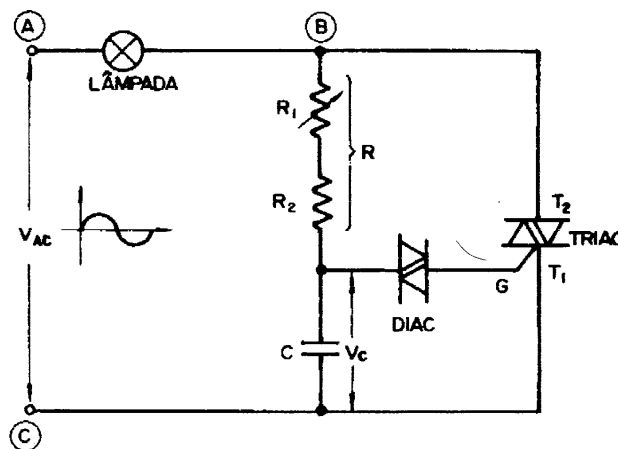
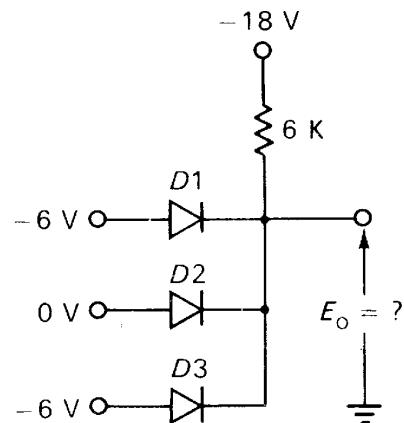
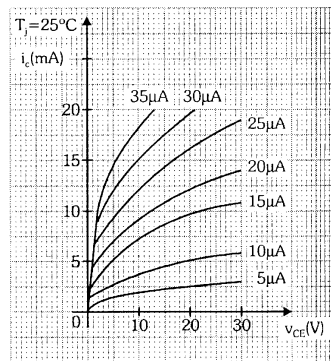
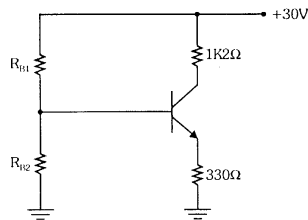


CPM – Programa de Certificação do Pessoal de Manutenção

Instrumentação

Eletrônica Geral



Eletrotécnica Básica – Instrumentação

© SENAI – ES, 1999

Trabalho realizado em parceria SENAI / CST (Companhia Siderúrgica de Tubarão)

Coordenação Geral	Evandro de Figueiredo Neto (CST) Robson Santos Cardoso (SENAI)
Supervisão	Rosalvo Marcos Trazzi (CST) Fernando Tadeu Rios Dias (SENAI)
Elaboração	Jader de Oliveira (SENAI)
Aprovação	Alexandre Kalil Hanna (CST) Carlos Athico Prates (CST) Wenceslau de Oliveira (CST)

SENAI – Serviço Nacional de Aprendizagem Industrial
CTIIAF – Centro Técnico de Instrumentação Industrial Arivaldo Fontes
Departamento Regional do Espírito Santo
Av. Marechal Mascarenhas de Moraes, 2235
Bento Ferreira – Vitória – ES
CEP 29052 - 121
Telefone: (027) 334 - 5200
Telefax: (027) 334 - 5212

CST – Companhia Siderúrgica de Tubarão
Departamento de Recursos Humanos
Av. Brigadeiro Eduardo Gomes, s/n, Jardim Limoeiro – Serra – ES
CEP 29160-972
Telefone: (027) 348-1286
Telefax: (027) 348-1077

Índice

Assunto	Página
Física dos Semicondutores e Diodos.....	4
Transistor Bipolar.....	19
Transistor de Efeito de Campo - FET.....	40
Circuitos Básicos de Amplificadores.....	52
Fontes de Alimentação.....	57
Amplificadores Operacionais	74
Tiristores.....	86
Exercícios.....	113

FÍSICA DOS SEMICONDUTORES E DIODOS

1 - FÍSICA DOS SEMICONDUTORES

1.1 - Estrutura atômica

Já sabemos que podemos dividir uma substância em porções cada vez menores até chegar a menor das porções, que denominamos **molécula**.

A molécula é a menor porção que um material pode ser dividido sem que com isso venha sofrer alterações em suas propriedades.

Se dividirmos a molécula em partes, chegaremos ao **átomo**, sendo que este não mais conservará as propriedades do material subdividido.

O átomo é composto de outras partículas que são elétrons, prótons e nêutrons, conforme a figura abaixo:

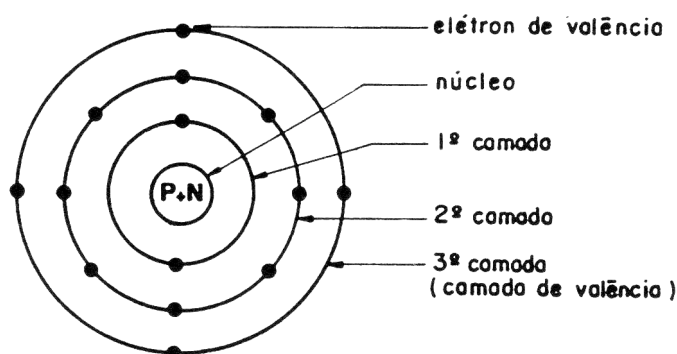


Fig.1 - Átomo de Silício (Si)

Os prótons (p) possuem cargas elétricas positivas.

Os elétrons (e) possuem cargas elétricas negativas.

Como vemos, o átomo é formado por camadas concêntricas onde fica o núcleo. As camadas são níveis de energia.

Chamamos de elétrons de valência os elétrons que pertencem à última camada (camada externa) do átomo.

Um átomo possui no máximo 7 (sete) camadas, assim denominadas: k, l, m, n, o, p, conforme abaixo:

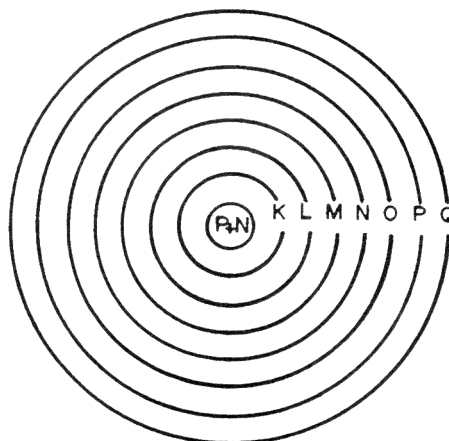


fig. 2 - Níveis de Energia

Na tabela abaixo temos o número máximo de elétrons por camada:

CAMADA	Nº DE ELÉTRONS
K	2
L	8
M	18
N	32
O	32
P	18
Q	8

As camadas inferiores, uma vez completas, não cedem nem recebem elétrons, logo os elétrons de valência (elétrons da última camada externa) são os únicos em condição de participarem de fenômenos químicos ou mesmo elétricos.

1.2 - Classificação do Materiais quanto à condutividade

Os materiais podem ser classificados em 03 (três) tipos:

- condutores
- isolantes
- semicondutores

Condutores:

Dizemos que um material é condutor, quando os elétrons são fracamente ligados ao núcleo e ao serem submetidos a uma diferença de potencial passam a se locomover no interior do material.

Podemos citar como exemplo o ouro, a prata, o cobre e outros.

Isolantes:

Dizemos que um material é isolante, quando os elétrons se encontram fortemente presos em suas ligações, evitando a circulação desses elétrons.

Podemos citar como exemplo, a borracha, a mica, a porcelana, etc.

Semicondutores:

Dizemos que um material é semicondutor se sua resistência se encontra entre a dos condutores e a dos isolantes.

Os principais semicondutores utilizados são:

- Silício (Si)
- Germânio (Ge)

A principal característica dos semicondutores é a de possuir 04 (quatro) elétrons em sua última camada, camada de valência. Isto permite aos átomos do material semicondutor a formação entre si de ligações covalentes.

1.3 - Cristais semicondutores

Dizemos que uma substância é cristalina se ela possui uma estrutura cúbica, tendo seus átomos ocupando os vértices desse cubo.

O silício (Si) e o germânio (Ge) apresentam-se sob a forma cristalina, significando que seus átomos acham-se dispostos uniformemente em uma configuração periódica.

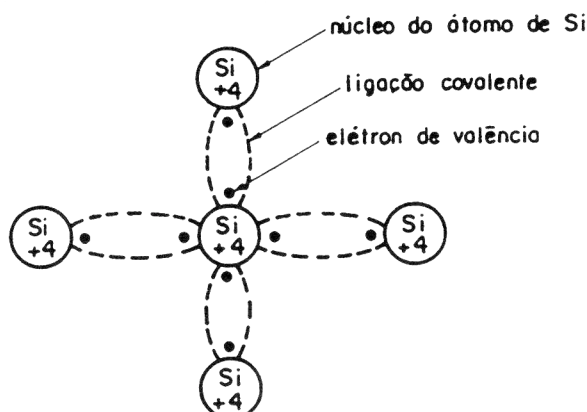


Fig.3 - Representação simbólica de um cristal de Silício (Si)

Ligação covalente:

É a ligação por meio de pares de elétrons que participam simultaneamente dos dois átomos, mantendo a estabilidade.

1.4 - Classificação dos átomos quanto ao número de elétrons na camada de valência

Elemento trivalente:

É todo elemento que possua em sua última camada (camada de valência) um total de 03 (três) elétrons

Exemplo:

Alumínio, índio, boro, gálio.

Elemento tetravalente:

É todo elemento que possua em sua última camada (camada de valência) um total de 04 (quatro) elétrons Exemplo:

Silício, germânio, carbono, estanho.

Elemento pentavalente:

É todo elemento que possua em sua última camada (camada de valência) um total de 05 (cinco) elétrons. Exemplo:

Antimônio, nitrogênio, fósforo, arsênio.

1.5 - Dopagem do semicondutor

Chama-se dopagem de um semicondutor, o processo utilizado para construir elementos P e N, através da mistura ao silício (Si) ou germânio (Ge) de quantidades reduzidas de impurezas de elementos trivalentes ou pentavalentes.

1.6 - Semicondutor tipo N

Se introduzirmos na estrutura cristalina de um semicondutor uma pequena quantidade de um material pentavalente, por exemplo, antimônio (Sb), tendo este 05 (cinco) elétrons na camada de valência, haverá a sobra de 01 (um) elétron do antimônio (Sb) que não formará ligação covalente.

O átomo do antimônio (Sb) que deu esse elétron chamamos de **doador**. O silício (Si) ou germânio (Ge) dopados com elementos pentavalentes são chamados de tipo N, sendo um material negativo.

Os portadores de carga no material tipo N, são os elétrons.

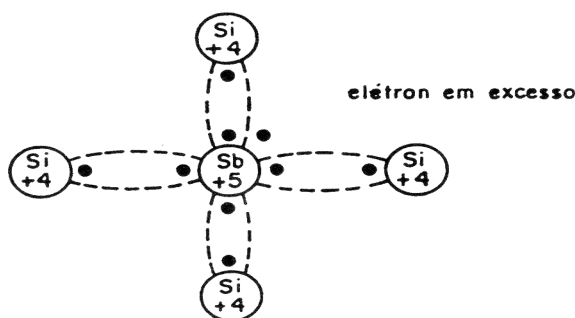


Fig. 4 - Semicondutor tipo N

1.7 - Semicondutor tipo P

Se introduzirmos na estrutura cristalina de um semicondutor uma pequena quantidade de um material trivalente, por exemplo índio (In), tendo este 03 (três) elétrons na camada de valência, faltará um elétron.

Essa falta de elétron comporta-se como uma carga positiva que chamamos de lacuna.

Os semicondutores dopados com elementos trivalentes são chamados do tipo P, e ao elemento trivalente da dopagem chamamos de **aceitador**.

Os portadores de carga no material tipo P são as lacunas.

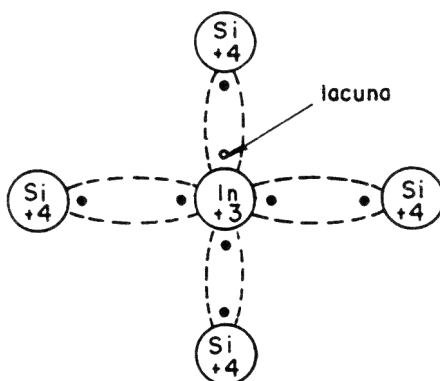


fig. 5 - Semicondutor tipo P.

