia. Lembrando que usamos apenas as bandas de valência e de condução - pois do ponto de vista da eletrônica é onde ocorre a circulação de corrente - verificamos que existem duas regiões de transição entre as bandas, uma devido ao diodo emissor e outra ao diodo coletor. Observe-as:

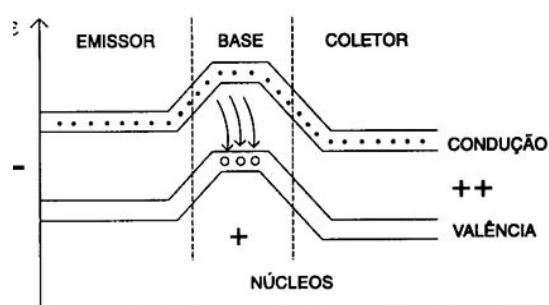


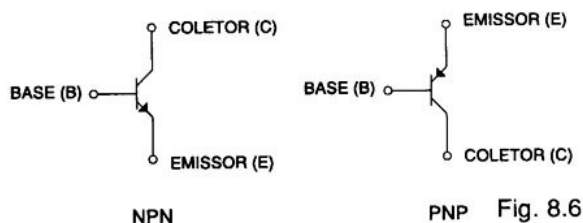
Fig. 8.5

Foram colocadas as polaridades das fontes VBB e Vcc no lado esquerdo, direito e no meio da região da base. O negativo do lado esquerdo refere-se às duas fontes, o positivo na base à fonte VBB e o símbolo de mais positivo (++) à fonte Vcc. O negativo repele os elétrons livres na região do emissor (se  $V_{BB} > 0,7V$ ) e esses atravessam a primeira camada de depleção; no esquema é o primeiro desnível emissor-base. O diagrama mostra que a região da base está a um nível de energia maior que o emissor; por isso os elétrons devem receber, no mínimo, esse desnível para mudar de região. Na base, os elétrons são portadores minoritários (a base é P), porém em maior quantidade. Alguns elétrons interceptam as poucas órbitas vazias (lacunas) e se recombinam, sendo atraídos pelo potencial positivo da base. A grande maioria segue o percurso da região do coletor descendo pelo segundo desnível (base-coletor), que no esquema é o mais acentuado, atraídos pelo potencial mais positivo de Vcc. A razão do desnível mais acentuado é a maior dissipação de potência na região do coletor (diodo reversamente polarizado), isso correspondendo claramente a uma queda no nível de energia (observe que o emissor tem mais energia que o coletor).

Em suma, a análise acima é similar à feita utilizando-se as estruturas cristalinas. No entanto, pelo diagrama de energia podemos discriminar onde os processos ocorrem, enquanto para a estrutura cristalina não há esse nível de compreensão.

### Símbolos dos transistores NPN e PNP

Apesar de estarmos estudando a estrutura transistor tipo NPN, apresentamos a seguir os símbolos de ambos os tipos.



Preste bastante atenção às setas nos transistores. Elas representam a região do emissor e indicam o sentido convencional da corrente. Até agora temos trabalhado com o sentido real, corrente entrando pelo emissor e saindo pela base e pelo coletor. Mas, como de costume, usamos o sentido convencional e, para o TBJ NPN, elas entram pela base ( $I_B$ ) e pelo coletor ( $I_C$ ), saindo pelo emissor ( $I_E$ ).

Observe o símbolo do transistor PNP: ele está de cabeça para baixo. É de praxe desenhá-lo assim e o motivo será explicado futuramente.

## Conexões do transistor bipolar

Nossa avaliação do funcionamento do transistor tem sido realizada sob o circuito montado com a estrutura cristalina NPN. Existem configurações típicas elaboradas com o TBJ e é essencial aprender a reconhecê-las apenas com um olhar lançado sobre um circuito transistorizado. São três as configurações com terminal em comum: base, emissor e coletor. Observe-as:

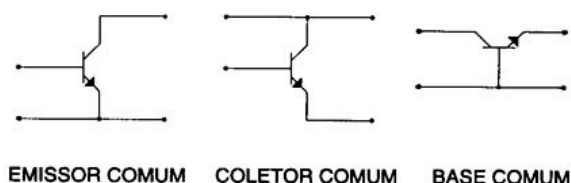


Fig. 8.7

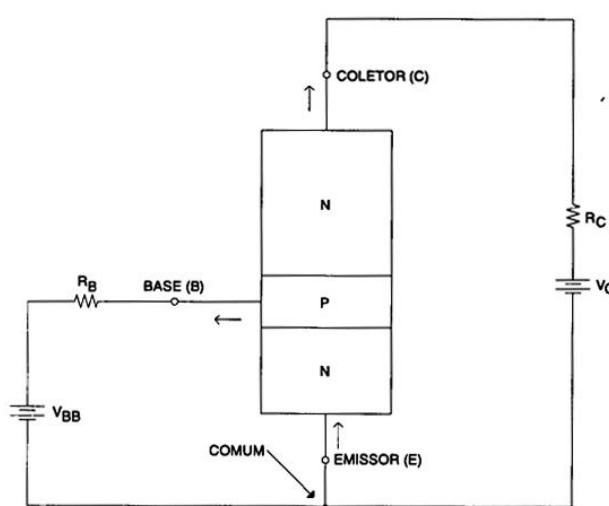
### Observação

Se você retornar à ilustração da estrutura cristalina NPN em funcionamento, verá que se trata de uma configuração em base comum, pois este terminal é comum a  $V_{BB}$  e  $V_{CC}$ .

### Análise na configuração Emissor-Comum (EC)

Entre as três configurações do TBJ, a mais utilizada, na prática, é a em emissor comum, requerendo assim uma análise mais cuidadosa. Faremos o emprego da estrutura cristalina do TBJ NPN pela última vez, pois daqui para frente sempre empregaremos o símbolo em nossas análises.

Para analisar a ligação EC, primeiramente colocamos o transistor na vertical, com o emissor em baixo. Cuidamos para que esse terminal seja realmente comum às duas fontes, ligando os negativos nele. Dois resistores  $R_B$  e  $R_C$  limitam a corrente na base e no coletor, nessa ordem. Veja a ilustração da figura 8.8.



Achamos mais conveniente apresentar as três etapas de funcionamento acompanhadas de ilustrações apropriadas. Vamos omitir as fontes e os resistores para simplificar, mas admita que  $V_{CC} \gg V_{BB}$ , com  $V_{BB} > 0,7V$ , e que utilizaremos o sentido real para as correntes.

**1º Etapa - injeção de portadores no emissor** - Nesta etapa, a polarização correta do diodo emissor permite às fontes injetarem elétrons no interior do emissor pela repulsão mútua entre elétrons das fontes e os livres e em excesso pertencentes a essa região.

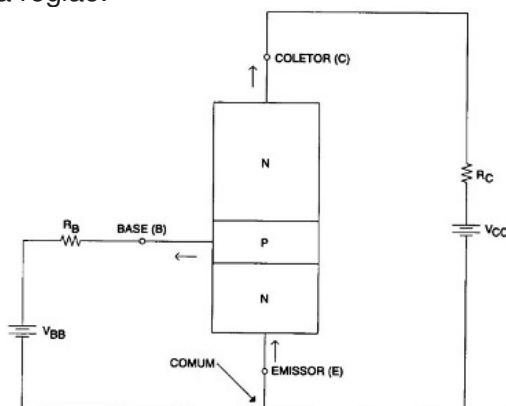


Fig. 8.8

**2º Etapa - entrada dos elétrons na base e recombinação com as lacunas** - Nesta etapa, os elétrons do emissor têm energia suficiente para vencer a barreira de potencial do diodo emissor e penetrar na base. Lá, poucos elétrons livres encontram lacuna em sua trajetória, mas os que conseguem se recombinam e formam a corrente da base. A grande maioria mantém a trajetória em direção ao coletor pela repulsão contínua provocada pelo campo elétrico das fontes.

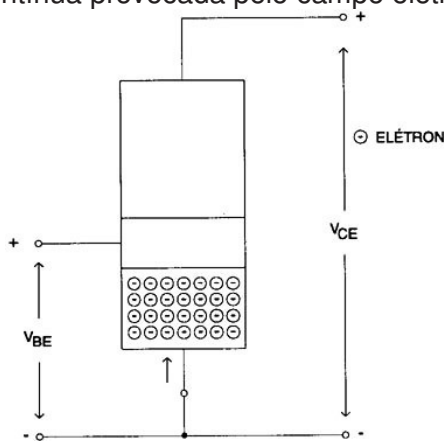


Fig. 8.9



### 3º Etapa - elétrons atravessando o diodo coletor e formando a corrente -

Aqui, os elétrons livres do emissor, que não conseguiram se recombinar na base, atravessam a grande região de depleção do coletor (diodo reverso) deixando boa parte da energia adquirida das fontes e sendo atraídos pelo forte potencial positivo de  $V_{CC}$ .

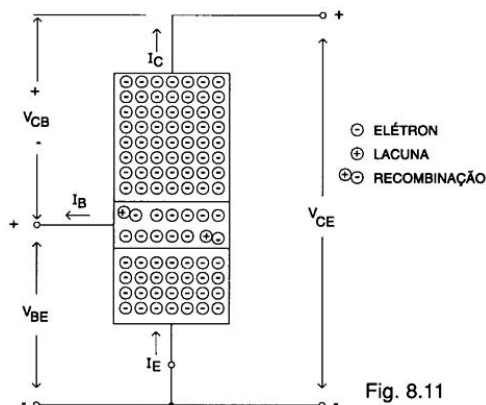


Fig. 8.11

Leis de Kirchhoff no TBJ na configuração EC - As leis de Kirchhoff aplicadas ao transistor na última das etapas anteriores fornece:

$$I_E = I_B + I_C \quad \text{e} \quad V_{CE} = V_{BE} + V_{CB}$$

Onde

$I_E$  - corrente do emissor

$I_B$  - corrente da base

$I_C$  - corrente do coletor

$V_{CE}$  - tensão de coletor relativa ao emissor

$V_{BE}$  - tensão de base relativa ao emissor

$V_{CB}$  - tensão de coletor relativa à base

#### • Exemplo

Um estudante testa um circuito transistorizado. Ele mede uma  $I_B = 60 \mu A$  e um  $V_{CB} = 24,3V$ . Sabe, também, que o transistor que está analisando tem um  $\beta = 100$ . Se o transistor é de silício e está polarizado no modo ativo, qual o valor de  $I_C$ ,  $I_E$  e  $V_{CE}$  ele deve ter obtido?

Resolução

Usando a definição de  $\beta$  e as leis de Kirchhoff, temos:

$$I_C = \beta \cdot I_B \quad I_C = 6mA \quad I_E = I_B + I_C \quad I_E = 6,06mA$$

Se o transistor está no modo ativo, o valor de  $V_{BE}$  deve, necessariamente, ser  $0,7V$ . Então,

$$V_{CE} = V_{CB} + V_{BE} \therefore V_{CE} = 25V$$

Resumo da operação no modo ativo - Vamos sintetizar o funcionamento do transistor na região ativa, visto que os amplificadores transistorizados operam nessa região. Resumindo, temos as seguintes condições para operação ativa (linear):

- diodo emissor diretamente polarizado;
- diodo coletor reversamente polarizado;
- como sabemos do estudo dos diodos, tensões reversas suficientemente grandes podem provocar a destruição da junção PN. Como o diodo coletor deve ser polarizado reversamente, pode ocorrer avalanche térmica



se a tensão exceder a especificação do fabricante. Dessa maneira, devemos estar certos de que a tensão sobre o diodo coletor seja menor que a de ruptura.

### Modelo equivalente Ebers-Moll

Definimos anteriormente a relação  $\alpha$ , que exprimia quão próxima a corrente  $I_C$  estava de  $I_E$ . Podemos dizer, também, que  $\alpha$  aponta a porcentagem dos elétrons injetados pelo emissor que seguem o caminho do coletor. Então, na região ativa, é plausível assumir que o transistor em circuitos lineares é uma fonte de corrente de valor  $\alpha \cdot I_E$  em série com o diodo emissor. Esse é o modelo Ebers-Moll e será muito útil na análise de amplificadores. Veja-o a seguir:

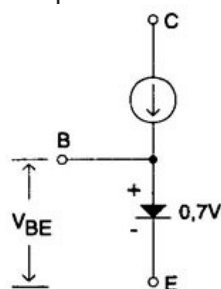


Fig. 8.12

Segundo o grande didata e autor de livros Albert Paul Malvino, devemos:

1. Fazer  $V_{BE}$  igual a 0,7V para os transistores de silício.
2. Tratar  $I_C$  como igual a  $I_E$ , porque a aproxima-se da unidade.
3. Aproximar  $I_B$  a  $I_E/\beta$ , porque  $I_C$  é praticamente igual a  $I_E$ .

**Corrente controlando corrente** - No modelo Ebers-Moll, o coletor é uma fonte de corrente de valor  $\alpha \times I_E$ . Se, ao invés de considerarmos que a fonte de corrente de coletor é controlada pela corrente de emissor, admitirmos que a relação  $I_C = \beta \cdot I_B$  seja uma relação de controle, passaremos a assumir que um transistor bipolar é um dispositivo eletrônico no qual corrente controla corrente. A corrente de controle é a corrente da base, e a corrente controlada, a do coletor.

Concluindo o estudo quantitativo do transistor no modo ativo, relembramos que, pela lei de Kirchhoff,  $I_E = I_C + I_B$  e que  $I_C \approx I_E$ . Portanto, a corrente de base na maioria dos casos é uma corrente desprezível.

### Características elétricas do transistor

O transistor bipolar tem muito mais correntes e tensões que um diodo. Por isso temos muito mais curvas e parâmetros elétricos a analisar. Nosso circuito teste será o seguinte:

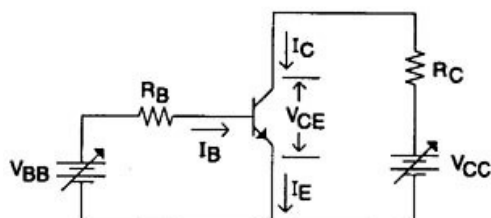
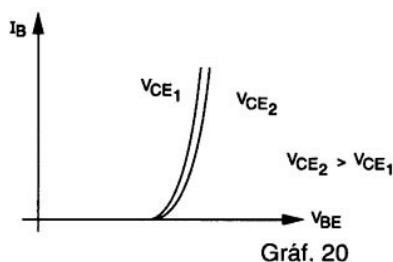


Fig. 8.13

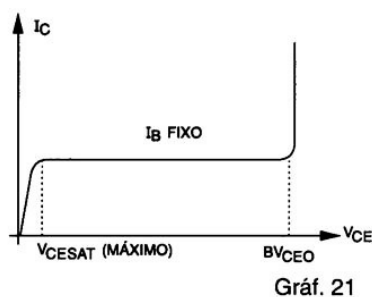
### As curvas de base

Pelo fato da junção base-emissor ser um diodo é de se esperar que a curva de base seja a curva de um diodo. De fato é o que obtemos quando plotamos  $I_B$  x  $V_{BE}$  no transistor. Porém, como dissemos no início, o transistor tem muito mais variáveis elétricas que o diodo. Assim, a curva de base no transistor torna-se em: as curvas de base, uma para cada valor de  $V_{CE}$ . A questão é a seguinte: quanto maior a tensão reversa no diodo coletor, maior é a região de depleção dentro da base, estreitando ainda mais a região, que de fábrica já é fina. Com a região diminuída, a probabilidade de encontrar lacunas nesse espaço diminui abruptamente e, como a corrente de base é formada pela recombinação dos elétrons livres injetados pelo emissor com as lacunas da base, a corrente de base tem que diminuir. Ocorre, entretanto, algo extraordinário com a tensão  $V_{BE}$ : ela aumenta! Isso significa deslocar a curva de base para a direita. A justificativa técnica para esse fenômeno é complexa e preferimos omiti-la. Porém, o estudante interessado pode consultar algumas das bibliografias citadas no final. O fenômeno, conhecido como efeito Early, normalmente é desprezível na análise casual dos circuitos transistorizados, exceto nas situações em que são requeridos tratamentos minuciosos. Veja, a seguir, as curvas de base:



### As curvas de coletor

O circuito precedente também serve como referencial para construção das curvas de coletor. A idéia é fixar a corrente na base através de  $V_{BB}$  e variar  $V_{CC}$ , anotando os valores de  $I_C$  e  $V_{CE}$ . Se tentássemos desenhar gráficos envolvendo as três grandezas variando simultaneamente, teríamos gráficos tridimensionais, que são sempre difíceis de interpretar. Quando desenhamos  $I_C$  x  $V_{CE}$  com  $I_B$  fixo, o resultado é a curva mostrada a seguir:



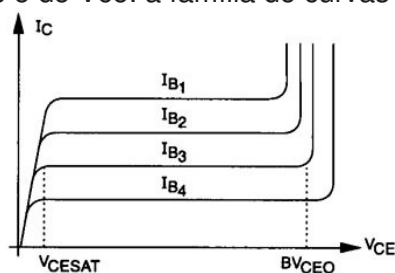
Podem-se observar três regiões de particular interesse na curva: a que se estende de O até  $V_{CESAT}$ , a de  $V_{ce\ sat}$  até  $BV_{CEO}$  e a região além de  $BV_{CEO}$ .

A região compreendida entre 0 e  $V_{CESAT}$  é chamada região de saturação, pois nela os transistores funcionam como chave eletrônica. O funcionamento na região de saturação será feito um pouco mais à frente em nosso estudo. Por ora dizemos que, nela, a relação  $I_C = \beta \cdot I_B$  não mais é válida, pois a corrente de coletor passa a depender muito mais da fonte  $V_{CC}$  e  $R_C$  do que da própria corrente de base. O nome saturação tem o sentido de cheio, repleto, farto e estagnado, e caracteriza a “perda de controle” da corrente da base na de coletor. Essa perda é de proporcionalidade  $I_C$  passa a não aumentar com respectivos aumentos em  $I_B$ . Aspecto interessante: a região saturação está vinculada à polarização reversa do diodo coletor! Discutiremos mais acerca disso.

A região situada entre  $V_{CESAT}$  e  $V_{CE0}$  é a região ativa. Ela é caracterizada pela polarização reversa do diodo coletor e por obtermos praticamente os mesmos valores de  $I_C$  para qualquer valor de  $V_{CE}$  pertencente a esta faixa.

A região acima de  $V_{CE0}$  é a região de ruptura. Lá o transistor está prestes ou na iminência de ser destruído. O diodo coletor polarizado reversamente é o responsável por ela. Isso não chega a ser um infortúnio, pois a faixa de  $V_{CE}$  dos transistores comerciais é ampla e escolhida pelo usuário.

A seguir temos o resultado de várias correntes de base fixadas e de medições sucessivas de  $I_C$  e de  $V_{CE}$ : a família de curvas do coletor.



$I_{B1} > I_{B2} > I_{B3} > I_{B4}$  Gráf. 22

## Especificações de um TBJ

Pretendemos, aqui, apresentar algumas especificações úteis do transistor bipolar. Deixamos claro que o uso do manual do fabricante ou Databook é de vital importância e que o aluno não deve se contentar em saber apenas as especificações que apresentaremos. O quadro abaixo apresenta as principais características de um TBJ com a descrição de cada uma.

Parâmetro	Descrição (o fabricante pode fornecer valores mínimos, típicos ou parâmetro máximos)
$I_B$	Corrente de base
$I_C$	Corrente de coletor
$I_E$	Corrente de emissor
PD	Potência dissipada
$V_{CE0}$	Tensão de coletor ao emissor com a base aberta
$V_{CBO}$	Tensão de coletor à base com emissor aberto
$V_{EBO}$	Tensão de emissor à base com o coletor aberto
$\Delta P$	Fator de degradação
$R_{thj}$	Resistência térmica da junção

As três primeiras especificações são óbvias. Especificar a potência PD é importante para evitar o inconveniente de destruir o transistor por excessiva dissipação de calor. Matematicamente, podemos encontrá-la por:

$$P = V_{CE} \cdot I_C$$

Esta não é toda a potência que o transistor dissipa, mas está próxima dela, pois as componentes da potência dissipada nos diodos emissor e coletor são desprezíveis em comparação com ela.

As três tensões:  $V_{ce0}$ ,  $V_{cb0}$  e  $V_{eb0}$  são importantes na escolha do transistor.  $V_{ce0}$  e  $V_{eb0}$  são boas aproximações para as tensões de ruptura dos diodos coletor e emissor, respectivamente.

Todas as especificações de componentes eletrônicos são feitas a determinadas temperaturas.  $\Delta P$  mede o fator de degradação da especificação de potência à medida que nos distanciamos das temperaturas ideais de funcionamento.

O último parâmetro é importante para a escolha do irradiador de calor, visto que, em algumas circunstâncias, a quantidade de calor gerada na junção não é trocada com o meio ambiente. Nestas circunstâncias, o irradiador de calor bem dimensionado muitas vezes resolve o problema.

### O modo de operação como chave

Outra aplicação fantástica do transistor é a capacidade de operar como chave eletrônica. Isso é feito imprimindo-se duas polarizações iguais aos diodos, emissor e coletor. Estamos falando, então, dos modos de polarização direto-direto e reverso-reverso. A seguir temos a apresentação das duas polarizações da estrutura cristalina NPN:

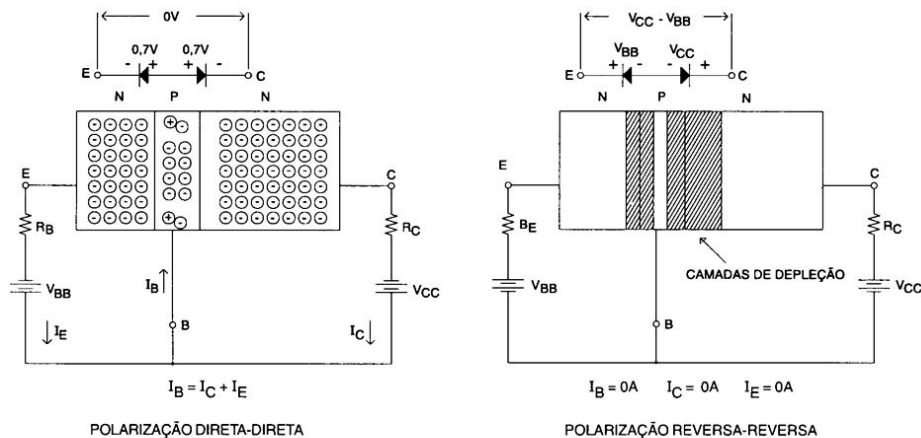


Fig. 8.14

Na polarização direta-direta, ambos os diodos conduzem forçados pela polarização das duas fontes.  $V_{cc}$  e  $V_{BB}$  polarizam diretamente os diodos coletor e emissor, respectivamente. As correntes  $I_C$  e  $I_E$  somam-se formando a corrente de base (o sentido mostrado já é o convencional). O resultado mais expressivo pode ser visualizado acima na analogia feita com diodos: a tensão  $V_{CE}$  é 0V, o que corresponde a uma chave fechada entre os dois terminais, coletor (C) e emissor (E).

Na polarização reversa, a barreira de potencial dos dois diodos (coletor e emissor) assume o valor de  $V_{cc}$  e  $V_{BB}$  nessa ordem. A corrente circulante, em qualquer um dos terminais, é 0 A e a tensão resultante entre coletor e emissor é a

diferença entre  $V_{CC}$  e  $V_{BB}$ . Essa situação equivale a uma chave aberta entre (C) e (E).

Convém dizer aqui que as definições de  $\alpha$  e  $\beta$  não se aplicam na configuração chave, pois perdemos o controle sobre as correntes de coletor e de emissor, que passaram a depender mais das fontes  $V_{CC}$  /  $V_{BB}$  e dos resistores externos do que propriamente dessas relações.

### Reta de carga CC para circuitos transistorizados

Durante o estudo do diodo, tivemos o primeiro contato com a reta de carga. Ela consiste, basicamente, de um meio geométrico para localizar o ponto de operação de um circuito contendo algum componente eletrônico.

A via de regra, aqui, é primeiro escrever a equação das tensões para malha de coletor e, em seguida, usar a idéia da chave eletrônica entre coletor-emissor, ou seja, fazer  $V_{CE} = 0V$  (chave fechada) e encontrar a corrente  $I_C$  que circula. Esta será a corrente  $I_{CSAT}$ . Depois fazer  $I_C=0$  (chave aberta) e encontrar a tensão  $V_{CE}$ . Esta será a tensão de corte  $V_{CECORT}$ . Com  $V_{CECORT}$  e  $I_{CSAT}$  somos capazes de traçar uma semi-reta sobre as curvas de coletor, interceptando-as. Em alguma curva do coletor está localizado o ponto de operação.

Para plotar o ponto de operação na reta de carga usamos a malha da base. Lá, escrevemos a equação das tensões e a manipulamos para encontrar alguma corrente de operação; ou a da base  $I_B$  ou a do emissor  $I_E$  (lembre-se que  $I_C=I_E$ ). Com a corrente de operação  $I_C$ , calculamos a tensão  $V_{CE}$  de operação.

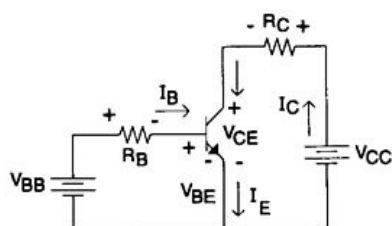
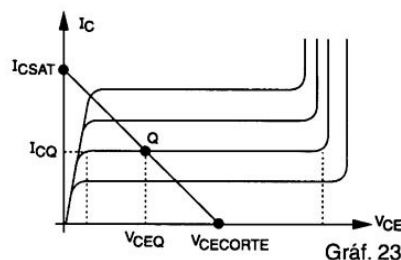
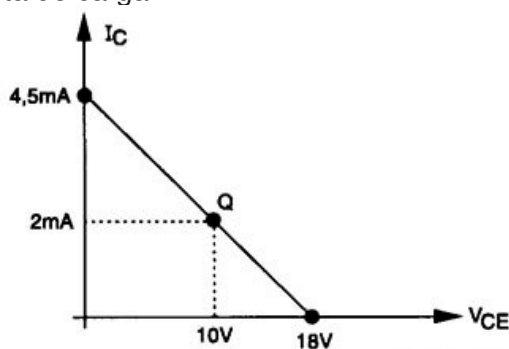


Fig. 8.15



Gráf. 23

Se no circuito genérico passado  $V_{CC}= 18V$ ;  $V_{BB}= 4,7V$ ;  $R_B=100k$ ;  $R_C=4k$  e  $\beta = 50$ , vamos traçar a reta de carga .



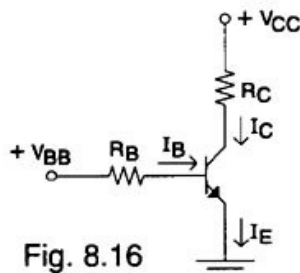
Gráf. 24

A reta de carga permite tirar algumas conclusões imediatas. Em um circuito transistorizado, qualquer corrente de operação normal sempre é menor que a corrente de saturação. Assim, se você sabe que um circuito satura com uma  $I_C = 10mA$  e ao tentar calcular a corrente de operação normal achar  $15mA$ , descarte-a, pois a maior corrente admissível neste circuito é  $10mA$ . A corrente  $I_{CSAT}$  é a maior

que pode circular no coletor do circuito a transistor em questão e não a máxima corrente que o transistor pode suportar. A primeira, quem define é o usuário, e a segunda, o fabricante.

### Uso do terra em circuitos

Em esquemas eletrônicos é usual desenharmos circuitos com o símbolo do terra para simplificá-los. A regra é aterrar o ponto em comum entre as fontes e componentes, simbolizando o outro pólo que resta por um círculo ou triângulo. O circuito anterior poderia ter sido apresentado como:

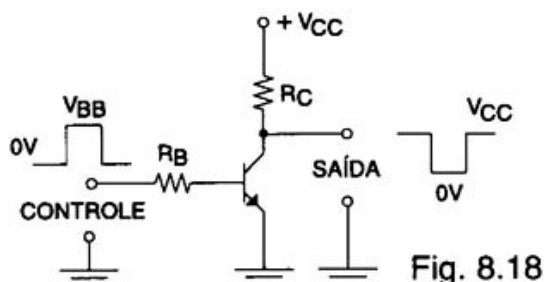


Observe que foram mostrados os pólos positivos de  $V_{BB}$  e  $V_{CC}$ . Deve ser assimilado que os pólos não mostrados no esquema encontram-se ligados ao terra. Em termos elétricos, nada é alterado, pois o terra continua sendo mais negativo que os pontos de aplicação das tensões  $V_{BB}$  e  $V_{CC}$ . Então, as correntes continuam tendo os mesmos sentidos e a magnitude do esquema tradicional. Sempre que possível usaremos o recurso do terra, visto que é rotina analisarmos esquemas comerciais e/ou industriais empregando-o.

### O transistor como chave

O primeiro circuito que estudamos com o transistor é a configuração típica de uma chave. Com um projeto consistente, o transistor opera apenas no modo de saturação e corte. Esta aplicação é o cerne do funcionamento dos computadores e circuitos digitais. Estude-a com atenção e perspicácia, pois futuramente você entrará em contato direto com os circuitos digitais e a base da operação destes será vista aqui.

**Esquema do circuito** - A chave eletrônica com o transistor é feita usando-se o terminal da base como controle e a saída é retirada no coletor, ambos relativos ao terra. Veja a figura 8.18:



O controle é, tipicamente, um sinal quadrado que varia de 0 a um nível fixo, que é 5V para circuitos denominados TTL (Transistor - Transistor Lógico). Quando o sinal de controle está em 0V, a malha da base está submetida a 0V de d.d.p.; portanto, não há corrente na base e, por conseguinte, no coletor também não. Como  $I_C=0A$ , a queda de tensão em  $R_C$  é nula e, para que a lei de Kirchhoff



das tensões continue válida, VCE tem de assumir o valor da fonte Vcc, chave aberta. No instante em que o pulso sobe para o nível alto - nível fixo de tensão - há corrente na base e, se esta corrente for suficientemente alta, o transistor entra na região de saturação tornando Vce próximo à 0V. A corrente circulante no coletor é  $I_{CSAT}$  e, de coletor para emissor, o transistor se assemelha a uma chave fechada. Novamente para a lei de Kirchhoff permanecer inalterada, o resistor de coletor Rc tem entre seus terminais a tensão da fonte Vcc.

Como pode ser notado na figura 8.18, o sinal quadrado de saída é exatamente o oposto ao do controle. Isto é devido às condições em que ocorrem os chaveamentos. Quando controle 0V, a saída = Vcc. Caso contrário, se controle = VBB' a saída = 0V. Por isso, os sinais são recíprocos.