1.8 - Portadores de cargas

A condutividade de um semicondutor depende do número de portadores de carga, elétrons ou lacunas, dependendo da dopagem. Outro fator que influi na condutividade é a temperatura. Este fator contribui para o rompimento da ligação covalente, dando origem a elétrons e lacunas à medida que a temperatura aumenta. No material tipo N os elétrons da dopagem mais os surgidos pelo rompimento das ligações são chamados de portadores majoritários, pois existem em maior quantidade no material. E as lacunas surgidas no material tipo N, devido ao rompimento das ligações, chamadas de portadores minoritários.

No material tipo P os portadores majoritários são as lacunas e os portadores minoritários são os elétrons:

2 - Diodo

2.1 - Junção PN

Se unirmos um material do tipo P a um material do tipo N, de maneira a construirmos um único cristal, esta junção será denominada de junção PN ou diodo de junção. Sua grande utilidade reside em deixar passar uma dada corrente em apenas um sentido. Sendo esta corrente alternada, que flui em dois sentidos, passa a fluir em um só sentido. A esta operação chamamos de retificação.

Na figura abaixo, representamos uma junção PN não polarizada.

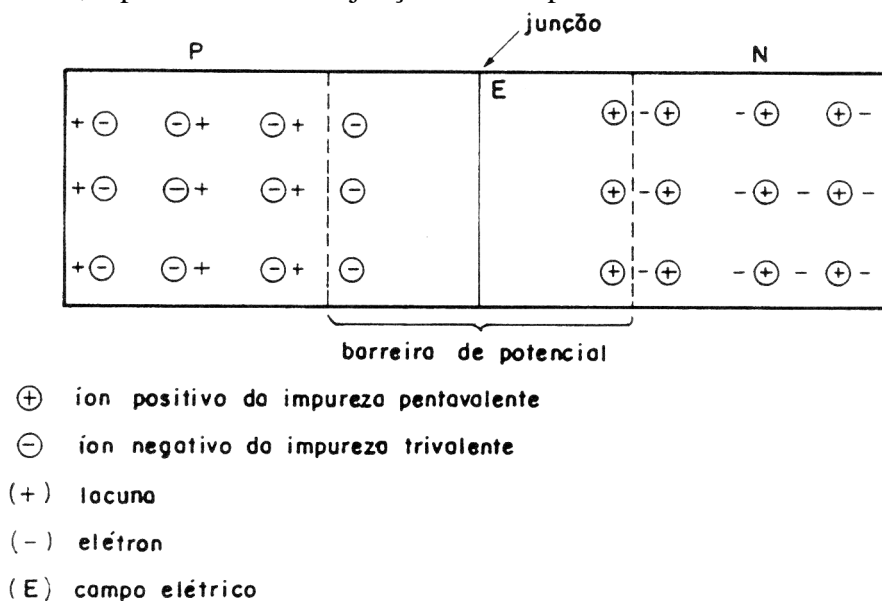


Fig. 6 - Junção PN não polarizado

O material N apresenta um grande número de elétrons (portadores majoritários) e o material P um grande número de lacunas (portadores majoritários). Haverá difusão através da junção, ou seja, alguns elétrons começam a aparecer nas proximidades do material P e algumas lacunas, nas proximidades do material N, causando a recombinação (ocupação de uma lacuna por um elétron) entre esses portadores e uma neutralização de cargas (um elétron se anula com uma lacuna).

Quando um elétron e uma lacuna se encontram, suas cargas individuais neutralizam-se e isto deixa o átomo da impureza carregado. Os átomos das impurezas são fixos. O átomo que produziu o elétron tem agora uma lacuna e se carrega positivamente, e o átomo que produziu a lacuna tem um elétron e se carrega negativamente, e são chamados de íons. Com isto aparecerá um campo elétrico entre o material P e o material N e uma diferença de potencial chamada de **barreira de potencial** ou região de carga espacial (camada de depleção).

Depleção significa diminuição ou ausência e, neste caso, esta palavra corresponde à ausência de portadores majoritários na região próxima à junção PN.

2.2 - Polarização Inversa da Junção PN

Consiste em colocarmos o terminal positivo da bateria no elemento N junção PN e o terminal negativo da bateria no lado P.

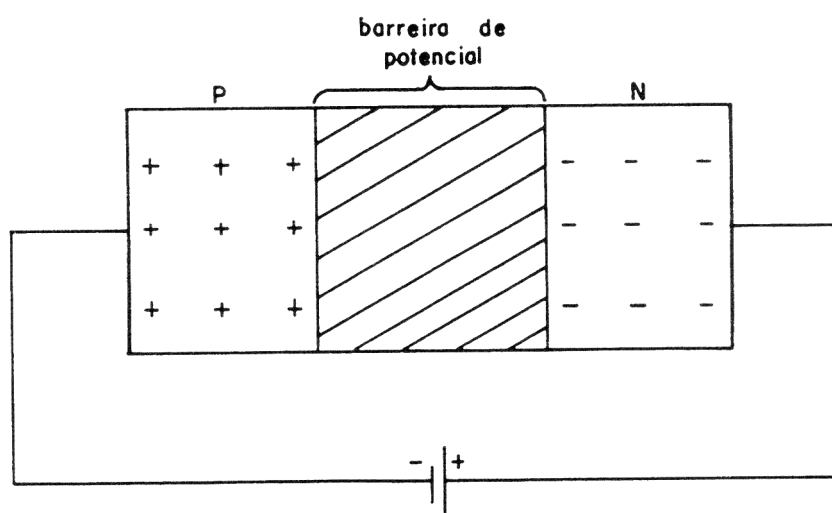


fig. 7 - Junção PN polarizada inversamente.

Neste caso, os portadores majoritários do lado P (lacunas) são atraídos pelo pólo negativo da bateria e do lado N (elétrons) pelo pólo positivo da bateria.

Os portadores majoritários se afastam da junção, aumentando a barreira de potencial, não permitindo a passagem de corrente através da junção.

Na realidade existirá uma pequena corrente, devido aos portadores minoritários. Esta corrente é chamada corrente de fuga, e varia com a temperatura.

2.3 - Polarização direta da Junção PN

Consiste em colocarmos o terminal positivo da bateria no elemento P da junção PN e o terminal negativo da bateria ao lado N.

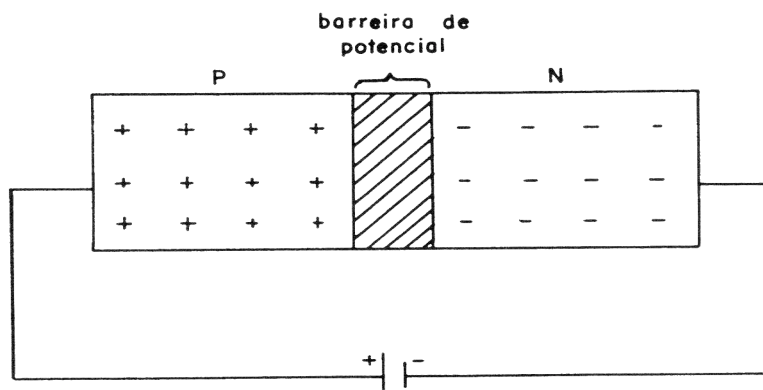


fig 8 - Junção PN polarizada diretamente.

Neste caso, os portadores majoritários são repelidos em direção à junção, havendo uma barreira de potencial muito pequena e facilidade para passagem da corrente elétrica. O diodo apresenta uma resistência muito baixa para esta polarização.

NOTA:

Conforme os estudos anteriores, podemos concluir que o elemento PN conduz quando diretamente polarizado, apresentando, na junção, uma pequena resistência, um pouco maior que uma ou duas dezenas de ohms, e não conduz quando polarizado inversamente, apresentando uma resistência da ordem de mega-ohms.

2.4 - Símbolo e forma física do diodo de junção

Como vimos, ao elemento puro, por exemplo o silício, dopado de forma a ter uma região P e N, chamados de diodo de junção.

O diodo possui 02 (dois) eletrodos. Ao lado P, conecta-se um elemento denominado ânodo, e o lado N, o catodo, conforme a figura abaixo.

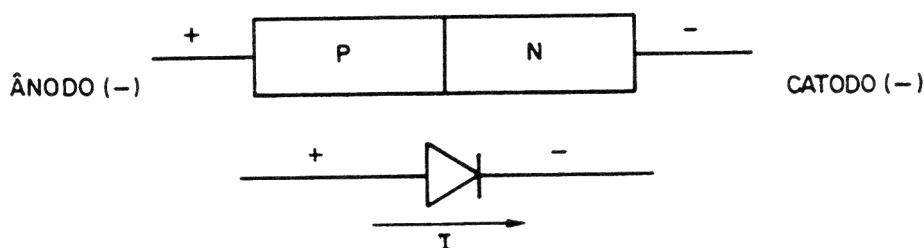


Fig. 9 - Símbolo do diodo de junção

Como sabemos, o fluxo de corrente é do material P para o N, ou seja, do ânodo (+) para o catodo (-), que ocorre na polarização direta.

Podemos representar um diodo polarizado diretamente atuando como uma chave fechada, que representa uma resistência quase igual a 0 (zero).

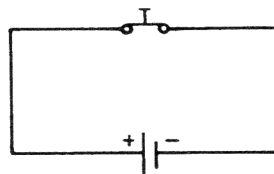
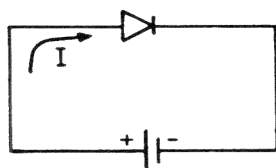


fig. 10 - Diodo polarizado diretamente

Quando polarizamos o diodo inversamente, representamo-lo atuando como se fosse sendo sua resistência de valor muito elevado, não havendo circulação de corrente.

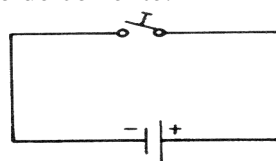
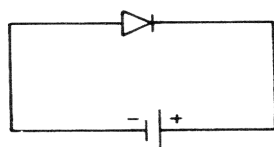


fig. 11 - Diodo polarizado inversamente

As formas físicas de alguns diodos de junção, mostramos na figura abaixo.

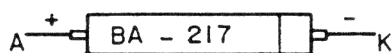
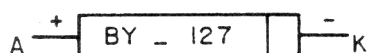
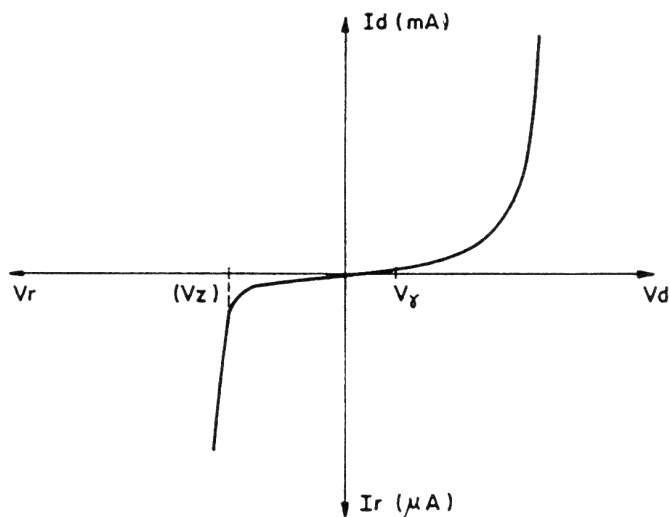


fig. 12 - Formas físicas do diodo de junção

2.5 - Curva característica do diodo de junção

Na figura abaixo representamos a curva característica de um diodo com polarização direta e inversa.



Vd - tensão direta
Id - corrente direta
Vr - tensão inversa
Ir - corrente inversa
Vγ - tensão de limiar de condução
Vz - tensão de ruptura

Fig. 13 - Curva do diodo de junção

A polarização direta é representada no eixo positivo pela tensão (V_d), e a corrente (I_d), enquanto que a marcada no eixo negativo indica a polarização inversa.

Podemos observar que o diodo só começa a conduzir a partir da tensão V_γ

Esta tensão, a 25°C , é de aproximadamente 0,3 V para um diodo de germânio (Ge), e de 0,7V para um diodo de silício (Si). Podemos notar, pela curva em polarização direta, que para pequenos valores de V_d , praticamente não temos I_d , passando a existir quando atingirmos as características de condução do diodo.

A corrente da polarização direta (i_d) é da ordem de mili-ampéres (mA).