**Condição suficiente para o funcionamento da chave eletrônica** - A condição necessária e essencial é que a corrente IB seja grande o suficiente para levar IC à saturação. Os profissionais que projetam chaves a transistor usam uma regra super-dimensionada para escolha dos resistores RB e Rc. Eles adotam um  $\beta = 10$ . Este  $\beta$  praticamente não se encontra, mesmo em transistores de potência que são conhecidos por terem betas pequenos. Dessa maneira dividimos o projeto em três etapas:

1° etapa - O resistor Rc normalmente é a carga que se deseja acionar. É imprescindível conhecer sua resistência elétrica ou a corrente de funcionamento. Esta corrente deverá ser tida como  $I_{CSAT}$ .

2° etapa - Podemos calcular IB usando um beta crítico igual a 10. Portanto,

$$I_B = I_{CSAT} / 10$$

3° etapa - Encontramos o valor de RB usando a lei de Ohm, já que sabemos que a tensão nos terminais dele deve ser VBB - 0,7V e IB acabamos de encontrar:

$$R_B = (V_{BB} - 0,7V) / I_B$$

Durante a montagem do circuito, na prática, o beta provavelmente será maior que 10. Isto é um fator benéfico, porque IB é a mesma corrente especificada no projeto, já que ela depende apenas de VBB e de RB ( $I_B = [V_{BB} - 0,7V] / R_B$ ). Se IB é a mesma e o beta aumentou, significa que teríamos no coletor uma IC ainda maior ( $I_C = \beta \cdot I_B$ ). Sabemos que essa situação não existirá, já que o circuito do coletor satura no mesmo valor de  $I_{CSAT}$  que estipulamos.

**Reta de carga no modo chave** - Como desejamos que o transistor atue como chave, a reta de carga para o circuito deve ter o ponto de operação Q oscilando entre a saturação e o corte. Quaisquer outros pontos que não sejam as extremidades da reta estão proibidos de ocorrer quando adotamos a regra de projeto acima estudada.

**Acionando cargas com o transistor** - No estudo feito acima, buscamos especificar um resistor de base para que o transistor saturasse irremediavelmente. Na prática, a chave é muito usada para acionar relés, motores CC de pequena capacidade, lâmpadas de baixa potência, LED's indicadores etc. Veja alguns exemplos destas aplicações:

Acionando LED e lâmpadas incandescentes de baixa potência.



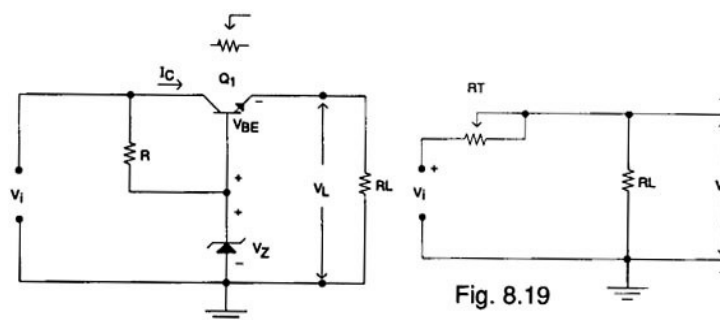


Fig. 8.19

Usando relés para ligar (ou desligar) cargas CA

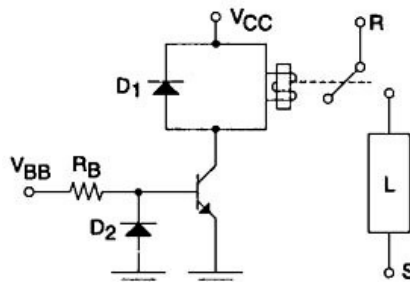


Fig. 8.20

### Observação 1

Toda vez que um transistor chavear cargas indutivas é necessário acrescentar um diodo, reversamente polarizado, em paralelo com a carga. Isto porque quando a carga está sendo acionada (transistor saturado) a indutância da carga recebe energia da fonte. Durante o desligamento (transistor indo para o corte) ocorre a inversão da tensão nos terminais da carga (lei de Lenz) para manter a corrente circulando no mesmo sentido. Essa tensão pode ser suficientemente alta e destruir o diodo coletor. O diodo D1 faz o retorno da corrente e dissipa a energia armazenada na indutância da carga, protegendo o transistor.

### Observação 2

As especificações  $V_{ebo}$  (tensão reversa no diodo emissor) são relativamente pequenas, se comparadas com o diodo coletor. Tipicamente, situam-se na faixa de 4 a 10V. O diodo D2 limita a tensão reversa no diodo emissor em - 0,7V já que ele está em antiparalelo com a junção base emissor.

- Motor CC de baixa potência

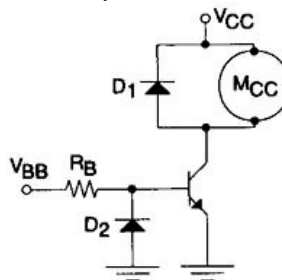


Fig. 8.21

**Observação**

O motor CC é uma carga RLE (resistência - indutância - tensão gerada).

**O transistor como fonte de corrente**

Fizemos o estudo do transistor como chave e constatamos que o ponto de operação Q podia situar-se apenas nas extremidades da reta. A outra vasta aplicação do transistor - fonte de corrente - requer o ponto Q em algum lugar entre as extremidades, ou seja, no interior da reta. A forma de conseguir isso é polarizar o transistor na região ativa, como fizemos durante o estudo das retas de carga.

A razão de usar o transistor como fonte de corrente está no fato de que, nesta configuração, o transistor é capaz de amplificar sinais CA! Veremos um pouco a frente, em nossos estudos, como polarizar circuitos transistorizados na região ativa e prepará-los para a amplificação. Por ora, vamos apenas estabelecer os critérios de funcionalidade da fonte de corrente. Veja a configuração típica do circuito:

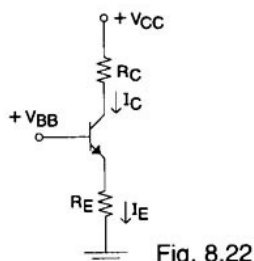


Fig. 8.22

Aplicando a lei de Kirchhoff nas malhas da base e do coletor (como já fizemos antes), obtemos os seguintes resultados:

$$I_{CSAT} = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$

$$V_{CECORTE} = V_{CC}$$

$$I_{CQ} = \frac{V_{BB} - 0,7}{R_E}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}(R_C + R_E)$$

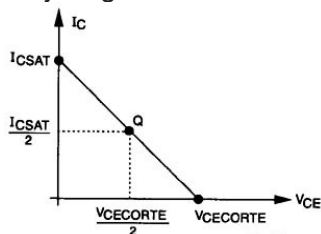
Observe a equação da corrente  $I_{CQ}$  e veja que ela depende apenas de  $V_{BB}$  e  $R_E$ . Se garantirmos a estabilidade destas duas grandezas, temos que a corrente  $I_{CQ}$  será fixa e independente do beta. Independente porque o beta não aparece explicitamente na equação da corrente, mas se fizermos  $I_B = 0$  é claro que  $I_C$  também o será.

Aqui temos uma situação diferente da encontrada quando estudamos o transistor chave. Lá houve a necessidade de fixarmos um beta mínimo igual a 10 para assegurar o funcionamento do circuito. Agora, o beta apenas define corrente de base que circula à medida que escolhemos diferentes valores de  $V_{BB}$  e  $R_E$ . Lembre-se, porém, que a corrente de operação  $I_{CQ}$  necessariamente, é menor que  $I_{CSAT}$ . Caso contrário, a fonte de corrente estará comprometida.

Volte a observar a equação para  $I_{CQ}$ . Nela não aparece  $R_C$ . É por isso que o circuito é chamado fonte de corrente, pois para qualquer valor de  $R_C$  no coletor a corrente no resistor seria a mesma. E claro que isso não acontece na

prática, mas se a escolha de  $R_C$  for adequada - para garantir que o transistor não sature - a corrente no coletor do transistor não dependerá do valor do resistor  $R_C$ .

**Reta de Carga e o Ponto Q** - Uma fonte de corrente tem o ponto Q em algum lugar da reta, diferente dos dois pontos extremos. Por razões que ficarão óbvias no estudo dos amplificadores, a melhor localização do ponto Q está no centro geométrico da reta de carga. Veja o gráfico 26:



Gráf. 26

Condições suficientes para o funcionamento da fonte de corrente - Vamos apresentar uma boa técnica para garantir que o ponto Q esteja localizado no centro da reta de carga. Considerando o circuito da fonte de corrente visto, as regras são as seguintes:

- 1ª regra - faça  $V_{CEQ}$  a metade da fonte  $V_{CC}$ . Matematicamente:  $V_{CEQ} = V_{CC} / 2$ .
- 2ª regra - faça  $V_{RC} = 0,4V_{CC}$ .
- 3ª regra - faça  $V_{RE} = 0,1V_{CC}$ .
- 4ª regra - escolha a corrente de saturação  $I_{CSAT}$  de modo que ela seja o dobro do valor desejado para  $I_{CQ}$ .
- 5ª regra - calcule os resistores  $R_C$  e  $R_E$  para o funcionamento correto da fonte de corrente.

### Outros transistores especiais

**Fototransistor** - É um transistor otimizado para operar a partir da luz. Existe uma janela transparente para incidência de luz (fótons). A luz converge para a junção base-coletor reversa, diodo reverso, e quebra ligações covalentes na banda de valência. Os elétrons são elevados à banda de condução e podem circular lá como elétrons livres. A quantidade de elétrons na banda de condução é proporcional à intensidade da luz adequada ao funcionamento do dispositivo, aquela que possui o comprimento de onda certo e pode ser visível ou não.

Em um circuito com transistor, se abrimos o terminal do emissor ( $I_E = 0A$ ) e usarmos a relação  $I_C = \beta \cdot I_B$  devemos achar  $I_C = 0A$  (com o diodo coletor polarizado reversamente). Se, no entanto, montarmos o circuito na prática e usarmos um instrumento sensível a correntes na faixa dos nA, iremos medir uma  $I_C$  e, baseados na equação anterior, não teremos como explicar o surgimento desta. A resposta para essa questão está nos portadores criados termicamente. Essa corrente que circula recebe a designação de  $I_{CBO}$  (corrente de coletor para base com o emissor aberto).

Os fótons da radiação luminosa dão origem a uma corrente denominada  $I_{CEO}$  quando aplicados à janela, porque na maior parte das aplicações o terminal da base permanece aberto. A relação desta com a  $I_{CBO}$  é:

$$I_{CQ} = \beta \cdot I_{CBO}$$

Como  $I_{CBO}$  é a corrente reversa no diodo coletor e ela é a mesma que circula no fotodiodo, concluímos que o fototransistor produz beta vezes mais corrente que o precursor a diodo.

Veja na figura 8.23 o símbolo e as analogias funcionais para facilitar a compreensão do componente. O terceiro esquema mostra uma forma de controle de sensibilidade à luz do circuito, através do resistor variável  $R_B$ . Todavia, a maneira mais empregada na prática é com a base aberta.

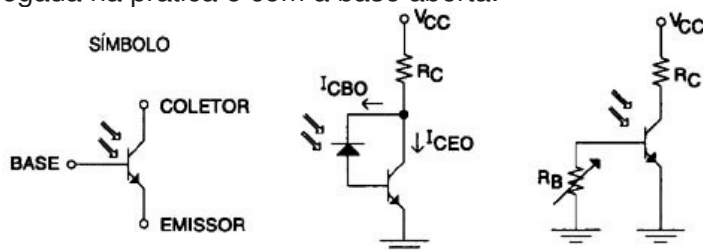


Fig. 8.23

**Optoacoplador com fototransistor** - Como o fototransistor é um receptor de luz e atua somente na presença dela, os fabricantes oferecem um pequeno CI que incorpora o par emissor-receptor. Este par é bastante aplicado na isolamento elétrica entre circuitos eletrônicos. Veja a figura 8.24.

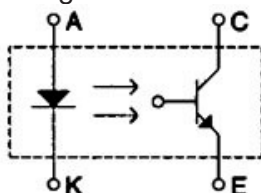


Fig. 8.24

**Transistor multiemissor e multicoletor** - Este não é um novo transistor, apenas uma conexão de vários TBJs, conforme o esquema a seguir:

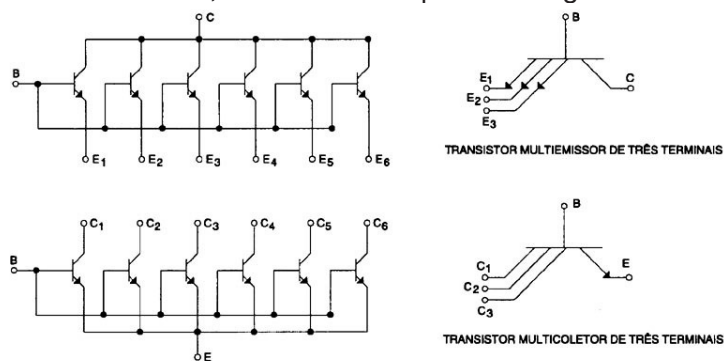


Fig. 8.25

### Observação

No caso do transistor multiemissor, basta que um dos transistores tenha o emissor colocado, por exemplo, no terra para que todas as bases estejam em 0,7V. De forma equivalente, se no símbolo um dos emissores vai ao terra, a base assume 0,7V de potencial e circulam as correntes e  $I_B$  correspondentes à quantidade de emissores em condução. No caso do multicoletor é necessário que pelo menos um dos transistores tenha o coletor em  $V_{CC}$  através de  $R_C$ , para existir  $I_B$  e  $I_E$ .

### Transistor Darlington

Consiste em uma conexão de dois transistores. O emissor do primeiro vai à base do segundo; os coletores são ligados juntos e à base do primeiro. O emissor do segundo e a conexão em comum dos coletores são: a base, o emissor e o coletor do Darlington, respectivamente. A razão principal da conexão é a obtenção de um transistor cujo beta é o produto de  $\beta_1$  e  $\beta$

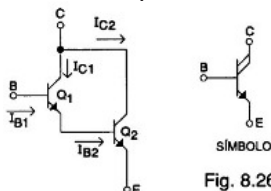


Fig. 8.26 2.

### Observação

Note que o  $V_{BE}$ , para este transistor, vale 1,4V

### Polarização do transistor bipolar

Esta seção apresenta algumas formas de polarizar um transistor para que ele funcione linearmente (na região ativa), o que significa estabelecer o ponto Q próximo ao meio da reta de carga. Os amplificadores de pequeno sinal e os da classe A exigem o ponto Q nesta localização. Vamos mostrar, por fim, algumas formas de polarização que não fixam o ponto Q no centro da reta de carga, úteis em amplificadores da classe B.

Todos os circuitos vistos anteriormente usavam duas ou mais fontes. Agora iremos estudar condições de polarização para circuitos transistorizados a partir de uma fonte de tensão e redes resistivas. Começaremos analisando o pior deles, avaliando os aspectos que o tornam ruim, e evoluiremos até chegar a excelentes circuitos polarizadores do TBJ.

As técnicas de análise de circuitos polarizadores são as leis de Kirchhoff, de Ohm e a relação entre  $I_C$  e  $I_B$  ( $\beta$ ) no transistor, quando necessária. Poderíamos descrevê-las em etapas genéricas, assim:

1° etapa - aplique a lei de Kirchhoff para tensões em uma malha que tenha pontos em comum da base com o coletor e/ou emissor.

2° etapa - na relação obtida aparecerão  $I_B$ ,  $I_C$  e  $I_E$  (eventualmente) como incógnitas. Faça  $I_C = I_E$  quando necessário, e use  $I_C = \beta \cdot I_B$  para lidar com apenas uma variável desconhecida. Escolha a que melhor lhe convém.

3° etapa - trace a reta de carga e marque o ponto Q para verificar a localização do mesmo. Isto evita possíveis transtornos com o ponto indo à saturação ou ao corte.

### Polarização da base

Use a configuração transistor como chave, mas evite polarizar o transistor no corte ou na saturação. A fonte  $V_{BB}$  foi eliminada através da conexão do resistor  $R_B$  à fonte  $V_{CC}$ . Desta maneira, a corrente  $I_B$  provém da fonte  $V_{CC}$  e alimenta a base. A junção base-emissor é polarizada diretamente, com a base 0,7V acima do terra. Necessita-se, então, providenciar uma corrente  $I_C$  - e conseqüentemente uma  $I_B$  - que torne a tensão  $V_C$  maior 0,7V, visando reverter a polarização do diodo coletor. Avalie a configuração ilustrada na figura 8.27.

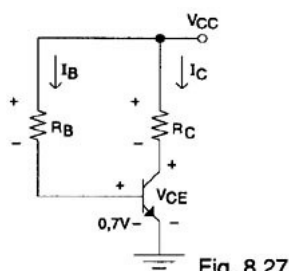


Fig. 8.27

### Polarização por realimentação do coletor

Também chamada autopolarização, constitui avanço significativo em relação à polarização da base. Esta forma é alternativa útil quando o requisito economia prevalece. A estrutura contém um mínimo de componentes (dois resistores apenas) e tem uma resposta não estável, mas satisfatória. Observe-a:

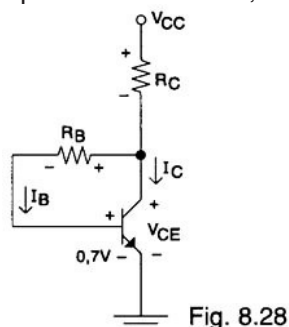


Fig. 8.28

**Ação da realimentação** - Realimentar, em eletrônica, significa ter a saída, ou parte dela (como é mais usual), conduzida de volta à entrada. É uma das idéias mais profundas e notáveis da eletrônica. Aqui vamos apenas mostrar a ação da realimentação para estabilizar a polarização do transistor. Os conceitos fundamentais da realimentação serão desenvolvidos no futuro.

Admita que a temperatura se eleve, aumentando o valor da corrente  $I_C$  do transistor. Tão logo a corrente aumente, a queda de tensão em  $R_C$  também aumenta, tornando  $V_{CE}$  menor. Como  $V_{CE}$  é a tensão aplicada à malha da base, temos que  $I_B$  também diminui. Se  $I_B$  diminui,  $I_C$  volta a diminuir, compensando o aumento do beta.

Na prática, a compensação não é perfeita, pois a proporção em que  $I_C$  aumenta não é a mesma em que  $I_B$  diminui. Isto explica a mudança no ponto Q quando ocorrem variações no beta ou na corrente do coletor / base.

### Polarização por divisor de tensão (ou polarização universal)

É a polarização com fonte simples mais usada em circuitos lineares. O esquema a seguir ilustra a configuração. Observe que, basicamente, temos a fonte de corrente anteriormente estudada, com a fonte  $V_{BB}$  substituída por um divisor de tensão.

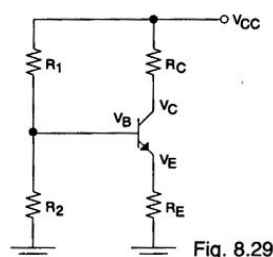


Fig. 8.29

### Aplicando o teorema de Thevenin na base

Abra o terminal da base e aplique o teorema de Thevenin no divisor de tensão. O resultado é o circuito vislumbrado na figura 8.30:

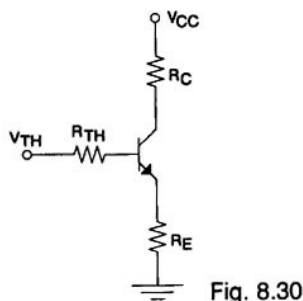


Fig. 8.30

Sendo  $V_{TH}$  e  $R_{TH}$  dados por:

$$R_{TH} = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad V_{TH} = \frac{V_{CC} \cdot R_2}{R_1 + R_2}$$

Somando as tensões ao longo da malha da base da figura acima, resulta:

$$V_{TH} - I_B \times R_{TH} - I_E \times R_E - V_{BE} = 0$$

Como  $I_C \approx I_E$ , então  $I_B \approx I_E / \beta_{CC}$

Se  $R_E$  for muito maior, por exemplo 100 vezes, do que  $R_{TH} / \beta_{CC}$  então o segundo termo poderá ser abolido e a equação ficará simplificada:

$$I_E = I_C = \frac{V_{CC} - 0,7}{R_E}$$

Um circuito de polarização por divisor de tensão estabilizado é aquele que satisfaz a condição:

$$R_{TH} < 0,01 \beta_{CC} \cdot R_E$$

O divisor de tensão firme é menos rígido e constitui-se em uma segunda opção, pois às vezes um projeto estabilizado resulta em valores tão pequenos de  $R_1$  e  $R_2$  que surgem outros problemas, como consumo excessivo. Neste caso, muitos projetos são ajustados utilizando-se esta regra:

$$R_{TH} < 0,1 \beta_{CC} \cdot R_E$$

Esta regra deve ser satisfeita para o  $\beta_{CC}$  mínimo encontrado sob quaisquer condições. Por exemplo, se um transistor tiver um  $\beta_{CC}$  que varie de 80 até 400, use o valor menor.

Existe uma outra interpretação para a equação completa da corrente de coletor

**Tensões úteis do transistor na polarização universal** - É conveniente medir algumas tensões dos transistores com relação ao terra. As tensões  $V_C$ ,  $V_E$  e  $V_B$  são, respectivamente:

$$V_C = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_C$$

$$V_E = I_{CQ} \cdot R_E = V_{TH} - V_{BE}$$

$$V_B = V_{TH}$$



### Polarização do emissor

Outra excelente maneira de polarizar um transistor é usar a polarização do emissor. A diferença essencial é que o emissor é polarizado negativamente em relação à base, que normalmente fica no terra através de um resistor. Esta é uma excelente configuração de polarização quando se dispõe de uma fonte simétrica. Observe o esquema da figura 8.31:

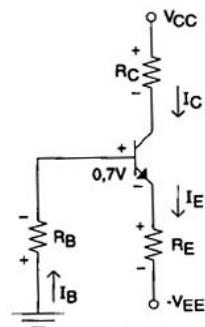


Fig. 8.31

$$I_{CQ} = I_E = \frac{(V_{EE}) - V_{BE}}{R_e}$$

### Polarização por espelho de corrente

Suponha, no circuito a seguir, que  $I_B$  seja muito menor que  $I_R$  e  $I_D$  de forma que  $I_B \approx I_R$ . Note que o diodo D está em paralelo com a junção base-emissor. Se a curva do diodo D for idêntica à curva do diodo emissor, a corrente do emissor será igual à corrente no diodo D. Como  $I_C \approx I_E$  verifica-se que  $I_C$  é praticamente a mesma corrente que circula no diodo D.

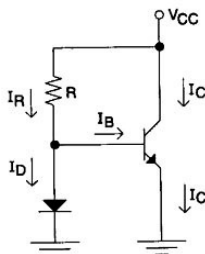
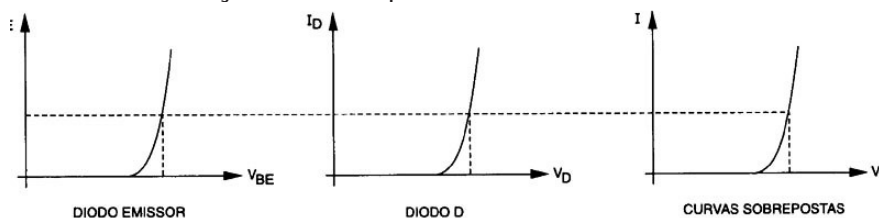


Fig. 8.32

A noção de espelho vem do último comentário anterior; a corrente no coletor é o “reflexo” da corrente do diodo D.

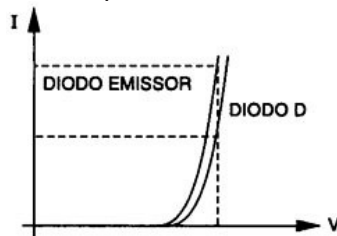
Esta idéia é bastante empregada em circuitos integrados lineares, pois durante a integração é fácil casar a curva do diodo D com a do diodo emissor. Abaixo temos uma ilustração sobre o que foi dito:



Gráf. 32

Se existe diferença na sobreposição das curvas, as correntes deixam de ser iguais; e se o desvio for favorável à  $I_C$  (deslocamento da curva do diodo emissor para a esquerda), pode ocorrer dissipação de potência excessiva no

transistor, o que faz a temperatura aumentar. A temperatura do transistor aumentando acarreta novo aumento em  $I_C$  (pois a curva do diodo emissor desloca-se mais à esquerda), que, por conseguinte, eleva mais ainda a temperatura do transistor. Esse processo é conhecido como deriva térmica e, se não for contido, pode ser destrutivo para o transistor. Atente ao gráfico a seguir:



Gráf. 33

### Observação

As folhas de dados dos fabricantes especificam o quanto  $V_{BE}$  varia com a temperatura. Na falta do dado correto, uma boa aproximação é que  $V_{BE}$  diminui 2mV a cada grau Celsius de aumento na temperatura. Por exemplo: se um diodo emissor tem uma queda de 0,7V a 25°C, a 100°C a tensão cai para 0,55V

### Polarização do par diferencial

A figura 8.33 mostra a configuração básica do par diferencial com TBJ. Ela consiste de dois “transistores casados”, Q1 e Q2 cujos emissores estão conectados juntos e polarizados por uma fonte de corrente. Essa fonte é usualmente implementada com transistor como fonte de corrente ou por meio de um resistor  $R_E$  usando a polarização de emissor. Embora cada coletor esteja conectado ao positivo da fonte  $V_{CC}$  através de resistores  $R_C$ , essa conexão não é essencial ao funcionamento do par e, em algumas aplicações, podem ser conectados a outros transistores em vez de cargas resistivas. A saída do circuito é tomada estrategicamente entre os coletores de Q1 e Q2 sendo denominada equilibrada ou desequilibrada. As entradas são normalmente conectadas no modo diferencial, ou seja, a diferença entre elas é que faz o ponto Q deslizar sobre a reta de carga. Observe o circuito:

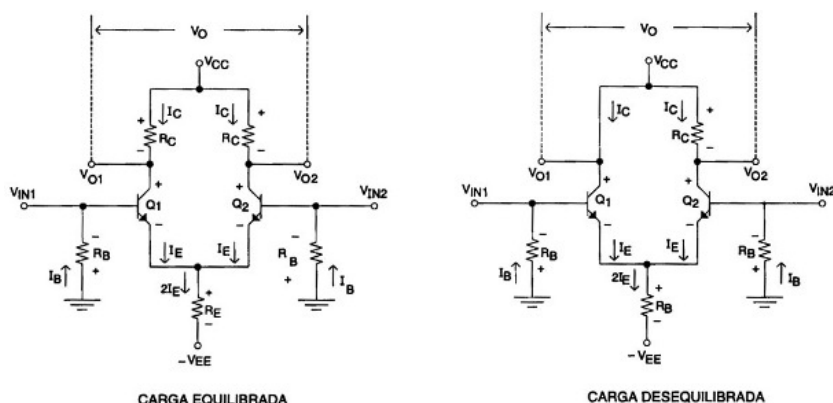


Fig. 8.33

$$I_E = I_{CQ} = \frac{(V_{EE}) - V_{BE}}{2R_E}$$

### Aplicando uma tensão diferencial na entrada

Para entender como o par diferencial funciona, considere primeiro o caso em que as duas bases estão conectadas juntas e ligadas a uma tensão VCM ( $V_{CM} > 0V$ ), chamada tensão em modo comum. Isto é, conforme indicado na figura a seguir,  $V_{IN1} = V_{IN2} = V_{CM}$ .

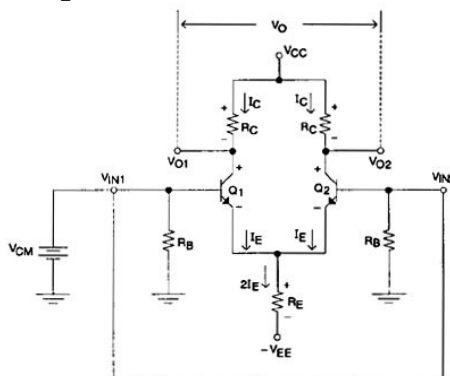


Fig. 8.34

Como  $Q_1$  e  $Q_2$  estão casados, implica divisão da corrente do resistor  $R_E$  igualmente entre os dois transistores, como verificamos anteriormente. Assim, a tensão no emissor é dada por:

$$V_E = V_{CM} - V_{BE}$$

A tensão  $V_C$  será  $V_{CC} - I_{CQ} R_C$  em cada coletor e a diferença de potencial entre  $V_{O1}$  e  $V_{O2}$  continua sendo 0V. Concluímos que o valor em modo comum entre as entradas  $V_{IN1}$  e  $V_{IN2}$  é rejeitado. Essa é uma importante característica do par diferencial quando ele é usado em CI's para construção do amplificador diferencial.

Façamos nova investigação do circuito. Ajustamos agora  $V_{IN2}$  para 0V e  $V_{IN1}$  para +1V. A figura 8.35 indica essa nova situação:

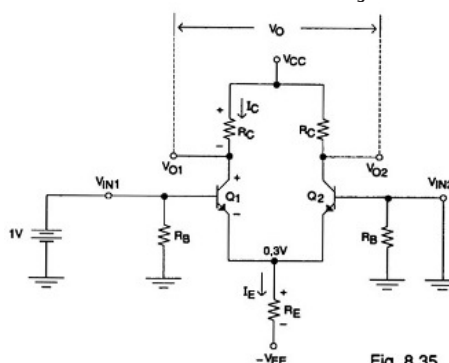


Fig. 8.35

Com um pouco de análise pode ser observado que  $Q_1$  estará conduzindo toda a corrente  $I_E$  e que  $Q_2$  estará em corte. Devido à condução de  $Q_1$ , o emissor dos transistores terá 0,3V, que mantém a junção base-emissor de  $Q_2$  reversamente polarizada. As tensões de coletor serão  $V_{C1} = V_{CC} - I_{CQ} R_C$  e  $V_{C2} = V_{CC}$ . Portanto,  $V_O = I_{CQ} R_C$ .

Seja, agora,  $V_{IN2}$  para 0V e  $V_{IN1}$  para -1V, como ilustra a figura 8.36.

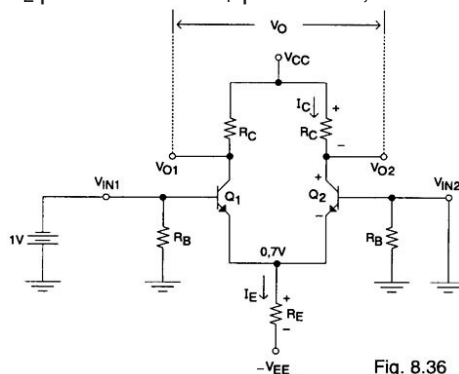


Fig. 8.36

Outra vez pode ser observado que  $Q_1$  estará em corte e  $Q_2$  conduzirá toda a corrente  $I_E$ . O emissor dos transistores terá - 0,7V, implicando polarização reversa da junção base-emissor de  $Q_1$  em 0,3V. As tensões de coletor serão  $V_{C1} = V_{CC}$  e  $V_{C2} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_C$ . Portanto,  $V_O = I_{CQ} \cdot R_C$

Pelos resultados obtidos, notamos que o par diferencial certamente responde no modo de diferença ou modo diferencial. Realmente, com diferenças de potenciais relativamente pequenas, somos capazes de controlar a corrente de polarização total de um lado do par para o outro. Essa propriedade permite usá-lo até em circuitos lógicos, embora quase todas as aplicações sejam circuitos lineares integrados.