Na polarização inversa, notamos que para pequenos valores de tensão, a corrente é aproximadamente constante. Esta corrente é devida aos portadores minoritários, sendo da ordem de micro-ampères (μA). Quando aumentamos a tensão inversa, notamos que I_r quase não apresenta variações, até atingirmos a tensão máxima inversa na qual o diodo se queima; a esta tensão chamamos de tensão de ruptura.

2.6 - Determinação da reta de carga de um diodo

Quando utilizarmos um diodo, devemos determinar o ponto de operação (ponto em que o diodo está trabalhando), através da reta de carga.

Consideramos o circuito abaixo:

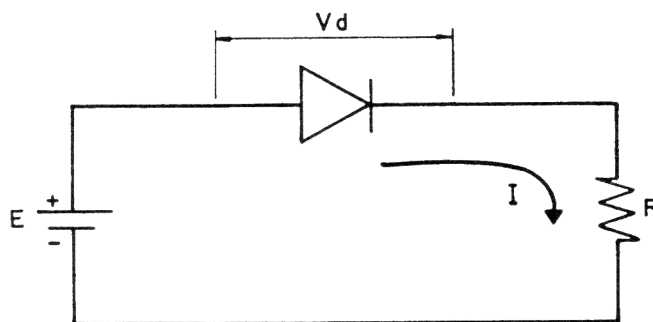


fig. 14 - Circuito simples do diodo

No circuito acima temos um diodo polarizado diretamente, onde circula uma corrente I no sentido indicado, passando pelo resistor R .

Conhecemos a curva característica do diodo, descrita anteriormente.

Para sabermos o ponto de funcionamento do diodo, devemos conhecer o valor da corrente e da tensão sobre o mesmo. Pelo circuito, podemos escrever:

$$E = V_d + I.R$$

Para traçarmos uma reta, necessitamos de 02 (dois) pontos, fazendo:

1º) Para $I = 0$, temos:

$$E = V_d + 0.R$$

$$E = V_d \text{ (que é o ponto do eixo das abscissas)}$$

2º) Para $V_d = 0$, temos:

$$E = 0 + I \cdot R$$

$$I = \frac{E}{R} \quad (\text{que é o ponto do eixo das ordenadas})$$

A reta que passa por estes pontos é chamada de reta de carga e sua interseção com a curva característica do diodo, indica o ponto de operação do diodo ou ponto quiescente.

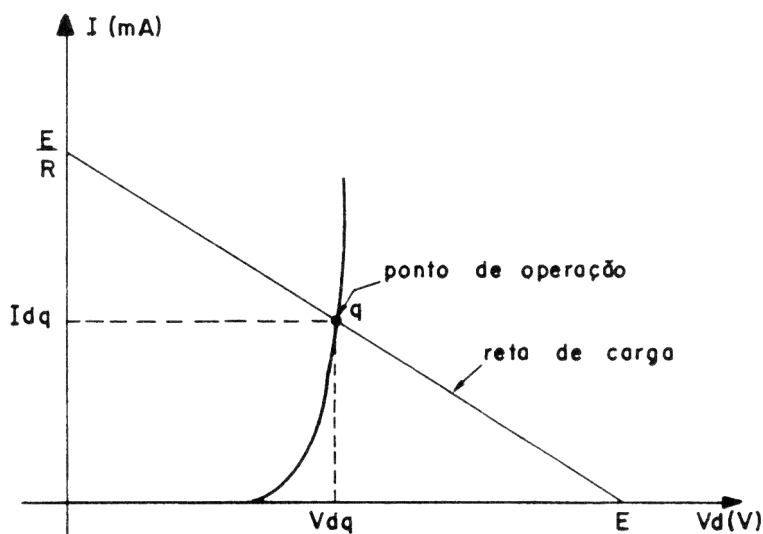


fig. 15 - Traçado de reta de carga de um diodo.

Na figura acima a reta de carga intercepta a característica do diodo no ponto de operação do mesmo e através de duas perpendiculares passando por esse ponto em relação a I_d e V_d , determinamos a tensão de trabalho (V_{dq}) e a corrente de trabalho (I_{dq}) do diodo.

Exemplo :

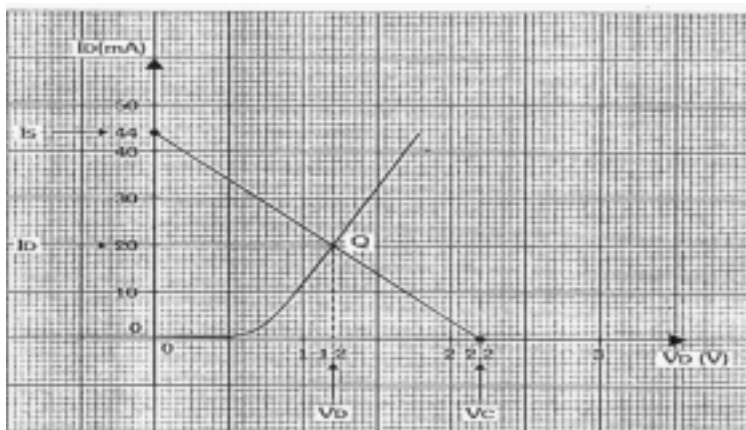
Dada a curva característica de um diodo, mostrada na figura abaixo, determinar o seu ponto quiescente e sua potência de dissipação, sabendo-se que ele está ligado em série com um resistor de 50Ω e alimentado por uma fonte de $2,2V$.

Primeiramente, deve-se determinar a reta de carga:

$$V_c = V_{cc} \Rightarrow V_c = 2,2V$$

$$I_s = V_{cc}/R_L \Rightarrow I_s = 2,2/50 \Rightarrow I_s = 44mA$$

Traça-se agora a reta de carga sobre a curva característica do diodo:



Assim, o ponto quiescente resultante é:
 $V_d = 1,2V$ e $I_d = 20mA$

Finalmente, a potência dissipada pelo diodo vale:

$$P_D = V_d * I_d \Rightarrow P_D = 1,25 * 20 * 10^{-3} \Rightarrow P_D = 25mW$$

2.7 – Modelos de diodos

2.7.1 – Modelo 1 - Diodo Ideal

Dizemos que um diodo é ideal quando conduz, diretamente, ao ser polarizado e sua resistência é igual a zero; porém quando polarizado inversamente, sua resistência é infinita, o diodo não conduz.

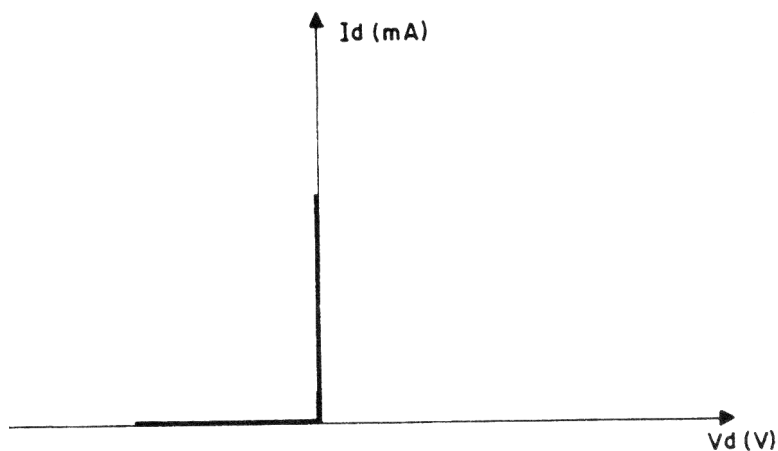


fig. 16 - Curva do diodo ideal

2.7.2 - Modelo 2 - Diodo com V_γ

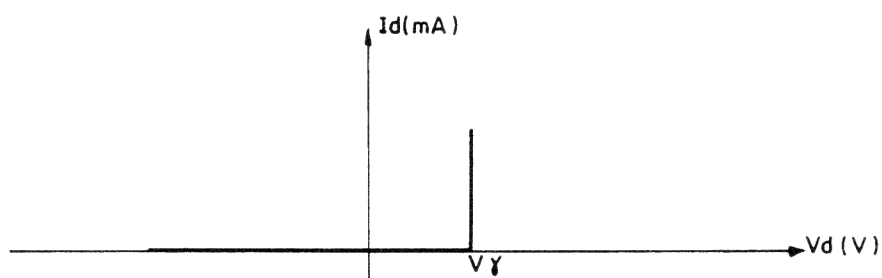


Fig. 17 - Curva do diodo real aproximado

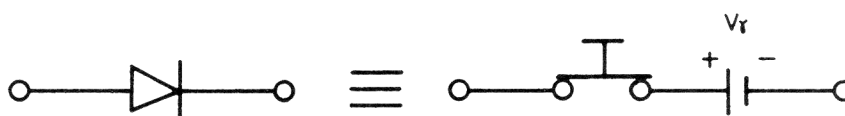


Fig. 18 - Circuito equivalente do diodo diretamente polarizado

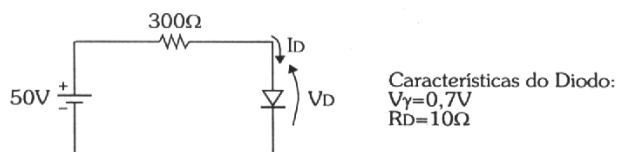
2.7.3 - Modelo 3 - Diodo com V_γ e R_D (Modelo Linear)

Este modelo é o mais próximo do real e considera o diodo comportando-se como um condutor em série com uma bateria de valor V_γ e uma resistência R_D correspondente à inclinação de sua curva característica na polarização direta.

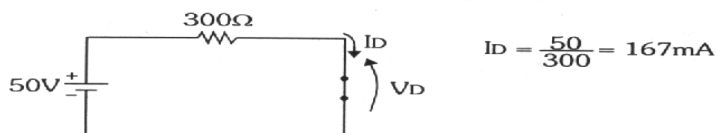
Exemplos:

Para efeito de comparação, estes exemplos mostram os resultados dos cálculos das correntes num diodo, utilizando-se os três modelos em duas condições diferentes de circuitos:

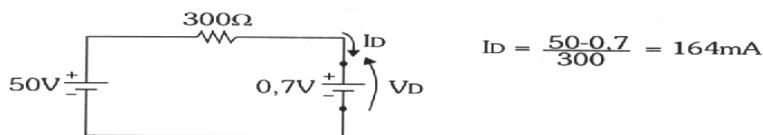
Circuito 1



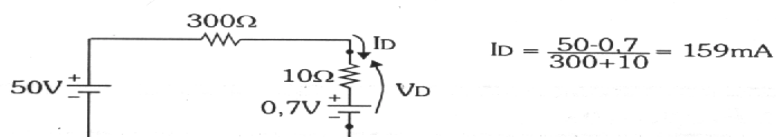
Modelo 1 - Diodo Ideal



Modelo 2 - Diodo com V_γ

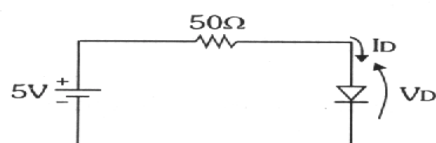


Modelo 3 - Diodo com V_γ e R_D



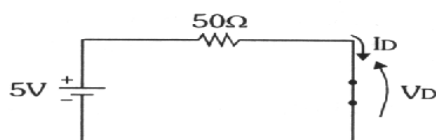
Neste caso, percebe-se que as **diferenças** entre os resultados obtidos são **pequenas** em relação à ordem de grandeza da corrente no diodo e, portanto, qualquer modelo pode ser adotado, dependendo apenas da precisão desejada.

Circuito 2



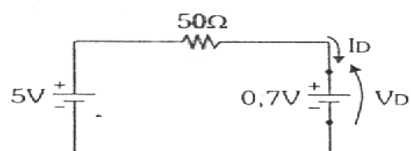
Características do Diodo:
 $V_\gamma = 0,7V$
 $R_D = 10\Omega$

Modelo 1 - Diodo Ideal



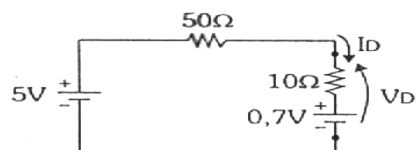
$$I_D = \frac{5}{50} = 100mA$$

Modelo 2 - Diodo com V_γ



$$I_D = \frac{5-0,7}{50} = 86mA$$

Modelo 3 - Diodo com V_γ e R_D



$$I_D = \frac{5-0,7}{50+10} = 71,7mA$$

Neste caso, percebe-se que as **diferenças** entre os resultados obtidos são quase da **mesma ordem de grandeza** da corrente no diodo e, portanto, o modelo 3 deve ser o preferido, pois a corrente resultante certamente é muito próxima do valor real.

TRANSISTOR BIPOLAR

1 - TRANSISTOR

1.1 - Introdução

No estudo de diodo, analisamos uma junção PN. Para o transistor, estudaremos duas junções. Para cada junção do transistor, existirá uma barreira de potencial. Temos 02 (dois) tipos de transistores, NPN e PNP, apresentando 03 (três) terminais: o emissor, a base e o coletor, e duas junções: junção base-emissor e a junção base-coletor, conforme a figura abaixo.

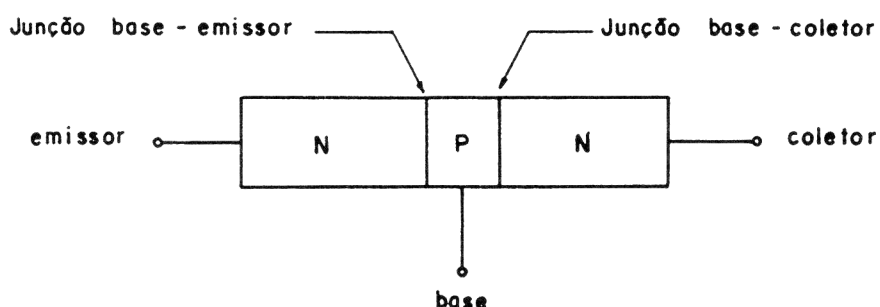


Fig. 1 - Transistor NPN

Neste caso, o emissor composto de um material tipo N, tem a função de emitir elétrons. O coletor, que também é de material tipo N, coleta os elétrons. A base, formada por material tipo P, é a parte comum.

1.2 - Polarização do transistor

No transistor, a junção base-emissor é polarizada diretamente, e a junção base-coletor é polarizada inversamente, independente do tipo NPN ou PNP.

Como sabemos, ao polarizar uma junção PN diretamente, teremos uma redução na barreira de potencial e uma resistência de pequeno valor.

Ao polarizar inversamente a junção PN, teremos um aumento na barreira de potencial e uma resistência de valor elevado.

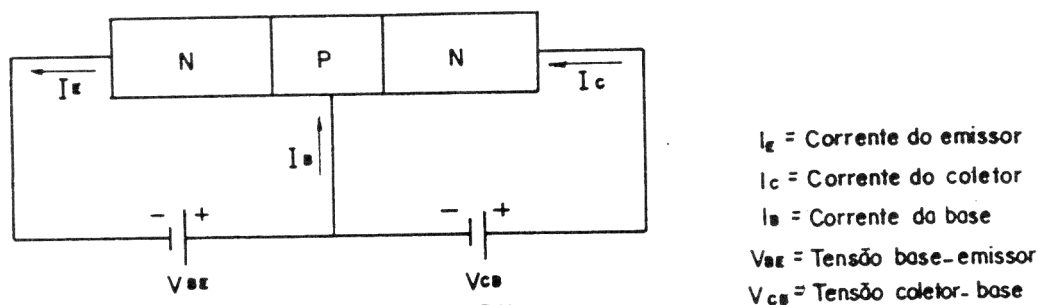


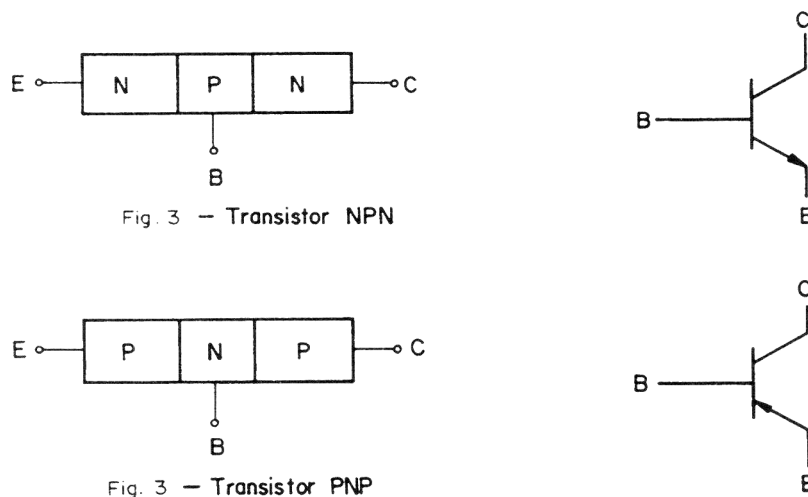
Fig. 2 - Polarização do transistor NPN

Os elétrons que são portadores majoritários do material tipo N, saem do emissor e são injetados na região da base, devido à polarização direta da junção base-emissor. Como a junção base-coletor possui polarização inversa, os elétrons que saem do emissor são injetados na base, e são atraídos para o coletor, devido a base ser fina e possuir uma quantidade pequena de lacunas.

A corrente do emissor (I_E) é relativamente grande, dada em mili-ampére (mA), a corrente da base (I_B) é pequena, dada em micro-ampére (μA) e a corrente do coletor (I_C) também é grande, dada em mili-ampére (mA). A corrente de base é pequena devido a ela ser praticamente resultante de poucas recombinações na base. Pela figura 2 podemos escrever a equação: $I_E = I_B + I_C$, e como a corrente da base I_B é pequena, temos $I_E \cong I_C$. Outra equação que podemos escrever é a seguinte: $V_{CE} = V_{BE} + V_{CB}$, onde V_{CE} é a tensão entre coletor e emissor.

1.3 - Convenções e simbologia

Os símbolos convencionados para o transistor são os seguintes:



Polarizando o transistor, teremos as tensões e corrente indicadas na figura abaixo.

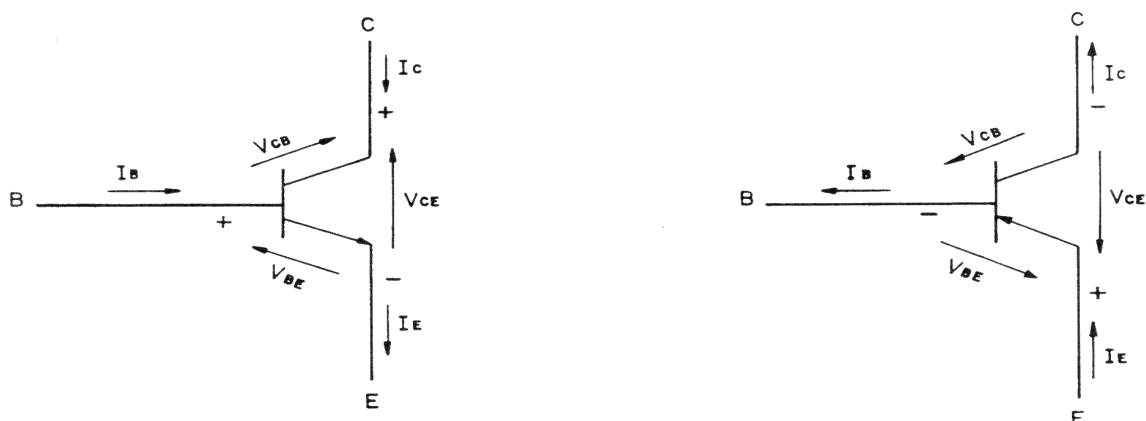


Fig. 4 - Polarização de tensões e correntes

1.4 - Relações entre correntes no transistor

Sabemos que: $I_E = I_B + I_C$; mas I_B é muito menor que I_C e representa a parte do fluxo de elétrons atingiu o coletor.

Para relacionarmos I_C e I_E podemos introduzir um parâmetro α (ganho em corrente contínua).

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

Como I_C é menor que I_E , teremos que α será sempre menor que 01 (um).

Podemos também relacionar I_C com I_B . Neste caso, temos o parâmetro β (ganho em corrente contínua), que relaciona a corrente de saída (I_C), com a corrente de entrada (I_B).

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} \quad \alpha = \beta / (1 + \beta) \quad \text{ou} \quad \beta = \alpha / (1 - \alpha)$$

NOTA:

Algumas vezes, o ganho de corrente do transistor (β), é representado por outro parâmetro que é denominado h_{FE} .

1.5 - Configuração em que se apresentam os transistores

Existem 03 (três) tipos de configurações em que podemos montar um transistor: emissor comum, base comum e coletor comum.

O tipo de configuração está relacionado com o terminal de entrada e saída, tendo um elemento comum à entrada e à saída.

a) Configuração emissor comum

Dizemos que um transistor está na configuração de emissor comum, quando a entrada é na base e a saída é no coletor, tendo o emissor como elemento comum.

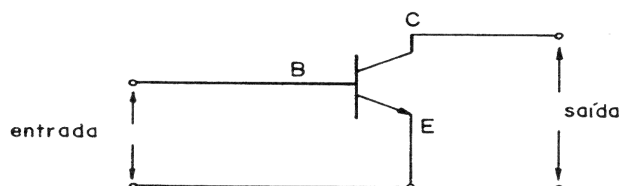


Fig. 5 - Configuração Emissor Comum

b) Configuração base comum

Dizemos que um transistor está na configuração. coletor, tendo a base como elemento comum.

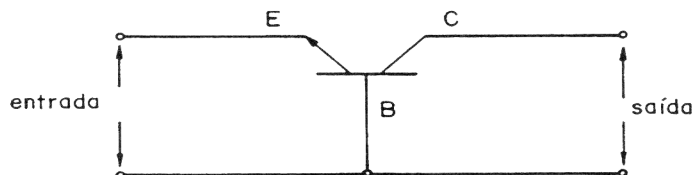


Fig. 6 - Configuração Base Comum

c) Configuração Coletor Comum

Dizemos que um transmissor está em configuração coletor comum (ou seguidor de emissor), quando a entrada é na base e a saída é no emissor, tendo o coletor como elemento comum.

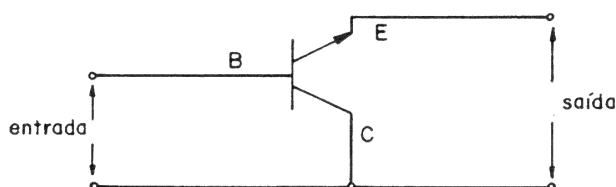


Fig. 7 - Configuração Coletor Comum

Cada configuração apresenta características diferentes em relação às outras. Algumas dessas características podemos citar na tabela abaixo.

CARACTERÍSTICAS	CONFIGURAÇÃO		
	Emissor comum	Base comum	coletor comum
Impedância de entrada	média	baixa	alta
Impedância de saída	média	alta	baixa
Ganho de corrente	alto	≈ 1	alto
Ganho de tensão	alto	alto	≈ 1
Ganho de potência	alto	médio	medio
Defasamento	180°	zero	zero

1.6 - Curvas características do transistor

As curvas características do transistor estabelecem relações entre entrada e saída para cada configuração, sendo a mais utilizada a configuração emissor comum. As curvas são de grande importância para conseguirmos o ponto de ótimo funcionamento do transistor, de acordo com o projeto adotado.

a) Características $V_{CE} \times I_C$

Fornece-nos a característica de saída do transistor na configuração emissor comum, sendo I_B constante para cada variação de V_{CE} e I_C .

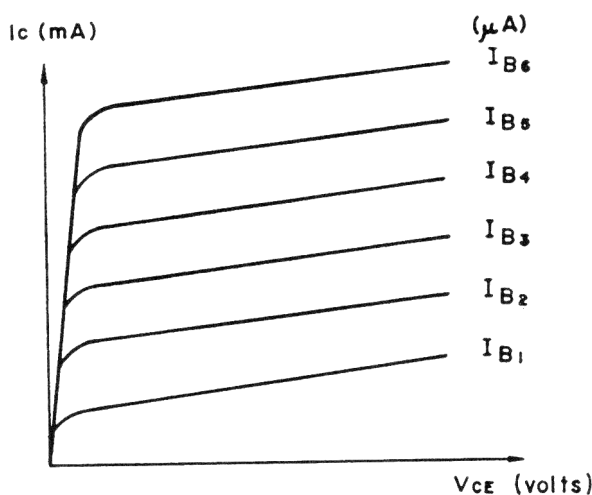


Fig. 8 - Curva Característica $V_{CE} \times I_C$

b) Característica $V_{BE} \times I_B$

Fornece-nos a característica de entrada do transistor na configuração emissor comum, quando V_{CE} é constante.