Para o par com saída desequilibrada, todos os valores das correntes permanecem os mesmos e a análise matemática é inteiramente análoga. A diferença essencial é que sempre a saída  $V_O$  é retirada do resistor  $R_C$  de  $Q_2$ .

### Transistores PNP

Temos dado preferência gratuita ao transistor NPN sem nenhuma justificativa plausível. A questão da utilização prática não influenciou nossa decisão, pois ambos (NPN e PNP) são igualmente empregados. Até mesmo os autores de livros fazem o estudo de um transistor e depois introduzem o outro como extensão natural. Nosso caminho será o mesmo.

### Polarização do transistor PNP

Lembre-se que nosso interesse primordial é operar o transistor na região ativa ou linear, porque estamos prontos para introduzir os circuitos amplificadores. Nessa região a junção base-coletor deve ser polarizada diretamente, enquanto a junção base-emissor deve estar reversamente polarizada. Como no transistor PNP mudam-se todas as polaridades em relação ao NPN, a base deve estar 0,7V mais negativa que o emissor e positiva em relação ao coletor, ou seja, o coletor deve estar mais negativo que a base para reverter a polarização do diodo coletor. A seguir temos uma ilustração mostrando os dois transistores. Sugerimos que você memorize uma polarização e, sempre que precisar, inverta todas as polaridades

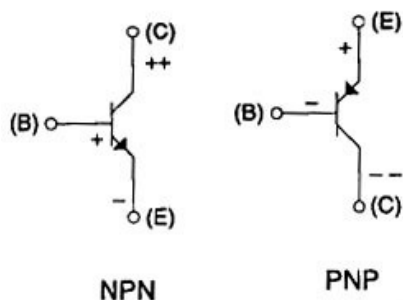


Fig. 8.39

### Observação

Não estranhe o desenho do transistor PNP de cabeça para baixo. Em esquemas eletrônicos ele normalmente aparece assim. A razão da inversão do transistor PNP será dada ainda nesta seção.

Outro detalhe que devemos avaliar é o sentido convencional das correntes no transistor PNP. Obviamente, são todas ao revés das correntes do transistor NPN. Observe as figuras mostrando todos os sentidos nos dois transistores:

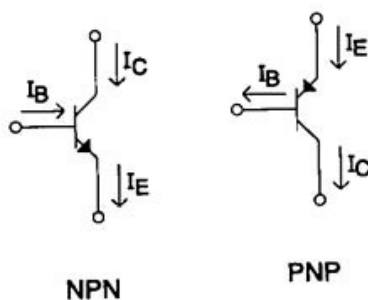


Fig. 8.40

### Diodo a partir do transistor

Para construir diodos a partir de transistores bipolares basta conectar a base ao coletor e usar o diodo emissor como um diodo comum. Essa técnica é bastante empregada em espelhos de corrente em CI's, pois é mais fácil ajustar as curvas do diodo emissor se os transistores forem idênticos. Veja as conexões:

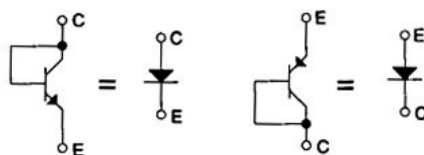


Fig. 8.41

### Deslocando o terra

Não há misticismo envolvendo o símbolo de terra em esquemas de circuitos eletrônicos. Ele é apenas um referencial no qual são ligadas muitas conexões em comum, normalmente pólos de fontes (mais comumente o negativo). Desde que um e apenas um dos pólos de uma fonte seja conectado ao terra, podemos deslocá-lo de um lado para o outro sem comprometer o

funcionamento do circuito (se se conectam os dois pólos de uma mesma fonte ao terra, fica caracterizado um curto-circuito). Vamos elucidar essa questão com exemplos.

### • Exemplo

Redesenhar a polarização universal com o positivo da fonte  $V_{00}$  ligado ao terra, em vez do negativo.

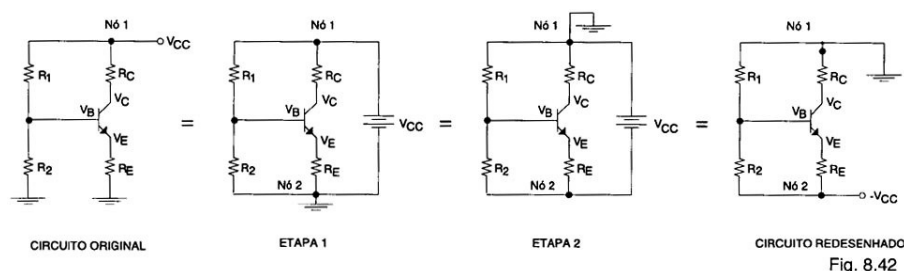


Fig. 8.42

Não fizemos absolutamente nada ao circuito original acima. Inicialmente, o nó 1 estava  $V_{CC}$  volts mais positivo que o terra (onde criamos o nó 2). No circuito redesenhado, continuamos tendo o nó 1  $V_{CC}$  volts mais positivo que o nó 2, mas agora o terra está ligado nele. As correntes permanecem circulando com os mesmos sentidos e valores originais. A única diferença significativa é que o circuito redesenhado está em uma forma não muito convencional de desenhar e parece estranho aos olhos da maioria dos profissionais da eletrônica. Alguém poderia perguntar: “Mas já que a alteração não afeta em nada as correntes e tensões, por que tivemos o trabalho de redesenhar o circuito?” Nossa resposta é: “Pretendemos usar a idéia, não muito proveitosa aqui, para tornar as polarizações de transistores PNP aprazíveis aos olhos”.

A seguir observa-se algo que jamais deve ser feito na prática: o uso de dois terras em referenciais diferentes.

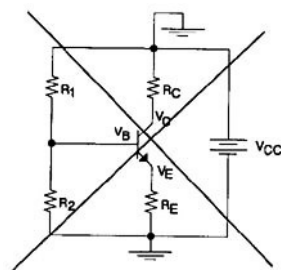


Fig. 8.43

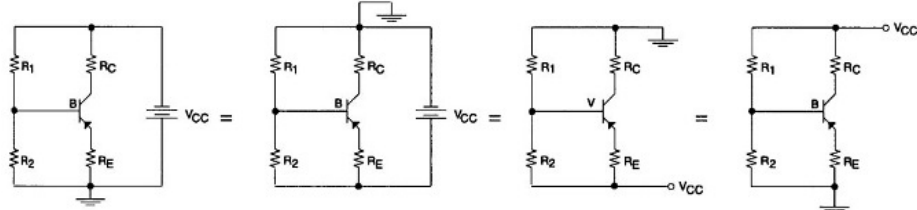
### Observação

Na etapa 1, desenha-se o circuito mostrando a fonte e qual pólo está ligado ao terra. Na etapa seguinte, desloca-se o terra para o outro pólo, deixando sem referencial o pólo que possuía o terra. Por último, mostra-se o novo referencial aterrado, omite-se o pólo onde está ligado o terra e troca-se o sinal da fonte de tensão.

## Circuitos polarizadores com transistor PNP

Abaixo temos exemplos de duas polarizações envolvendo transistor PNP. Observe que apenas retiramos o transistor NPN e invertemos a fonte em cada caso. Em seguida usamos o deslocamento do terra para redesenhar os circuitos com o transistor de cabeça para baixo:

- polarização por divisor de tensão;

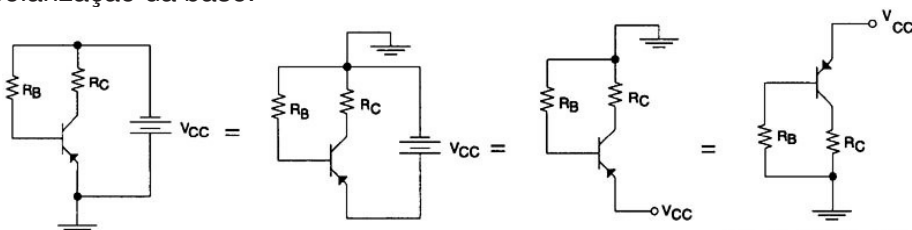


CIRCUITO ORIGINAL

CIRCUITO REDESENHADO

Fig. 8.44

- polarização da base.



CIRCUITO ORIGINAL

CIRCUITO REDESENHADO

Fig. 8.45

Da penúltima para a última etapas, faz-se uma rotação de maneira que traga o positivo da fonte  $V_{CC}$  para cima e o terra para baixo, como é de costume. Isto põe o transistor PNP com o emissor em cima ou de cabeça para baixo.



## Reguladores de tensão

Reguladores de tensão são circuitos eletrônicos que mantêm, em sua saída, uma tensão elétrica constante, mesmo que os valores de carga e da tensão de entrada variem, logicamente, dentro de uma faixa máxima de variação prefixada. A forma básica de um regulador de tensão é o regulador shunt ou regulador paralelo.

### Regulador shunt ou paralelo

Um regulador shunt fica localizado em paralelo com a carga  $R_L$ . O regulador shunt básico é construído empregando-se um diodo zener, sendo que a tensão de entrada  $V$  para este e para os outros circuitos reguladores é habitualmente a saída de um retificador de onda completa, que utiliza um filtro capacitivo. A figura 9.1 mostra um circuito regulador shunt com diodo zener.

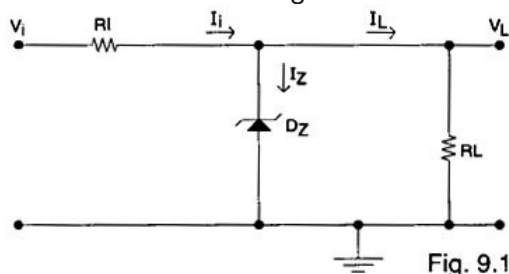


Fig. 9.1

As equações que podem ser usadas para este circuito são:

$$I_L = I_i - I_Z$$

$$V_L = V_i - I_i \cdot R_I$$

A seguir mostraremos um regulador shunt utilizando transistor em conjunto com o diodo zener. A tensão em cima da carga é a soma da tensão zener  $V_Z$  com a queda de tensão  $V_{BE}$  do transistor.

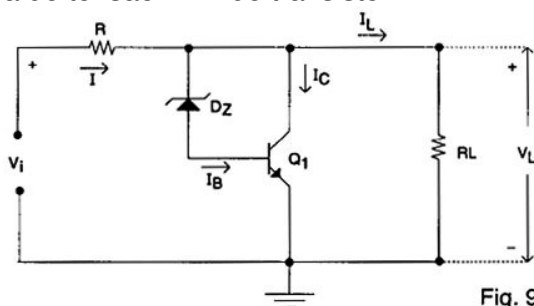


Fig. 9.2

$$V_L = V_Z + V_{BE}$$

### Regulador série

As características de um regulador de tensão podem ser melhoradas consideravelmente, usando-se dispositivos ativos tais como o transistor. Na figura 9.3 temos o regulador de tensão tipo série a transistor mais simples possível. Nesta configuração podemos dizer que o transistor se comporta como um resistor variável cuja resistência é determinada pelas condições de operação.

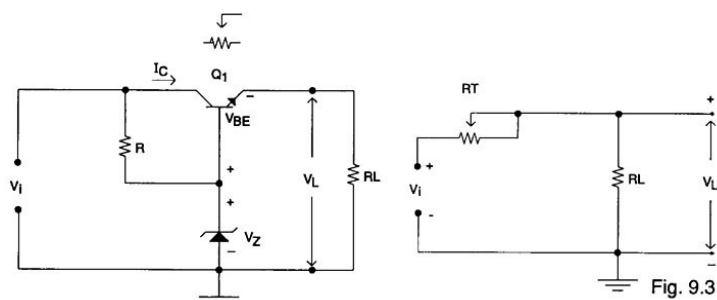


Fig. 9.3

Para uma carga  $RL$  decrescendo ou crescendo,  $RI$  deve mudar da mesma maneira e na mesma proporção a fim de manter a mesma divisão de tensão.

Devemos lembrar que a regulação de tensão é determinada a partir das variações na tensão dos terminais, em função da demanda da corrente de carga. Para o circuito acima, uma demanda de corrente crescente associada a um  $RL$  decrescente resultará em uma tendência de  $V_L$  diminuir. Aplicando a lei de tensão de Kirchhoff à malha de saída, teremos:

$$V_L = V_Z + V_{BE}$$

Uma diminuição em  $V_L$  (sabendo que  $V_Z$  é uma tensão fixa) resultará em aumento em  $V_{BE}$ . Como consequência, este efeito produzirá aumento no nível de condução do transistor, resultando em diminuição na resistência em seus terminais (coletor-emissor). Este efeito faz com que a tensão  $V_L$  se mantenha constante.

### Regulador com realimentação da tensão

O coeficiente de temperatura de um diodo zener varia de negativo a positivo entre 5V e 6V. Desta forma, os diodos zener com tensões de ruptura nesta área terão coeficientes de temperatura de aproximadamente zero. Em aplicações críticas, as tensões zener próximas de 6V são utilizadas porque se mantêm praticamente constantes quando a temperatura varia ao longo de uma grande faixa. Esta estabilidade da tensão zener, às vezes chamada de tensão de referência, pode ser amplificada através de um amplificador com realimentação negativa, obtendo-se, desta forma, uma tensão de saída com valores mais elevados e com a mesma estabilidade de temperatura que a tensão de referência.

A figura 9.4 mostra um regulador com realimentação da tensão discreta. O transistor  $Q_2$  é chamado de transistor de passagem, pois toda a corrente de carga passa por ele. Na saída temos um divisor de tensão que amostra o valor da tensão na carga e emite uma tensão de realimentação  $V_F$  para a base de  $Q_1$ . A tensão de realimentação  $V_F$  controla a corrente do coletor de  $Q_1$ , que, por sua vez, controla a corrente de emissor de  $Q_2$  o qual controla a tensão de saída.

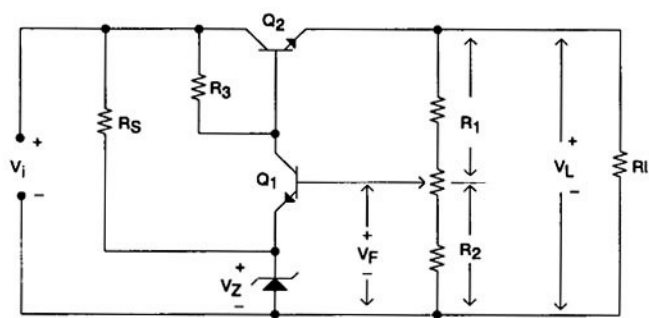


Fig. 9.4

A tensão de entrada  $V$  é proveniente de um retificador com filtro capacitivo com ondulação típica de pico a pico (ripple) de aproximadamente 10% da tensão CC. A tensão de saída  $V_L$  praticamente não tem ondulação, sendo quase perfeitamente constante, mesmo que a tensão de entrada e a corrente de carga possam variar. Isso ocorre porque qualquer variação na tensão de saída produz uma tensão de erro que compensa automaticamente a variação tendida.