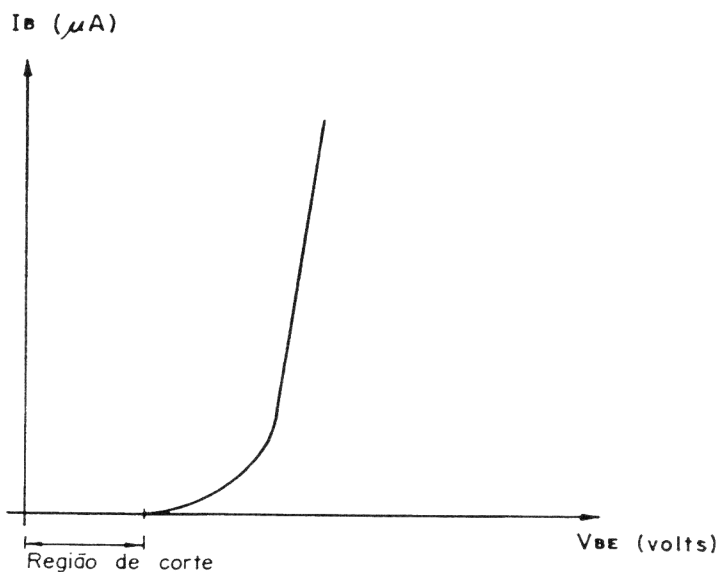
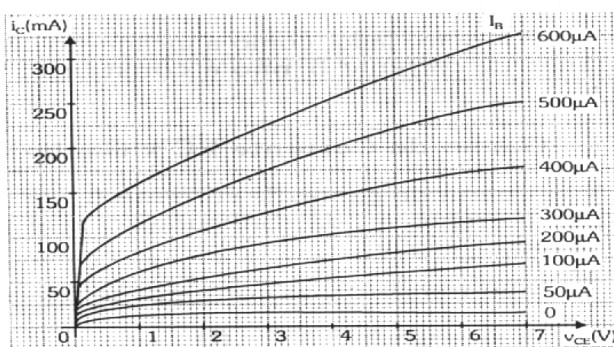
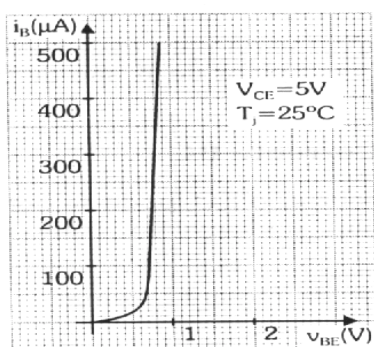


Fig. 9 - Curva característica $V_{BE} \times I_B$

Exemplos:

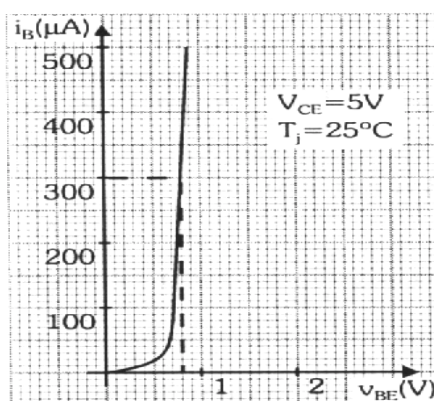
Dadas as curvas características de entrada e saída de um transistor NPN, determinar:

- A corrente na base para $V_{BE} = 0,8V$;
- O ganho de corrente nas condições do item a ;

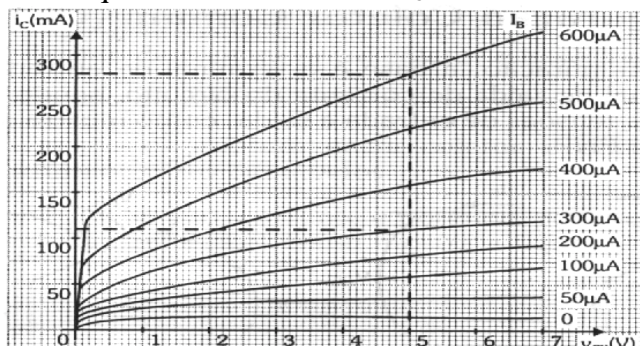


- O ganho de corrente na configuração BC ;
- O novo ganho de corrente, caso i_B dobre de valor, mantida a tensão V_{CE} ;
- O novo ganho de corrente na configuração BC.

- Para $V_{BE} = 0,8V$, tem-se que $i_B = 300\mu A$.



- b) A curva característica de entrada foi obtida para $V_{CE} = 5V$. Entrando com esse valor na curva característica de saída, juntamente com a corrente de entrada i_B obtida no item a, tem-se que a corrente de saída $i_C = 110mA$.



Com os valores de i_C e i_B , tem-se que o ganho de corrente do transistor, nestas condições, vale:

$$\beta = i_C / i_B = 110 \cdot 10^{-3} / 300 \cdot 10^{-6} = 367$$

- c) Na configuração BC, o ganho de corrente vale:

$$\alpha = \beta / (1 + \beta) \Rightarrow 367 / (1 + 367) \Rightarrow \alpha = 0,9973$$

- d) Se a corrente de base dobrar de valor, tem-se $i_B = 600\mu A$.

Pela curva característica de saída (mostrada anteriormente), chega-se ao novo valor da corrente de coletor:

$$i_C' = 280mA$$

Assim:

$$\beta' = i_C' / i_B' = 280 \cdot 10^{-3} / 600 \cdot 10^{-6} = 467$$

- e) Na configuração BC, o ganho de corrente vale:

$$\alpha' = \beta' / (1 + \beta') \Rightarrow \alpha' = 467 / (1 + 467) \Rightarrow \alpha' = 0,9979$$

1.7 - Ponto de operação de um transistor

Ao polarizarmos o transistor devemos verificar os limites de operação do mesmo, ou seja, a tensão máxima

coletor-emissor ($V_{CE \text{ máx}}$), a corrente máxima de coletor ($I_C \text{ máx}$), a tensão máxima base-emissor ($V_{BE \text{ máx}}$), a tensão máxima coletor-base ($V_{CB \text{ máx}}$), a Potência máxima ($P_C \text{ máx}$) e a

temperatura máxima. Se ultrapassarmos estes limites, poderemos danificar o transistor ou fazê-lo trabalhar com distorções.

O ponto de operação de um transistor, também denominado ponto de trabalho ou ponto quiescente, deve ser localizado na região de operação limitada pelos valores máximos de tensão, corrente e potência.

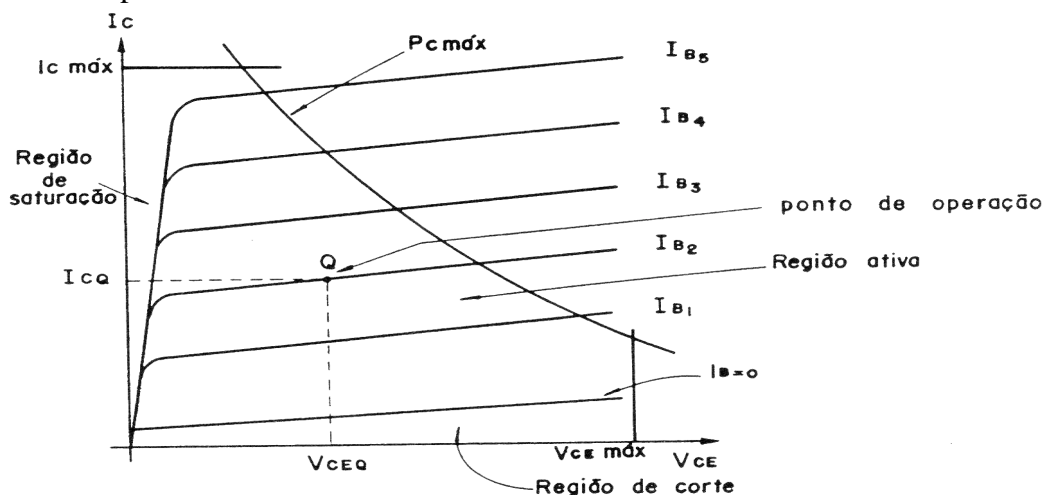


Fig. 11 - Característica de saída do transistor

Além da região de operação (região ativa), onde o transistor trabalha sem distorções, devem ser levadas também em consideração as regiões de corte e de saturação. Na região de corte, a tensão V_{BE} é menor que V_{BE} de condução, logo não haverá corrente I_B circulando, I_C também será zero, e V_{CE} estará com valor elevado. Na região de saturação, a tensão V_{BE} é um pouco maior que V_{BE} de condução. Neste caso, a corrente de entrada I_B e consequentemente I_C são muito grandes, o que implica em V_{CE} baixo, em torno de 0,2 Volts (dependendo do transistor)

1.8 - Corrente de fuga do transistor (I_{CBO})

Quando polarizamos uma junção PN inversamente, circulará pela portadores minoritários. A corrente de fuga (I_{CBO}) circula do coletor para a base com o emissor em aberto, conforme a figura abaixo.

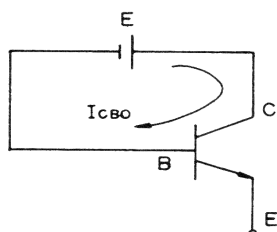


Fig. 12 - Transistor com emissor aberto

A corrente I_{CBO} varia com a temperatura. Para cada 10°C de aumento na temperatura, a corrente I_{CBO} dobra o valor.

1.9 - Circuito simples do transistor

Vamos considerar o seguinte circuito:

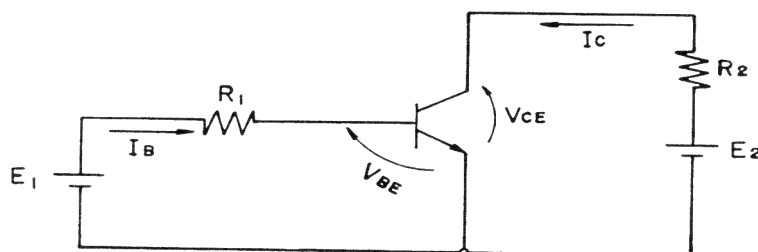


Fig. 13 - Circuito Simples do Transistor

a) Relação entre I_B e V_{BE}

Pela malha de entrada, podemos escrever a seguinte equação:

$$E_1 = R_1 \cdot I_B + V_{BE}$$

Para determinarmos o ponto de operação do transistor, suponhamos:

$$1^\circ) V_{BE} = 0, \text{ teremos } I_B = \frac{E_1}{R_1} \quad (1^\circ \text{ ponto})$$

$$2^\circ) I_B = 0, \text{ teremos } V_{BE} = E_1 \quad (2^\circ \text{ ponto})$$

Pela curva característica $V_{BE} \times I_B$, teremos:

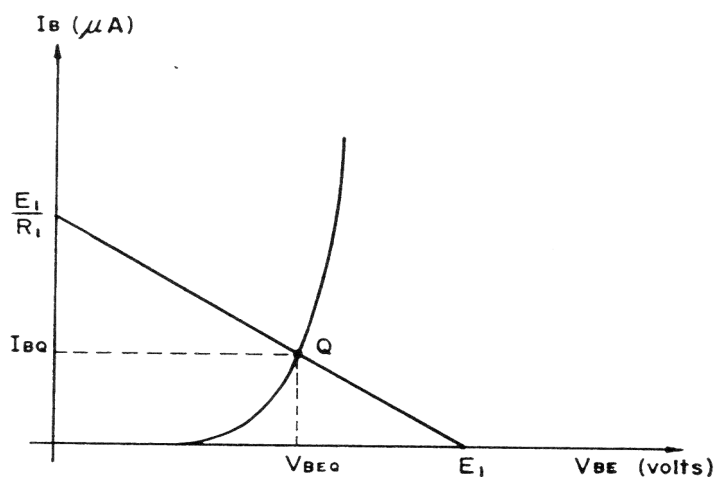


Fig. 14 - Característica $V_{BE} \times I_B$

b) Relação entre I_C e V_{CE}

Pela malha de saída do circuito, podemos escrever a seguinte equação

$$E_2 = R_2 \cdot I_C + V_{CE}$$

Para determinarmos o ponto de operação do transistor para esta característica, precisamos:

1º) $V_{CE} = 0$, teremos: $I_C = \frac{E_2}{R_2}$ (1º ponto)

2º) $I_C = 0$, teremos: $V_{CE} = E_2$ (2º ponto)

Por esses dois pontos determinamos a reta de carga., e pela corrente I_{BQ} determinamos o ponto de operação do transistor (Q), conforme a figura abaixo.

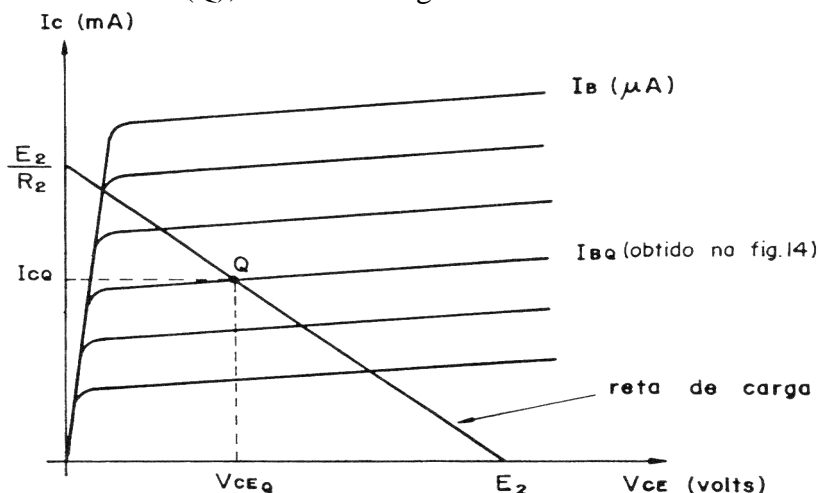
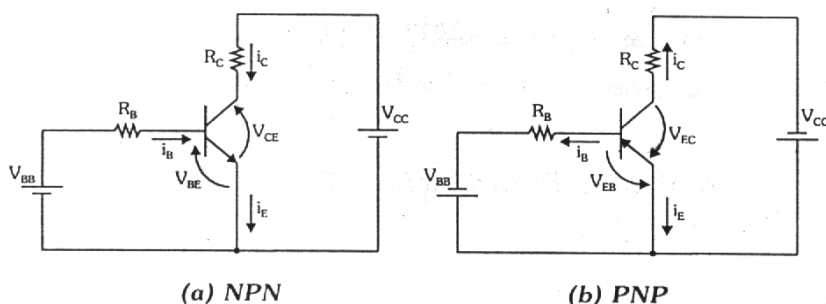


Fig. 15 - Característica $V_{CE} \times I_C$

1.10 - Circuito de polarização em emissor comum

Nesta configuração, a junção base-emissor é polarizada diretamente e a junção base-coletor. Para isso, utilizam-se duas baterias e dois resistores para limitar as correntes e fixar o ponto quiescente do circuito.

Considerando apenas o transistor NPN, pode-se fazer a análise das malhas de entrada e



saída.

Malha de entrada: $R_B \cdot I_B + V_{BE} = V_{BB}$

Portanto, a equação de R_B é:

$$R_B = (V_{BB} - V_{BE}) / I_B$$

Malha de saída: $R_C \cdot I_C + V_{CE} = V_{CC}$

Portanto a equação de R_C é:

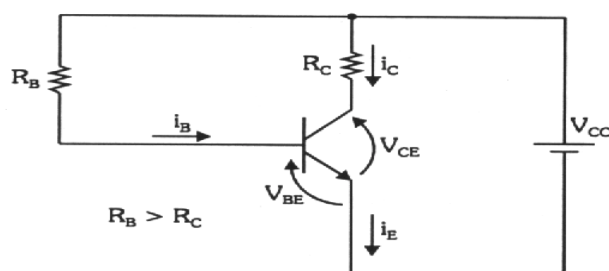
$$R_C = (V_{CC} - V_{CE}) / I_C$$

Existem várias formas de simplificar este circuito, eliminando-se uma das fontes de alimentação, como serão vistas a seguir.

Circuito de polarização EC com corrente de base constante

Para eliminar a fonte de alimentação da base V_{BB} , pode-se fazer um divisor de tensão entre o resistor de base R_B e a junção base-emissor, utilizando apenas a fonte V_{CC} , como mostra a figura 7.8.

Para garantir a polarização direta da junção base-emissor, e reversa da junção base-coletor, R_B deve ser maior que R_C .



Reescrevendo-se as equações das malhas de entrada e saída, tem-se:

Malha de entrada: $R_B \cdot I_B + V_{BE} = V_{CC}$

Portanto, a equação de R_B é:

$$R_B = (V_{CC} - V_{BE}) / I_B$$

Malha de saída: $R_C \cdot I_C + V_{CE} = V_{CC}$

Portanto a equação de R_C é:

$$R_C = (V_{CC} - V_{CE}) / I_C$$

Neste circuito, como V_{CC} e R_B são valores constantes e V_{BE} praticamente não varia, a variação da corrente de polarização da base é desprezível. Por isso, este circuito é chamado de polarização EC com corrente de base constante.

Exemplo: Polarização EC com corrente de base constante

Dado um transistor com $\beta = 200$ e uma fonte de alimentação de 12V, determinar os resistores de polarização (valores comerciais) para o ponto quiescente: $V_{CEQ} = V_{CC} / 2$, $I_{CQ} = 15\text{mA}$ e $V_{BEQ} = 0,7\text{V}$.

Cálculo de R_C :

$$R_C = (V_{CC} - V_{CEQ}) / I_{CQ} = (12 - 6) / 15 \cdot 10^{-3} \Rightarrow R_C = 400\Omega$$

Valor comercial adotado: $R_C = 470\Omega$

Potência de R_C :

$$P_{RC} = R_C \cdot I_{CQ}^2 = 470 \cdot (15 \cdot 10^{-3})^2 = 106\text{mW} \quad (1/4 \text{ W})$$

Cálculo de R_B :

$$I_{BQ} = I_{CQ} / \beta \Rightarrow I_{BQ} = 15 \cdot 10^{-3} / 200 \Rightarrow I_{BQ} = 75\mu\text{A}$$

$$R_B = (V_{CC} - V_{BEQ}) / I_{BQ} \Rightarrow R_B = (12 - 0,7) / 75 \cdot 10^{-6} \Rightarrow R_B = 150667\Omega$$

Valor comercial adotado : $R_B = 150 \text{ K}\Omega$

Potência de R_B :

$$P_{RB} = R_B \cdot I_{BQ}^2 = 150 \cdot 10^3 \cdot (75 \cdot 10^{-6})^2 = 0,84 \text{ pW} \quad (1/8 \text{ W})$$

Observação:

Ao se adotarem os valores comerciais para os resistores de polarização, impõe-se um pequeno deslocamento no ponto quiescente. Porém este erro não é relevante, dado que todos os parâmetros do transistor são, também, valores estimados pelos fabricantes, sem contar a tolerância dos resistores de polarização.

Influência da temperatura no comportamento dos transistores.

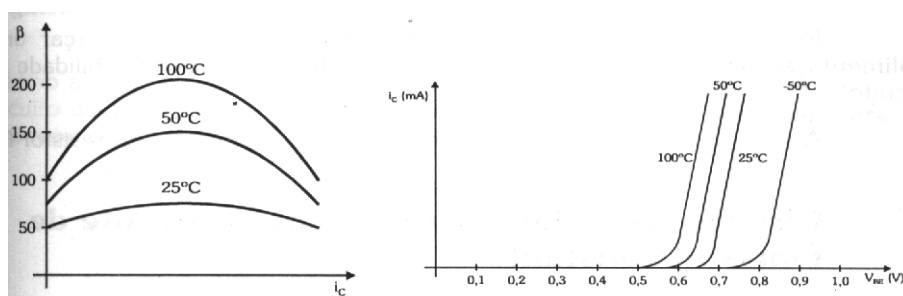
O cristal semicondutor é um material sensível à temperatura, isto é, seu aumento pode fornecer energia suficiente aos átomos do cristal, gerando novos portadores.

Assim sendo, os diodos e transistores sofrem influência da temperatura. No caso dos transistores, a variação da temperatura altera principalmente o parâmetro β , V_{BE} e corrente de fuga.

Na figura 7.9, está esboçada graficamente a influência da temperatura para o parâmetro β e V_{BE} .

Influência da Temperatura no Transistor

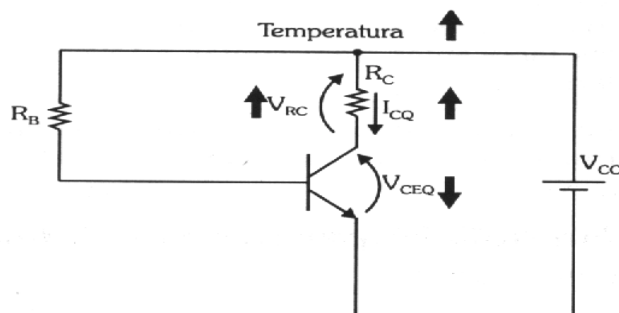
A variação de V_{BE} com a temperatura é desprezível (por exemplo: o aumento da temperatura



de 25°C para 50°C causa uma diminuição aproximada de 0,05V em V_{BE}). Porém, a corrente de fuga e o β podem ter variações acentuadas (no caso de β , a mesma variação de temperatura pode dobrá-lo). Isto ocasiona uma grande variação na corrente de coletor, sem que haja variação na corrente de base, deixando o circuito instável.

Com a determinação do ponto quiescente, o que se deseja é fixar a corrente e a tensão de saída do circuito. No caso do circuito de polarização na configuração EC, reproduzido na figura 7.10, o ponto quiescente deve **fixar** os valores de I_{CQ} e V_{CEQ} .

Variação do Ponto Q por Influência da Temperatura



Analisando a malha de saída, formada por V_{CC} , R_C e V_{CE} , observa-se que o aumento da temperatura faz com que a corrente de coletor I_{CQ} aumente (**aumento da corrente quiescente**), aumentando a tensão V_{RC} . Sendo V_{CC} constante, esse aumento de V_{RC} tem que ser compensado pela diminuição de V_{CEQ} (**diminuição da tensão quiescente**).

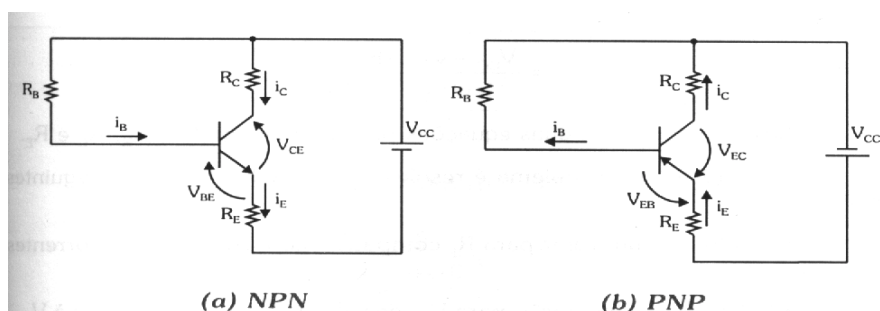
A diminuição de V_{CEQ} provoca novo aumento de I_{CQ} , resultando numa realimentação positiva, ou seja, numa **instabilidade** do circuito.

Portanto, uma forma de contornar este problema, é forçar uma realimentação negativa, sempre que houver uma tendência de instabilidade no circuito.

A solução para isto é colocar em série com o emissor um resistor R_E .

Circuito de polarização EC com corrente de emissor constante.

Neste circuito de polarização, é inserido um resistor R_E entre o emissor e a fonte de alimentação, como mostra a figura 7.11, para transistores NPN e PNP.



Polarização EC com Corrente de Emissor Constante

Analisando o circuito de polarização do transistor NPN, percebe-se que, se ocorrer um aumento na corrente de coletor devido ao aumento da temperatura, a corrente de emissor também aumenta. Consequentemente, aumentam V_{RC} e V_{RE} . Isto provocaria uma diminuição de V_{CEQ} , dando início à realimentação positiva (instabilidade). Porém, o aumento de V_{RE} causa uma diminuição de V_{RB} na malha de entrada, já que V_{BEQ} mantém-se praticamente constante.

A diminuição de V_{RB} , por sua vez, provoca a diminuição de I_{BQ} e, consequentemente, de I_{CQ} , compensando o seu aumento inicial.

A resposta dada por R_E para o aumento de I_{CQ} , chama-se **realimentação negativa**, e garante a **estabilidade** do circuito e do ponto quiescente.

Como a realimentação negativa faz I_{CQ} voltar ao seu valor original, o mesmo acontece com I_{EQ} , que mantém-se, portanto, constante. Por isso, esse circuito de polarização é conhecido por **polarização EC com corrente de emissor constante**.