Por exemplo: se a tensão de saída tende a aumentar, o sinal  $V_F$  também aumenta, proporcionando uma corrente de coletor maior para  $Q1$ , fazendo com que a corrente de base de  $Q2$  diminua, provocando diminuição da tensão de saída.

#### Equações

$$V_F = V_Z + V_{BE}$$

$$V_L = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \cdot V_F$$

O transistor de passagem está em série com a carga. É por isso que o circuito é chamado de regulador série. A principal desvantagem de um regulador série é a dissipação de potência no transistor de passagem.

$$P_D = V_{CE} \cdot I_C$$

Quando a corrente de carga é intensa, o transistor de passagem precisa dissipar muita potência. Isto implica maiores dissipadores de calor e uma fonte de alimentação mais potente.

#### Limitação de corrente

A figura 9.5 mostra uma forma simples de limitar a corrente de carga em valores seguros, mesmo que a saída seja curto-circuitada. O resistor  $R_4$  é um sensor de corrente. Esse resistor produz uma tensão que é aplicada aos terminais base-emissor do transistor  $Q3$ . Se a corrente de carga  $I_L$  for menor que  $V_{BE}/R_4$ , a tensão  $V_{R4}$  será menor que  $V_{BE}$  de  $Q3$ . Nesse caso,  $Q3$  está em corte e o regulador funciona normalmente. Quando a corrente de carga  $I_L$  for maior que  $V_{BE}/R_4$ , a tensão sobre o resistor  $R_4$  será maior que  $V_{BE}$  de  $Q3$ , fazendo, com que este transistor entre em condução. A corrente de coletor de  $Q3$  circula através de  $R_3$ , diminuindo a tensão na base de  $Q2$ . Isto faz com que haja diminuição de tensão na carga. Na realidade temos uma realimentação negativa, pois o aumento inicial de corrente na carga produz diminuição na tensão de carga. Essa realimentação negativa se torna mais intensa para uma queda em  $R_4$  entre 0,6 e 0,7V.

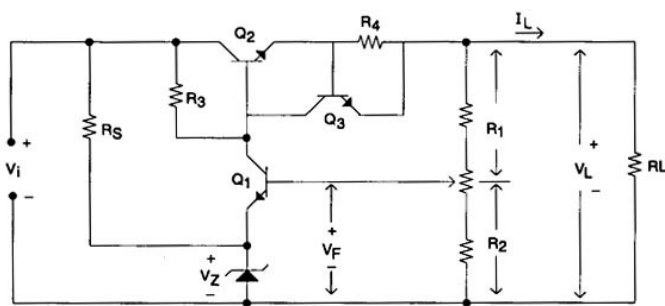


Fig. 9.5

### Regulação de tensão

A qualidade dos circuitos reguladores depende basicamente da tensão de carga, corrente de carga, regulação de carga e de linha, ondulação e outros fatores. Veremos agora duas características muito importantes: regulação de carga e regulação de linha.

#### Regulação de carga

Um regulador tem boa regulação de carga quando o valor da tensão de saída sem carga é o mais próximo possível do valor da tensão de saída com carga máxima. A regulação de carga pode ser expressa em porcentagem e calculada conforme a equação:

$$\%LR = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \cdot 100\%$$

Onde

LR - regulação de carga

VNL - tensão de carga sem corrente de carga

VFL- tensão de carga com corrente de carga máxima

### Regulação de linha

A tensão da rede elétrica tem valor nominal em torno de 127V para alguns locais e 220V para outros. Dependendo da demanda de energia, essa tensão da rede pode assumir valores diferentes de 127V ou 220V. Variações na tensão de rede de até  $\pm 10\%$  são admissíveis, pois isto está previsto em contrato com a concessionária de energia. A tensão de rede alimenta normalmente um transformador, que, por sua vez, alimenta um retificador de onda completa. A saída filtrada deste retificador tem seu valor de tensão proporcional ao valor de tensão da rede e será ligada à entrada do regulador. Se houver alguma variação na tensão de rede, provavelmente haverá variação na tensão de entrada do regulador, o que poderá ocasionar variação na tensão de saída do regulador de tensão. Quando houver variações na tensão de rede e a tensão de saída regulada permanecer praticamente inalterada, o regulador de tensão terá boa regulação de linha. A regulação de linha pode ser calculada a partir da equação:

$$\%SR = \frac{V_{HL} - V_{LL}}{V_{nom}} \cdot 100\%$$

Onde

SR - regulação de linha

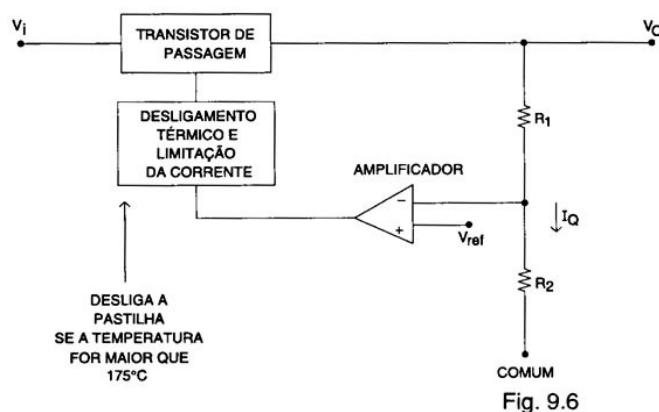
VHL - tensão de carga com tensão de linha alta

VLL - tensão de carga com tensão de linha baixa

Vnom - tensão de carga nominal

## Reguladores monolíticos

Os reguladores monolíticos são reguladores de tensão sob a forma de circuitos integrados disponíveis em invólucros de três terminais. O circuito interno incorpora uma fonte de tensão de referência com compensação de temperatura, um circuito amplificador de erro, um circuito imitador de corrente e estabilizador térmico, e finalmente um transistor de passagem. Estes dispositivos podem fornecer correntes de carga de 100mA a 5A, e têm grandes vantagens como baixo custo e facilidade de utilização. A figura abaixo mostra o diagrama em blocos de um regulador monolítico. Notemos, no diagrama em blocos, a indicação de uma corrente  $I_Q$ , corrente quiescente que flui pelo ponto comum do regulador. Esta corrente quiescente é de aproximadamente 8mA, e é um dado do fabricante do regulador.



## As séries 78XX e 79XX

As séries 78XX e 79XX são séries de reguladores positivos no caso da 78XX e negativos no caso da 79XX. Tanto a série 78XX quanto a 79XX têm valores variados de tensão de saída. A identificação da tensão de saída de cada regulador é feita da seguinte forma: no lugar de xx é descrito o valor da tensão para a qual o regulador foi projetado para operar. Por exemplo: o CI 7805 é um regulador para tensão positiva de saída igual a 5V. Outro exemplo: o 7912 é um regulador para tensão negativa de saída de -12V. Os valores para tensão fixa regulada de saída mais comuns, tanto para a série 78XX como para a série 79XX, são: 5V e - 5V, 6V e - 6V, 12V e -12V, 15V e -15V, e finalmente 24V e -24V. Os reguladores das séries 78XX e 79XX são disponíveis em encapsulamentos do tipo TO 92 e TO220.

**Ligando o regulador** - A figura 9.7 mostra a forma na qual devemos conectar os terminais dos reguladores da série 78XX e também a disposição dos pinos para o encapsulamento do tipo TO220. Os capacitores de desvio  $C_1$  e  $C_2$  têm a função de minimizar os efeitos de indutâncias produzidas por fios condutores e melhorar a resposta a transientes da tensão de saída regulada.

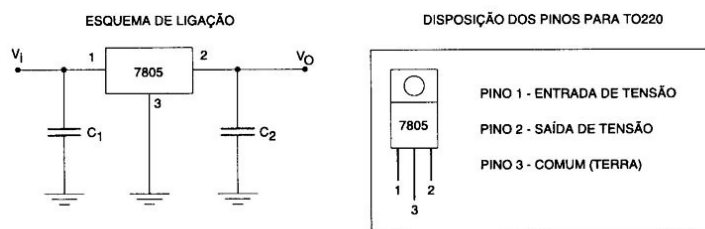


Fig. 9.7

**Utilizando regulador fixo para obter tensão ajustável** - Apesar dos reguladores das séries 78XX serem reguladores de tensão fixos, há uma forma de obtermos tensão de saída ajustável dentro de uma faixa que é sempre acima da tensão fixa estabelecida pelo fabricante. Acrescentando dois resistores externos  $R_1$  e  $R_2$ , poderemos mudar o valor da tensão fixa de saída do regulador. Os reguladores de tensão da série 78XX têm sua tensão de saída fixa em relação ao terminal comum do mesmo. Se o terminal comum de um 7805 estiver conectado ao 0V, teremos 5V em relação à referência zero volt, mas se aplicarmos uma referência diferente de zero volt ao terminal comum teremos uma tensão de saída que será a soma da tensão fixa com a tensão de referência aplicada, isto em relação ao zero volt. A figura 9.8 nos mostra a forma como devemos ligar o regulador para obtermos tensões diferentes do valor fixado pelo fabricante e a equação para calculo da tensão de saída  $V_o$ .

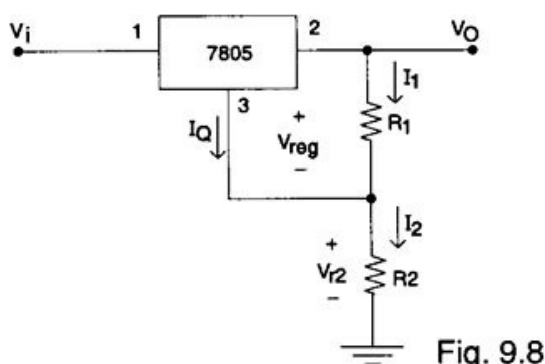


Fig. 9.8

$$V_o = V_{reg} + (I_Q + \frac{V_{reg}}{R_1}) \cdot R_2$$

Onde

$V_o$  - tensão de saída

$V_{reg}$  - tensão de saída fixa do regulador (dado do fabricante,)

$I_Q$  - corrente quiescente (dado do fabricante, aproximadamente 8mA)

### Reforçadores de corrente para reguladores monolíticos

Os reguladores de tensão de três terminais têm uma corrente máxima de carga que eles são capazes de fornecer antes que o desligamento térmico ocorra. Se necessitarmos de correntes mais elevadas nos reguladores, uma forma eficiente de conseguir este acréscimo é mostrada na figura 9.9. Veja que a corrente de carga é a soma da corrente do regulador com a corrente do coletor de Q1.

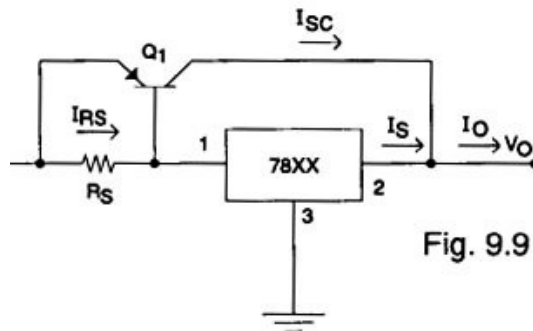


Fig. 9.9

A corrente máxima que irá circular pelo regulador é determinada por  $R_S$ , pois quando a queda de tensão em  $R_S$  for de 0,6V o transistor  $Q_1$  entrará em condução, suprimindo corrente extra para a carga. A equação para calcular  $R_S$  é demonstrada logo em seguida.

$$\begin{aligned} I_O &= I_S + I_{SC} \\ V_{RS} &= V_{BE} \\ V_{BE} &= R_S \cdot I_{RS} \\ R_S &= \frac{V_{BE}}{I_{RS}} \end{aligned}$$

Com a opção de colocar um transistor reforçador de corrente, perdemos a característica de limitação de corrente máxima do regulador. Afigura 9.10 mostra uma forma de termos um limitador de corrente para proteção do circuito

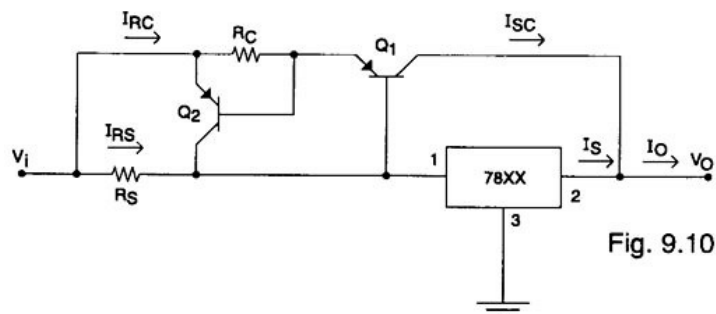


Fig. 9.10



## Amplificadores de potência em áudio

Os estágios amplificadores, estudados até este ponto, tratam da amplificação de sinais com maior ênfase no ponto de vista de tensão. Porém, para que possamos aplicar estes sinais à carga, que geralmente têm valor de resistência baixo, alguns poucos Ohms, é necessário que eles sofram também uma amplificação de corrente. Do exposto, entende-se claramente que os sinais a serem amplificados passam por estágios amplificadores de tensão e corrente, isto é, são amplificados em potência para acionar a carga. Os transistores do estágio final de amplificação (potência) dissipam grande quantidade de calor, visto que, neste, a potência do sinal é elevada (acima de 0,5W). Deve-se tomar o cuidado de montá-los em irradiadores de calor (dissipadores), a fim de que possam trocar de calor com o meio externo, evitando a sua destruição por dissipação excessiva de potência. Os transistores dos estágios iniciais são de potência inferior (abaixo de 0,5W) e não necessitam de dissipadores. Estes estágios recebem a denominação de pré-amplificadores.

Os amplificadores de potência que discutiremos operam em três classes distintas, que são: A, B e AB.

### Classe A

Na operação classe A, o transistor é polarizado na região linear ou ativa, isto é, não entrará em corte ou saturação durante todo o ciclo do sinal de entrada.

O ponto Q deve situar-se aproximadamente no meio da linha de carga CC. Analisaremos, a seguir, parâmetros importantes dos amplificadores EC, a fim de que possamos entender melhor o funcionamento em classe A.

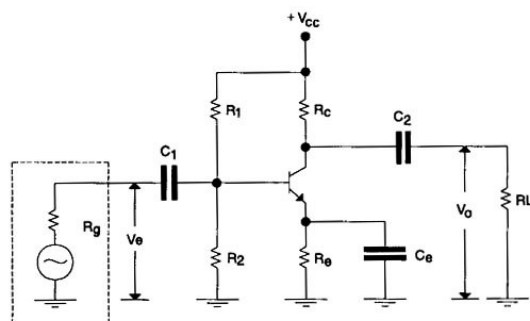
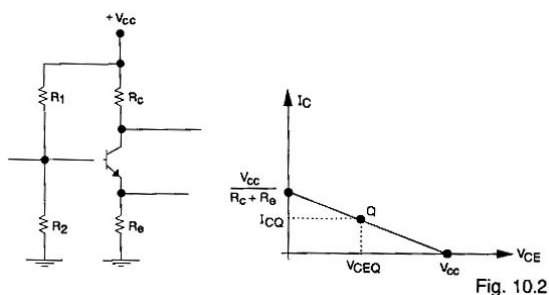


Fig. 10.1

### Linha de carga CC

Vimos que, fazendo os capacitores análogos a chaves abertas, o circuito anterior é reduzido ao seu equivalente CC, de onde podemos obter as equações dos pontos de saturação e corte da linha de carga CC. A figura 10.2 ilustra o que foi descrito.



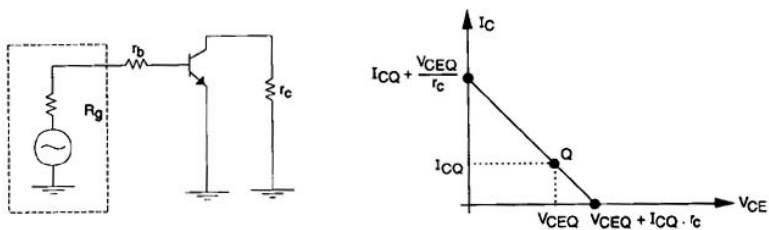
$$I_{CSAt} = \frac{V_{CC}}{R_c + R_e} \text{ (Saturação)}$$

$$V_{ce} = V_{cc} \text{ (corte)}$$

O ponto de trabalho ou quiescente (Q) encontra-se plotado na linha de carga CC, evidenciando a corrente quiescente de coletor ( $I_{CQ}$ ) e a tensão quiescente de coletor ( $V_{CEQ}$ ).

### Linha de carga CA

Do ponto de vista da corrente alternada, fazemos os capacitores análogos a chaves fechadas e a fonte ( $V_{cc}$ ) em curto, obtendo assim o circuito equivalente CA, mostrado na figura 10.3, de onde equacionamos e traçamos a linha de carga CA.



Para a saturação,  $V_{CE} = 0$ , a corrente  $I_{CSAT}$  é dada por:

$$I_{CSAT} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_c}$$

E no corte  $I_c = 0$ , a tensão CA de coletor é dada por:

$$V_{CECORTE} = V_{CEQ} + i_{CQ} \cdot r_c$$

Sendo

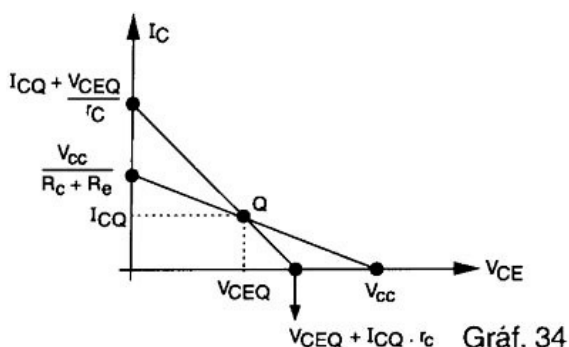
$I_{CSAT}$  - corrente CA de saturação

$I_{CQ}$  - corrente contínua do coletor

$V_{CEQ}$  - tensão CC do coletor-emissor

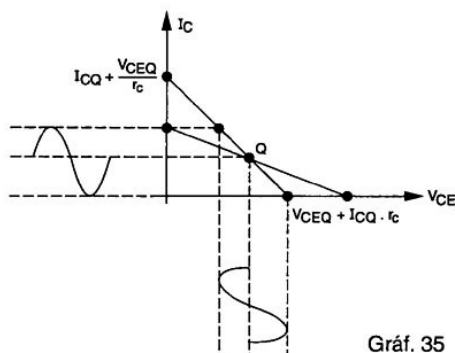
$r_c$  - resistência CA vista pelo coletor ( $R_c // R_L$ )

O gráfico 34 ilustra as duas linhas de carga (CC e CA) sobrepostas em um único gráfico, a fim de que se possa visualizar o quanto podemos deslocar o ponto quiescente (Q) sem distorção do sinal (ceifamento).



### Compliance CA de saída (PP)

Compliance CA é o máximo valor de tensão pico a pico na saída de um amplificador sem ceifamento, ou seja, é quanto o ponto Q pode se deslocar ao longo da linha de carga CA sem atingir os pontos de corte e saturação. O gráfico 35 ilustra o que foi descrito.



Sabendo-se que a tensão CA de corte é igual  $V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot r_c$ , a maior excursão positiva do sinal partindo do ponto Q será  $V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot r_c - V_{CEQ}$ , portanto igual a  $I_{CQ} \cdot r_c$ .

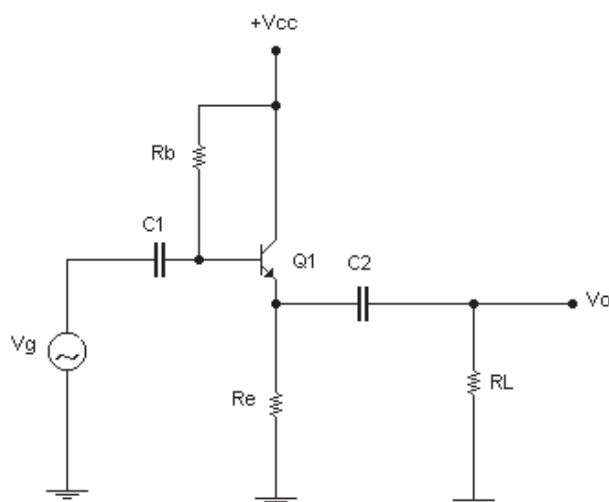
Analogamente, considerando a tensão CA de saturação idealmente zero, a máxima excursão negativa partindo do ponto Q será  $0 - V_{CEQ}$ , portanto igual a  $-V_{CEQ}$ .

A compliance CA de saída de um amplificador EC é dada pelo menor destes dois valores aproximados:

$$PP = 2I_{CQ} \cdot r_c \text{ ou } 2V_{CEQ}$$

Sendo a linha de carga CA o recurso mais importante para o cálculo da compliance CA de saída, passaremos a analisar a linha de carga de outros amplificadores.

## Coletor comum ou seguidor de emissor



Sabendo que o sinal de saída é retirado no emissor do transistor, a resistência CA vista neste ponto ( $r_e$ ) é igual a:

$$r_e = R_e // R_L$$

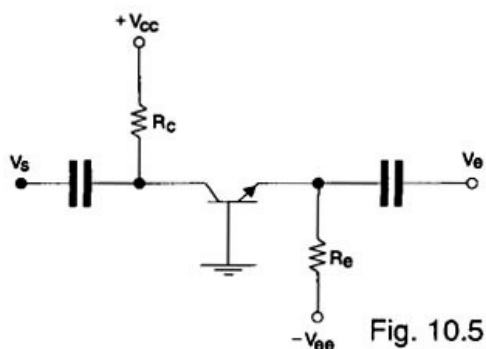
A corrente CA de saturação e a tensão VCE de corte são obtidas por meio de deduções matemáticas idênticas às que foram apresentadas para o amplificador EC, sendo seus respectivos valores iguais a:

$$I_{CSAT} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{r_e} \quad \text{e} \quad V_{CEcorte} = V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot r_e$$

A compliance CA de saída é menor que:

$$\bullet PP = 2I_{CQ} \cdot r_e \quad \text{ou} \quad PP = 2V_{CEQ}$$

## Base comum

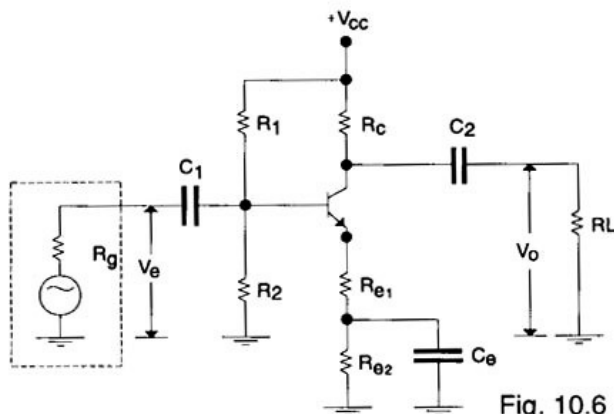


As análises feitas para o amplificador EC são válidas para o amplificador em base comum, considerando-se a grande aproximação entre eles. Assim sendo, a compliance de saída é aproximadamente a mesma. Então, temos:

$$r_c = R_c // R_L$$

$$PP = 2I_{CQ} \cdot r_c \quad \text{ou} \quad PP = 2V_{CEQ}$$

## Amplificador Linearizado (com realimentação parcial) no emissor



Serão, mais uma vez, omitidas as deduções matemáticas para a linha de carga CA, visto que são idênticas às já apresentadas. Portanto, temos que a corrente de saturação é igual a:

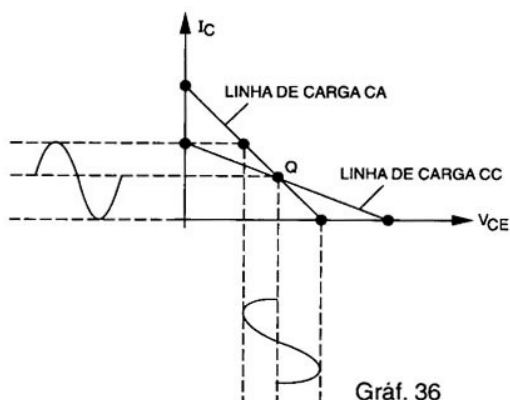
$$I_{CSAT} = I_{CQ} + \frac{V_{CEQ}}{re + Re1} \quad \text{e} \quad V_{CEcorte} = V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot (re + Re1)$$

A compliance CA de saída é igual a:

$$PP = 2I_{CQ} \cdot rc \quad \text{ou} \quad PP = 2V_{CEQ} \cdot \frac{rc}{rc + Re1}$$

### Compliance máxima de saída

Em se tratando de amplificador para grande sinal, a localização do ponto Q é de fundamental importância para obtermos, na saída, a máxima compliance. Conforme visto anteriormente, com o ponto Q no meio da reta de carga CC, não podemos ter excursões iguais positivas e negativas do sinal, uma vez que o deslocamento do ponto Q ao longo da linha de carga CA é maior em direção à saturação do que em direção ao corte. O gráfico 36 ilustra o que foi descrito.



Assim, devemos satisfazer as seguintes relações para cada amplificador básico, a fim de obtermos a máxima excursão positiva e negativa do sinal ao longo da linha de carga CC:

$$I_{CQ} \cdot rc = V_{CEQ}, \quad \text{para estágio em emissor comum;}$$

$$I_{CQ} \cdot re = V_{CEQ}, \quad \text{para estágio em coletor comum;}$$

$ICQ \cdot r_c = VCEQ \frac{r_c}{r_c + R_{e1}}$ , para estágio com realimentação parcial de emissor.

Analisaremos, a seguir, alguns parâmetros importantes do amplificador classe A mostrado na figura 10.7.

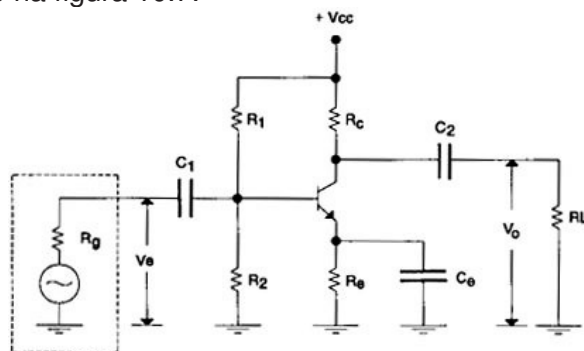


Fig. 10.7

### Ganho de tensão (Au)

Conforme já estudado, o ganho de tensão é a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada. Usando um pouco de álgebra podemos determinar, por uma relação direta, o ganho de tensão sem carga e com carga, conforme mostrado a seguir:

$$A_v = -\frac{R_c}{r'_e} \text{ (sem carga)}$$

Como  $r_c = R_c \parallel R_L$ , tem-se:

$$A_v = -\frac{r_c}{r'_e} \text{ (com carga)}$$

### Ganho de corrente (Ap)

O ganho de corrente é a relação entre as correntes CA's de coletor e de base, podendo ser aproximada ao  $\beta$  com erro desprezível.

$$A_i = -\frac{i_c}{i_b} \cong \beta$$

### Ganho de potência (Ar)

O ganho de potência é a relação entre a potência de saída ( $P_o$ ) e a potência de entrada ( $P_{in}$ ) de um amplificador, expresso matematicamente por:

$$A_p = P_o / P_{in},$$

Sendo:

$$P_o = -V_o \cdot i_c \text{ e } P_{in} = V_{in} \cdot i_b, \text{ temos:}$$

$$A_p = -A_v \cdot A_i$$

Onde:

$A_p$  - ganho de potência

$A_v$  - ganho de tensão

$A_i$  - ganho de corrente

$V_o$  - tensão de saída

Ic-- corrente de coletor  
Vin- tensão de entrada  
Ib- corrente de base

### Potência na carga (PL)

Corresponde ao valor de potência CA na saída do amplificador, isto é, sobre a carga.

Considerando os valores de tensão eficaz e de resistência de carga, a potência (PL) é dada por:

$$P_L = \frac{V_L^2}{RL}$$

Sendo  $V_L = 0,707V_{m\acute{a}x}$  e  $V_{m\acute{a}x} = V_{pp} / 2$ , tem-se:

$$V_L = \frac{0,707V_{pp}}{2}$$

Então, substituindo na equação da potência na carga, tem-se:

$$P_L = \frac{V_{pp}^2}{8RL}$$

Considerando que o maior valor de tensão pico a pico não ceifado na saída de um amplificador é igual à compliance do mesmo (PP), podemos reescrever a equação anterior para a máxima potência na carga (PLmáx) Assim, teremos:

$$P_{LM\acute{A}X} = \frac{PP^2}{8RL}$$

### Potência de dissipação do transistor (PD)

Deve-se tomar o cuidado de especificar a potência nominal do transistor como sendo maior que a potência quiescente (PDO) visto que a condição crítica de dissipação de potência ocorre quando não há sinal na entrada do mesmo, ou seja, PD diminui à medida que a tensão pico a pico na carga aumenta. Assim, conclui-se que:

PDO= VCEQ. ICQ

PD(máx)>PDO

Sendo

PDO - potência de dissipação quiescente

VCEQ - tensão entre coletor-emissor quiescente

ICQ- corrente de coletor quiescente

PD(máx) - potência de dissipação máxima

### Rendimento ou eficiência do amplificador em porcentagem (r~%)

Corresponde à relação entre a potência CA em RL com a potência entregue pela fonte  $V_{cc}$ .

$$\eta = \frac{P_L}{P_{cc}} \cdot 100\%$$

Sendo

PL- potência CA em RL

Pcc- potência da fonte  $V_{cc}$

O rendimento máximo da classe A com acoplamento RC é de 25%.



## Classe B

Na operação em classe B, o transistor é polarizado de modo a operar no corte; o mesmo só conduzirá quando for aplicado o sinal.

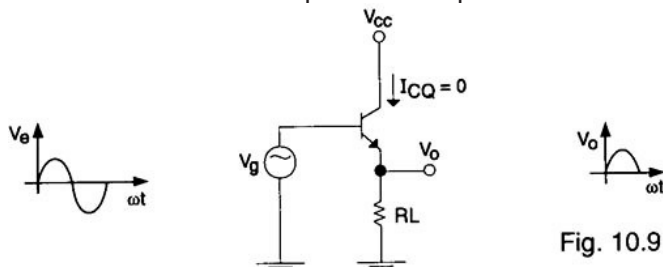
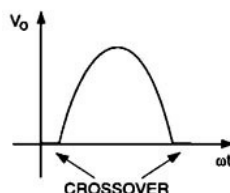


Fig. 10.9

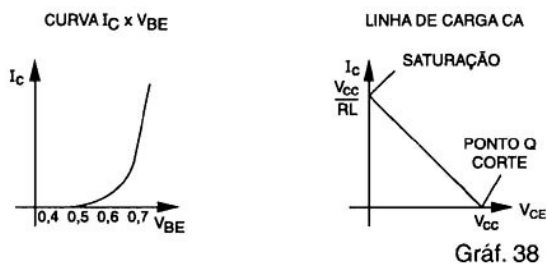
Para o transistor conduzir, deve-se ter uma tensão VBE acima de 0,5V (limiar da condução dos transistores de silício).