Equacionando o circuito de polarização NPN, tem-se:

$$\text{Malha de entrada : } R_B \cdot I_B + V_{BE} + R_E \cdot I_E = V_{CC}$$

Portanto, a equação de R_B é:

$$R_B = (V_{CC} - V_{BE} - R_E \cdot I_E) / I_B$$

$$\text{Malha de saída : } R_C \cdot I_C + V_{CE} + R_E \cdot I_E = V_{CC}$$

Portanto, a equação de R_C é:

$$R_C = (V_{CC} - V_{CE} - R_E \cdot I_E) / I_C$$

Neste caso, tem-se duas equações para três incógnitas: R_B , R_C e R_E .

Na prática este problema é resolvido, adotando-se um dos seguintes critérios:

1º) Adota-se um valor para R_E compatível com as tensões e correntes do circuito, ou

2º) Adota-se uma tensão para V_{RE} de valor pequeno em relação à V_{CC} , para que o resto da tensão possa ser utilizada para determinar a tensão e a corrente de saída quiescentes, respectivamente, V_{CEQ} e I_{CQ} (esta última, através de V_{RC}). Normalmente, utiliza-se $V_{RE} = V_{CC}/10$.

Exemplo : Polarização EC com corrente de emissor constante

Dado um transistor com $\beta = 250$ e uma fonte de alimentação de 20V, determinar os resistores de polarização (valores comerciais) para o ponto quiescente: $V_{CE} = V_{CC}/2$, $I_{CQ} = 100\text{mA}$ e $V_{BEQ} = 0,7\text{V}$.

Cálculo de R_C :

Adotando-se $V_{RE} = V_{CC}/10 = 2\text{V}$:

$$R_C = (V_{CC} - V_{CEQ} - V_{RE}) / I_{CQ} = (20 - 10 - 2) / 100 \cdot 10^{-3} \Rightarrow R_C = 80\Omega$$

Valor comercial adotado : $R_C = 82\Omega$

Potência de R_C :

$$P_{RC} = R_C \cdot I_{CQ}^2 = 82 \cdot (100 \cdot 10^{-3})^2 = 0,82W \quad (1,5W)$$

Cálculo de R_B :

$$I_{BQ} = I_{CQ} / \beta \Rightarrow I_{BQ} = 100 \cdot 10^{-3} / 250 \Rightarrow I_{BQ} = 400\mu A$$

$$R_B = (V_{CC} - V_{BEQ} - V_{RE}) / I_{BQ} \Rightarrow R_B = (20 - 0,7 - 2) / 400 \cdot 10^{-6} \Rightarrow R_B = 43250\Omega$$

Valor comercial adotado: $R_B = 47K\Omega$

Potência de R_B :

$$P_{RB} = R_B \cdot I_{BQ}^2 = 47 \cdot 10^3 \cdot (400 \cdot 10^{-6})^2 = 7,52mW \quad (1/8 W)$$

Cálculo de R_E :

$$I_{EQ} = I_{CQ} + I_{BQ} \Rightarrow I_{EQ} = 100 \cdot 10^{-3} + 400 \cdot 10^{-6} = 100,4mA$$

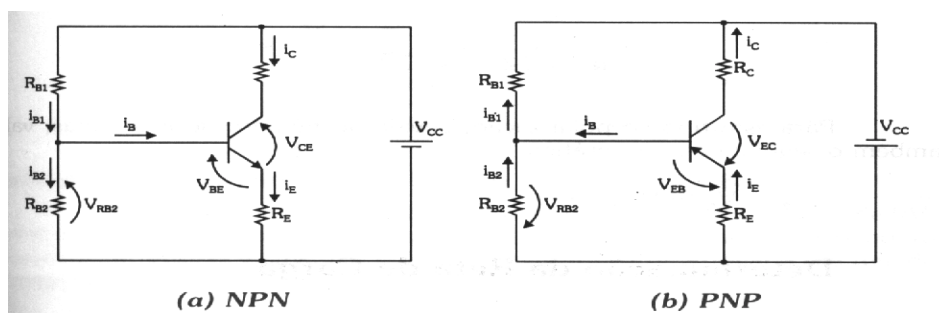
$$R_E = V_{RE} / I_{EQ} \Rightarrow R_E = 2 / 100,4 \cdot 10^{-3} \Rightarrow R_E = 19,92\Omega$$

Valor comercial adotado : $R_E = 22\Omega$

Potência de R_E :

$$P_{RE} = R_E \cdot I_{EQ}^2 = 22 \cdot (100,4 \cdot 10^{-3})^2 = 222mW \quad (1/2 W)$$

Circuito de polarização EC com divisor de tensão na base



Uma outra forma de solucionar o problema de instabilidade com a temperatura é o circuito de polarização mostrado na figura 7.12, conhecido como **polarização por divisor de tensão na base**.

Polarização EC com Divisor de Tensão na Base

A análise feita a seguir, refere-se ao transistor NPN.

O circuito de polarização por divisor de tensão na base é projetado de forma a fixar o valor de V_{RB2} .

Da malha de entrada, tem-se:

$$V_{RB2} = V_{BE} + V_{RE}$$

Fixado o valor de V_{RB2} , como V_{BE} é praticamente constante com a temperatura, V_{RE} também permanece constante. Isto garante a estabilização de I_{EQ} e I_{CQ} , independente da variação de β .

O valor de R_{B2} pode ser fixado a partir da sua corrente, adotando-se o seguinte critério:

$$I_{B2} = 10 \cdot I_B$$

Equacionando este circuito, tem-se:

$$\begin{aligned} \text{Malhas de entrada: } R_{B2} \cdot I_{B2} &= V_{BE} + R_E \cdot I_E \\ R_{B1} \cdot I_{B1} + V_{BE} + R_E \cdot I_E &= V_{CC} \end{aligned}$$

Portanto, as equações de R_{B2} e R_{B1} :

$$R_{B2} = (V_{BE} + R_E \cdot I_E) / I_{B2} \quad \text{e} \quad R_{B1} = (V_{CC} - V_{BE} - R_E \cdot I_E) / I_{B1}$$

$$\text{Malha de saída: } R_C \cdot I_C + V_{CE} + R_E \cdot I_E = V_{CC}$$

Portanto, a equação de R_C é:

$$R_C = (V_{CC} - V_{CE} - R_E \cdot I_E) / I_C$$

Para este tipo de polarização, devido ao número de incógnitas, vale também o seguinte critério prático:

$$V_{RE} = V_{CC} / 10$$

Determinação da reta de carga

$$\text{Ponto de saturação : } V_{CEsat} = 0$$

Pela equação da malha de saída, tem-se:

$$R_C \cdot I_{Csat} + V_{CEsat} + R_E \cdot I_{Esat} = V_{CC} \Rightarrow R_C \cdot I_{Csat} + R_E \cdot I_{Esat} = V_{CC}$$

Mas, $I_C = I_E$, portanto:

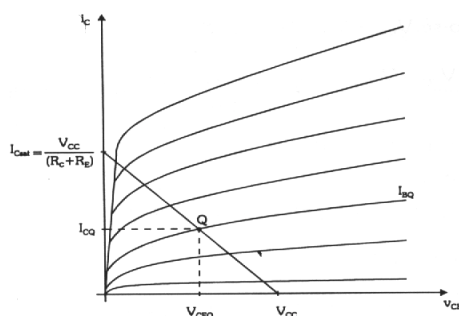
$$(R_C + R_E) \cdot I_{C\text{sat}} = V_{CC} \Rightarrow I_{C\text{sat}} = V_{CC} / (R_C + R_E)$$

Ponto de corte : $I_{C\text{corte}} = I_{E\text{corte}} = 0$

Pela equação da malha de saída, tem-se :

$$R_C \cdot I_{C\text{corte}} + V_{CE\text{corte}} + R_E \cdot I_{E\text{corte}} = V_{CC} \Rightarrow V_{CE\text{corte}} = V_{CC}$$

Com esses dois pontos, traça-se a reta de carga sobre a curva característica de saída da configuração EC , onde se localizará o ponto quiescente, como mostra a figura 7.13 .

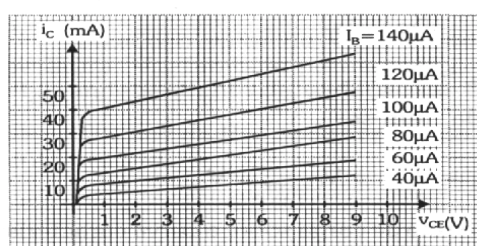


Reta de Carga na Configuração EC

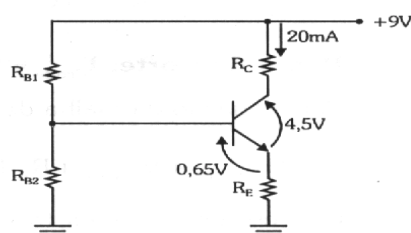
Exemplo :Polarização EC com divisor de tensão na base

Dado um transistor com $\beta = 250$ e uma fonte de alimentação de 9V , determinar os resistores de polarização (valores comerciais) para o ponto quiescente: $V_{CEQ} = V_{CC} / 2$, $I_{CQ} = 20\text{mA}$ e $V_{BEQ} = 0,65\text{V}$ e traçar a sua reta de carga.

Característica de Saída do Transistor:



Circuito de Polarização:



Cálculo de R_C :

Adotando-se $V_{RE} = V_{CC} / 10 = 0,9V$:

$$R_C = (V_{CC} - V_{CEQ} - V_{RE}) / I_{CQ} = (9 - 4,5 - 0,9) / 20 \cdot 10^{-3} \Rightarrow R_C = 180\Omega$$

Valor comercial adotado: $R_C = 180\Omega$

Potência de R_C :

$$P_{RC} = R_C \cdot I_{CQ}^2 = 180 \cdot (20 \cdot 10^{-3})^2 = 72mW \quad (1/8W)$$

Cálculo de R_{B1} e R_{B2} :

$$I_{BQ} = I_{CQ} / \beta \Rightarrow I_{BQ} = 20 \cdot 10^{-3} / 250 \Rightarrow I_{BQ} = 80\mu A$$

$$I_{B2} = 10 \cdot I_{BQ} \Rightarrow I_{B2} = 10 \cdot 80 \cdot 10^{-6} \Rightarrow I_{B2} = 800\mu A$$

$$I_{B1} = I_{BQ} + I_{B2} = 80 \cdot 10^{-6} + 800 \cdot 10^{-6} = 880\mu A$$

Da malha inferior de entrada, tem-se :

$$R_{B2} = (V_{BE} + V_{RE}) / I_{B2} \Rightarrow R_{B2} = (0,65 + 0,9) / 800 \cdot 10^{-6} \Rightarrow R_{B2} = 1937\Omega$$

Valor comercial adotado : $R_{B2} = 2K2\Omega$

Potência de R_{B2} :

$$P_{RB2} = R_{B2} \cdot I_{B2}^2 = 2,2 \cdot 10^3 \cdot (800 \cdot 10^{-6})^2 = 1,41mW \quad (1/8W)$$

Da malha formada por V_{CC} , R_{B1} , V_{BE} e V_{RE} , tem-se:

$$R_{B1} = (V_{CC} - V_{BE} - V_{RE}) / I_{B1} \Rightarrow R_{B1} = (9 - 0,65 - 0,9) / 880 \cdot 10^{-6} \Rightarrow R_{B1} = 8466\Omega$$

Valor comercial adotado: $R_{B1} = 8K2\Omega$

Potência de R_{B1} :

$$P_{RB1} = R_{B1} \cdot I_{B1}^2 = 8,2 \cdot 10^3 \cdot (880 \cdot 10^{-6})^2 = 6,35mW \quad (1/8W)$$

Cálculo de R_E :

$$I_{EQ} = I_{CQ} + I_{BQ} \Rightarrow I_{EQ} = 20 \cdot 10^{-3} + 80 \cdot 10^{-6} = 20,08mA$$

$$R_E = V_{RE} / I_{EQ} \Rightarrow R_E = 0,9 / 20,08 \cdot 10^{-3} \Rightarrow R_E = 44,8\Omega$$

Valor comercial adotado : $R_E = 47\Omega$

Potência de R_E :

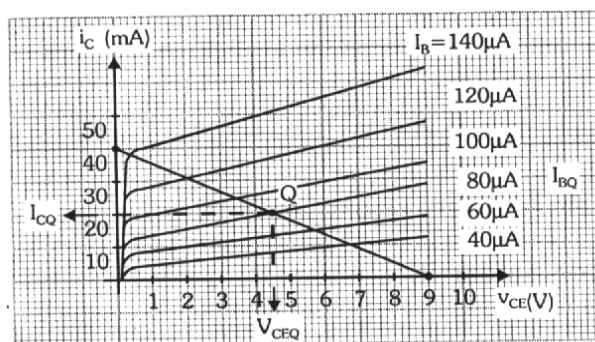
$$P_{RE} = R_E \cdot I_{EQ}^2 = 47 \cdot (20,08 \cdot 10^{-3})^2 = 19\text{mW} \quad (1/8\text{W})$$

Determinação da reta de carga:

$$\text{Para } V_{CEsat} = 0 \Rightarrow I_{Csat} = V_{CC} / (R_C + R_E) \Rightarrow I_{Csat} = 9 / (180 + 47) = 40\text{mA}$$

$$\text{Para } I_{Ccorte} = 0 \Rightarrow V_{CEcorte} = V_{CC} = 9\text{V}$$

Portanto, a reta de carga com o respectivo ponto quiescente fica como mostrada a seguir:



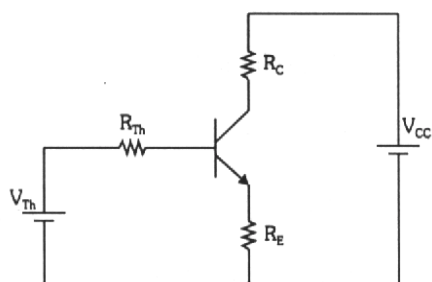
Uma outra forma de analisar o circuito de polarização EC com divisor de tensão na base, é substituindo-se o divisor de tensão por seu **circuito equivalente Thévenin**, visto da base do transistor.