Como não há polarização CC de base, tem-se que o transistor só irá conduzir quando o sinal Vg ultrapassar 0,5V. Isto ocasiona, na saída, uma deformação no sinal denominada distorção de cruzamento (crossover). O gráfico 37 ilustra o que foi descrito.



Gráf. 37

Abaixo são mostradas a curva Ic x VBE e a linha de carga CA do circuito apresentado.



Gráf. 38

$$I_{CQ}=0$$

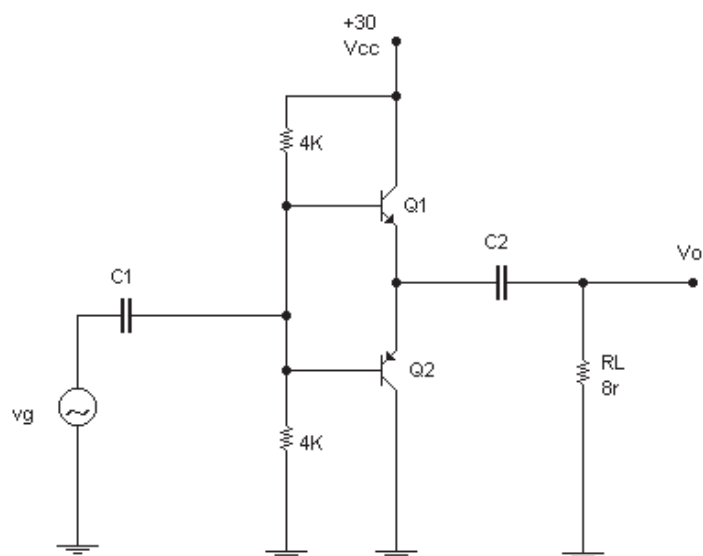
$$V_{CEQ}=V_{CC}$$

## Eficiência ou rendimento do estágio

É a relação entre a potência na saída e a potência contínua, dada em percentual e expressa matematicamente por:

$$\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} \cdot 100\%$$

## Amplificador push pull



## Linhas de carga CC e CA

Pelo fato dos transistores estarem polarizados no corte, a linha de carga CC é vertical, representando risco de surgimento de correntes elevadas, visto que uma redução significativa no  $V_{BE}$ , com a variação da temperatura, pode deslocar o ponto O para cima na reta de carga CC, uma vez que o resistor de coletor não existe. No entanto, aceitaremos por ora que o ponto Q é firme no corte, afastando assim esta hipótese. Para a linha de carga CA, considerando  $I_{CQ}=0$ ,  $V_{CEQ} = V_{cc}/2$  e  $r_e = R_L$ , temos:

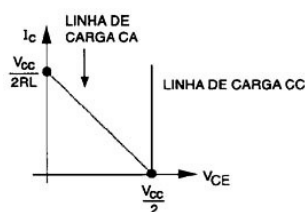
$$I_{CSAT} = I_{CQ} + V_{CEQ}/r_e$$

$$I_{CECORTE} = V_{CEQ} + I_{CQ} \cdot r_e$$

então:

$$I_{CSAT} = \frac{V_{cc}}{2R_L} \quad \text{e} \quad I_{CECORTE} = \frac{V_{cc}}{2}$$

O gráfico 39 ilustra o que foi descrito.



Gráf. 39

## Funcionamento

- Quando o sinal de entrada ( $V_g$ ) for positivo, temos somente Q1 conduzindo.
- Quando  $V_g$  for negativo, temos somente Q2 conduzindo.
- A tensão de saída está em fase com  $V_g$ .
- A fonte ( $V_{cc}$ ) só fornecerá corrente quando o transistor (Q1) conduzir.

Os transistores Q1 e Q2 estão na configuração seguidor de emissor (coletor comum) e, com isso, temos:

$$Z_{saida} = r'e + \frac{r_b}{\beta}$$

Sendo  $r_b$  a resultante da associação paralela das resistências conectadas à base dos transistores.

Alta impedância de entrada (na base).

$Z_{ent} (base) = \beta(R_L + r'e)$

Alto ganho de corrente ( $A_i$ ).

$A_v = \beta$

Ganho de tensão unitário ( $A_v \sim 1$ ).

$$A_v = \frac{R_L}{R_L + r'e} \cong 1$$

Menor distorção não-linear, visto que os dois semiciclos têm a mesma forma.

A compliance  $CA$  na saída de um amplificador push-pull classe B é maior do que no amplificador classe A, visto que o transistor que estiver conduzindo pode deslocar o ponto Q até o extremo da linha de carga (saturação ou corte). Este valor pode, então, ser expresso matematicamente por:

$PP \cong V_{CC}$

A potência  $CA$  da carga é dada por:

$$P_L = \frac{V^2_{pp}}{8R_L}$$

Considerando a máxima potência na carga, temos:

$$P_{LMAX} = \frac{PP^2}{8R_L}$$

### Potência de dissipação no transistor

Quando não existe sinal aplicado à entrada do amplificador push pull, praticamente não flui corrente pelos transistores, ocasionando uma potência dissipada extremamente baixa. Entretanto, com sinal, os transistores têm grandes excursões de corrente, o que caracteriza grande dissipação de potência.

A potência máxima dissipada pelo transistor em condução pode ser determinada por:

$$P_{DMAX} = \frac{PP^2}{40R_L}$$

### Rendimento ou eficiência do estágio ( $\eta$ )

A classe B tem rendimento maior que a classe A, visto que produz uma potência de saída mais alta, com menor potência contínua. Conforme dito anteriormente, o rendimento máximo em classe B é dado por:  $\eta = \frac{P_L}{P_{CC}} \cdot 100\%$

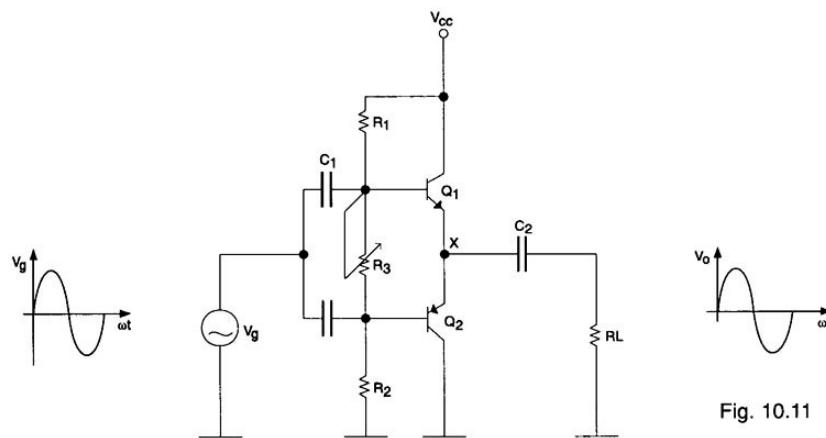
### Amplificador push pull classe B polarizado ou classe AB

O método consiste em associar as características da classe A e da classe B.

O transistor é polarizado no limiar da condução, isto é, próximo do corte. Procedendo assim, a distorção crossover é praticamente eliminada.

A forma mais simples de polarizar um push pull é com divisor de

tensão, conforme ilustrado na figura 10.11.



Foi acrescentado o resistor  $R_3$ , de modo a prefixar as tensões VBE de  $Q_1$  e  $Q_2$ .

A queda de tensão sobre  $R_3$  será:

$$V_{R3} = V_{BE1} + V_{BE2}$$

Deve-se ter uma compensação térmica para os transistores  $Q_1$  e  $Q_2$ , visto que, aumentando a temperatura, aumenta a corrente de fuga. Também há um deslocamento da característica  $I_c \times V_{BE}$ , ou seja,  $V_{BE}$  diminui de aproximadamente 2mV (dois milivolts) para cada grau Celsius de aumento de temperatura ( $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ ). Como o potencial de  $R_3$  é fixo, pode-se desenvolver uma corrente cada vez maior de coletor, levando o transistor à destruição (região de dissipação excessiva).

Para evitar que isto ocorra, pode-se adotar o método de polarização por diodos, aplicando a técnica de espelho de corrente, bastando fazer “casar” as curvas VBE dos transistores com os diodos. Assim, qualquer aumento na temperatura irá reduzir a tensão de polarização, imposta pelos diodos compensadores ( $D_1$  e  $D_2$ ). Pode-se melhorar ainda mais a compensação térmica, inserindo no terminal de emissor dos transistores dois resistores de fio ( $R_4$  e  $R_5$ ) a fim de se limitar o valor da corrente máxima de coletor ( $I_{CQ}$ ).

Assim, se  $I_{CQ}$  tende a aumentar com a elevação da temperatura, e considerando que os diodos estabilizam a tensão em aproximadamente 1,2V, o seu valor será limitado a:

$$I_{CQ\text{MÁX}} = \frac{1,2 - 2V_{BE}}{R_4 + R_5}$$

A fim de que não haja perda de energia significativa nos resistores ( $R_4$  e  $R_5$ ), deve-se fazer:

$$R_4 = R_5 \leq \frac{RL}{10}$$

Afigura 10.12 ilustra o que foi descrito:

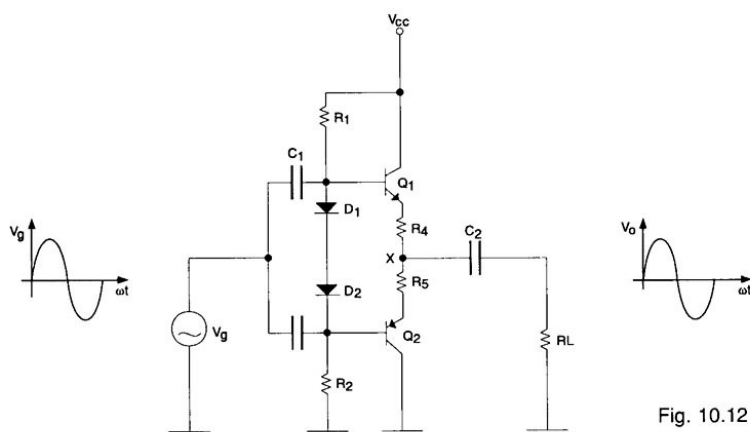


Fig. 10.12

A fim de tornar mais fácil e preciso o casamento das curvas VBE dos transistores com as dos diodos de compensação térmica, pode-se utilizar transistores iguais a Q1 e Q2 de tal forma que se comportem como diodos, ou seja, com os terminais de base e coletor em curto, conforme ilustrado na figura 10.13.

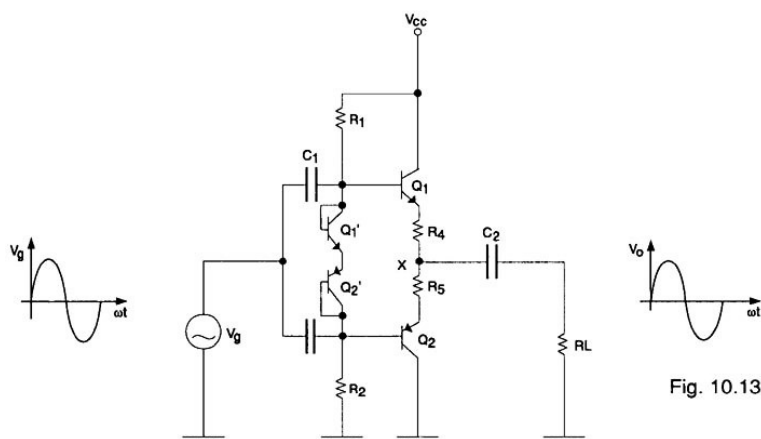


Fig. 10.13

Outra maneira de fazer a compensação térmica é utilizando termistor NTC entre os terminais de base dos transistores Q1 e Q2. Aumentando a temperatura, a resistência do NTC diminui, o que faz diminuir a tensão entre as bases, não deixando Q1 e Q2 conduzir intensamente. A figura 10.14 ilustra o que foi descrito.

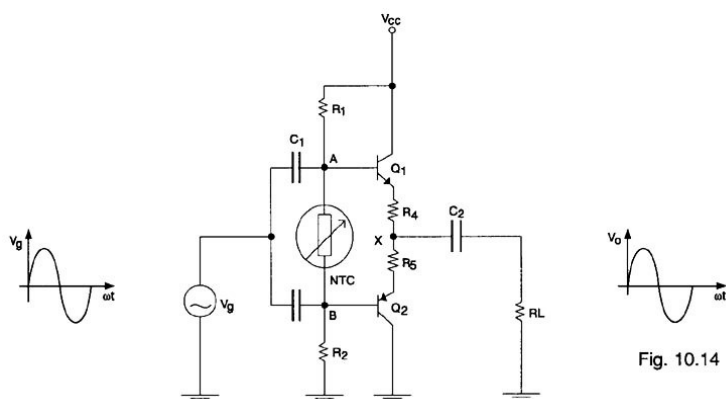


Fig. 10.14

Para aumentar a sensibilidade do NTC, utiliza-se o mesmo juntamente com um transistor, conforme mostrado na figura 10.15.

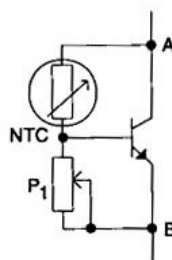


Fig. 10.15

Aumentando a temperatura, a tensão entre os pontos A e B ( $V_{AB}$ ) diminui, devido ao fato de a resistência do NTC diminuir.

Em altas potências, deve-se utilizar transistores Darlington no lugar de 01 e (Fig. 10.16). Neste caso temos:

- impedância de saída ( $Z_o$ ) muito baixa
- alto ganho de corrente ( $A_i$ );
- impedância de base maior ( $Z_{base}$ ).

### Dissipadores de calor

A potência desenvolvida sob forma de calor no coletor dos transistores de saída é muito alta, fazendo valer algumas considerações importantes. Por exemplo, à temperatura ambiente ( $25^{\circ}\text{C}$ ), a troca de calor entre o meio ambiente e a cápsula (invólucro) do transistor, que poderá ser metálica ou plástica, pode ser suficiente para uma determinada condição de funcionamento do equipamento. Porém, com o aumento desta temperatura, esta troca de calor para a mesma condição anterior de trabalho poderá não ser tão eficiente, fazendo com que os transistores permaneçam quentes por uma faixa de tempo, tendo como consequência o surgimento de uma corrente reversa nos terminais de coletor. Esta corrente, somada ao nível quiescente, faz com que a dissipação de potência nos transistores seja ainda maior. Este efeito é cumulativo e termina por levar os transistores à destruição. A este fenômeno denominamos deriva térmica.

Uma forma de minimizar este efeito é fazer com que a área da superfície do encapsulamento do transistor seja aumentada. Para isso utilizamos os dissipadores de calor, que são massas metálicas (chapas de metal) de modelos variados, podendo ou não ser alteradas, com o propósito de melhorar a transferência de calor do encapsulamento para o meio ambiente. Em alguns casos, o terminal de coletor é conectado a uma placa metálica ou à carcaça do encapsulamento, a fim de facilitar a conexão com o dissipador e melhorar a dissipação de calor. Quando isso acontece, é necessário, às vezes, isolar o terminal de coletor do terra do circuito. Para isso, são utilizados isoladores de mica, por se tratar de um material que é bom isolante elétrico e condutor térmico. Outros acessórios são amplamente utilizados, como, por exemplo, isoladores plásticos (buchas) para isolar terminais e/ou parafusos de fixação, pasta térmica para reduzir a resistência térmica entre o dissipador e o encapsulamento, entre outros.