A **resistência equivalente de Thévenin (R_{TH})** é obtida curto-circuitando-se a fonte V_{CC} . Com isso, os resistores R_{B1} e R_{B2} ficam em paralelo, sendo R_{TH} determinada por:

$$R_{TH} = R_{B1} \cdot R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$$

A **tensão equivalente de Thévenin (V_{TH})** é a tensão aplicada pelo divisor de tensão à base do transistor, isto é:

$$V_{TH} = [R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})] \cdot V_{CC}$$



Portanto, o circuito de polarização fica como mostra a figura:

Este circuito, com exceção de R_E , é análogo ao primeiro circuito de polarização EC analisado, com duas fontes de alimentação. A diferença é que neste, a Segunda fonte V_{TH} é apenas um artifício usado para o equacionamento do circuito.

Equacionando este circuito, tem-se:

Malha de entrada: $R_{TH} \cdot I_B + V_{BE} + R_E \cdot I_E = V_{TH}$

Malha de saída: $R_C \cdot I_C + V_{CE} + R_E \cdot I_E = V_{CC}$

Pelas equações das malhas, observa-se que existem mais de duas incógnitas.

Este problema é resolvido, adotando-se os seguintes valores práticos:

- $V_{RE} = V_{CC}/10$
- $I_B = I_{B2}/10$

TRANSISTOR DE EFEITO DE CAMPO (FET)

O transistor de efeito de campo (FET) tem o princípio de funcionamento diferente do transistor bipolar. É um dispositivo sensível à tensão, com impedância de entrada elevada, e impedância de saída relativamente alta. O FET é utilizado tanto nos circuitos analógicos como nos digitais, como amplificador ou chave.

Existem dois tipos básicos de FET: o FET de junção e o MOSFET de metal óxido semicondutor.

2.1 - Fet de Junção

O FET de junção consiste em uma fina camada de material tipo n ou tipo p com dois contatos ôhmicos, a fonte (S) e o dreno (D), e dois contatos retificadores interligados denominados portas (G).

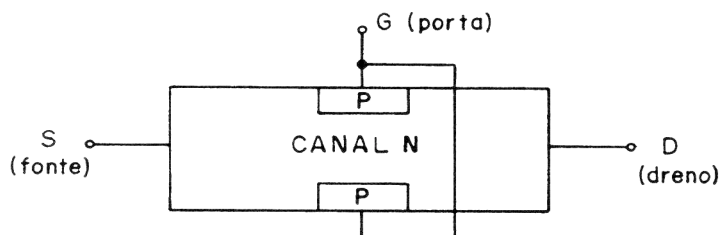
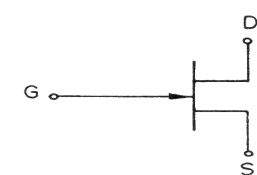


Fig. 16 - FET de Junção

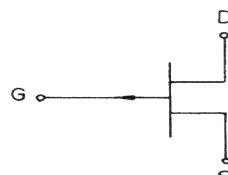
Os elétrons livres entram na fonte e saem do dreno (Canal N).

A camada condutora entre a fonte e o dreno é chamada de canal. O FET pode ser do tipo **n**, no qual o canal é do tipo **n** e as portas são do tipo **p**; ou do tipo **p**, sendo o canal tipo **p** e as portas tipo **n**.

Simbologia



FET de canal N



FET de canal P

Fig. 17 - Simbologia do FET de Junção

2.2 - A corrente no FET tipo junção

Vamos considerar o circuito:

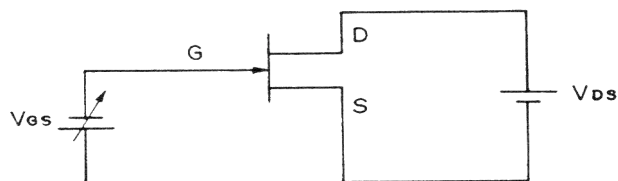


Fig. 18 - Polarização do FET de Junção

A porta (G) de um FET de junção tem sempre polarização reserva para impedir corrente de porta e também para criar camadas de depleção em volta das regiões P (canal N), possibilitando o estreitamento do canal condutor e, conseqüentemente, a diminuição da corrente entre a fonte e o dreno.

A corrente de dreno (I_D) é controlada pela tensão de V_{GS} . Como existe o canal, mesmo que a tensão V_{GS} seja igual a zero, haverá corrente percorrendo o elemento.

O aumento da polarização reserva (V_{GS}), diminui a largura do canal N, o que provoca uma diminuição na corrente do dreno (I_D).

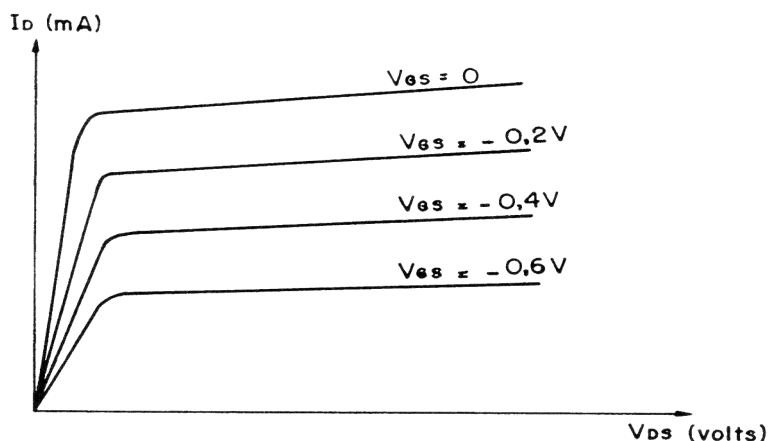


Fig. 19a - Curva Característica do FET de Junção

$$V_{GS} = 0$$

Condição da porta em curto.

A corrente de dreno se nivela e torna-se praticamente horizontal; o FET se comporta como uma fonte de corrente.

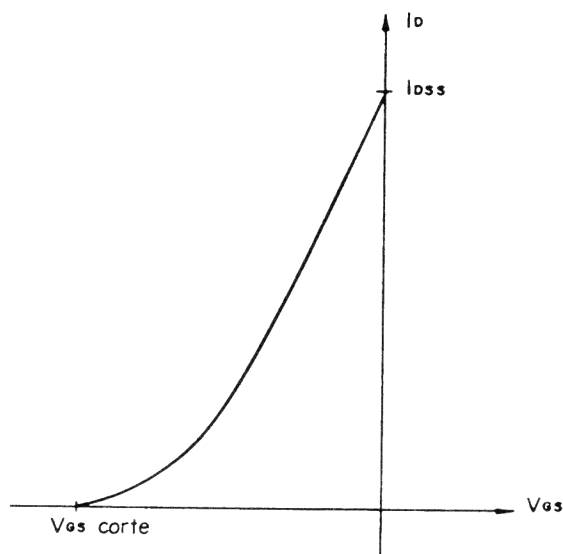


Fig. 19b - Curva característica do FET de junção.
(V_{DS} constante)

$V_{GS\ corte}$ - Tensão de constrição

Quando a tensão da porta for suficientemente negativa, as camadas de depleção tocam-se e o canal condutor desaparece, $I_D=0$.

I_{DSS} - Corrente de dreno para fonte com a porta em curto.

O gráfico da figura 19.b relaciona-se a corrente de saída versus a tensão de entrada. Essa curva é conhecida como curva de transcondutância, que é um trecho de uma parábola.

A sua equação é a seguinte:

$$I_D = I_{DSS} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_{GS\ corte}} \right]^2$$

Onde:

I_D = corrente de dreno.

I_{DSS} = corrente de dreno para fonte com a porta em curto circuito

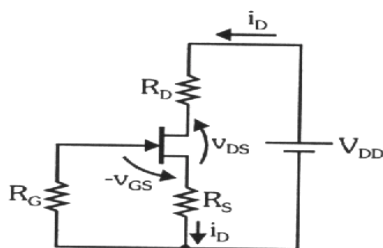
V_{GS} = tensão entre a porta e fonte.

$V_{GS\ corte}$ = tensão de constrição.

Polarização do JFET

Autopolarização

Esta polarização utiliza apenas uma fonte de alimentação.



O resistor R_S produz uma realimentação negativa. Se a corrente de dreno I_D aumenta, a tensão sobre R_S também aumenta. Isto faz aumentar a tensão reversa porta-fonte (V_{GS}) estreitando o canal, reduzindo novamente o canal, reduzindo novamente a corrente I_D . Por isso o nome **autopolarização**.

Existem duas formas de se determinar os valores dos resistores de polarização: pela **reta de carga** traçada sobre as curvas de dreno e pela **reta de autopolarização** traçada sobre a curva de transferência.

Especificamente para o JFET, é mais interessante utilizar a curva de transferência para definir a polarização, pois os manuais sempre fornecem pelo menos os parâmetros I_{DSS} e V_P que a definem, além de possibilitar a melhor visualização do problema das tolerâncias do transistor.

Determinação da Reta de Autopolarização

A reta de autopolarização (ou reta de R_S) é traçada sobre a curva de transferência, e corresponde à lei de Ohm aplicada ao resistor de fonte R_S .

Da malha de entrada, obtém-se:

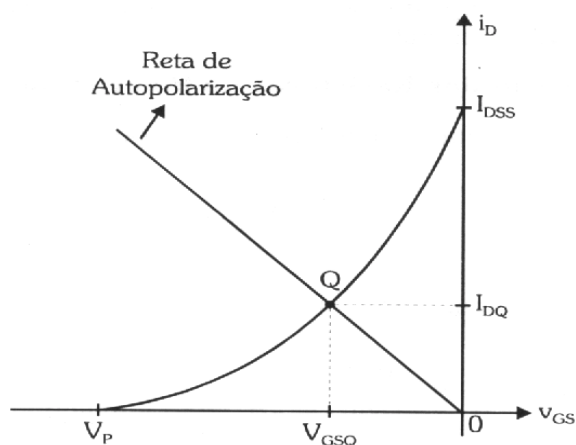
$$-V_{GS} = R_S \cdot I_D - R_G \cdot I_G$$

Como I_G é praticamente nula devido à alta impedância de entrada, tem-se:

$$-V_{GS} = R_S \cdot I_D$$

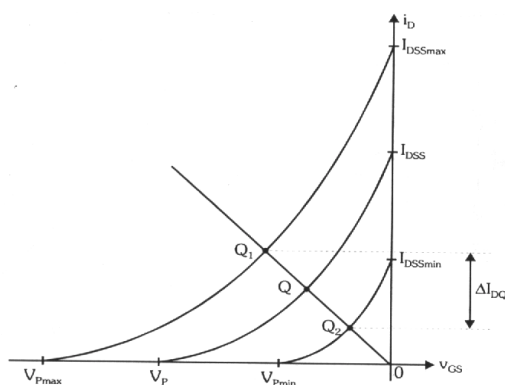
Pela curva de transferência com **valores típicos**, através dos pontos I_{DQ} ou V_{GSQ} previamente escolhidos, tem-se um ponto da reta de autopolarização. O outro ponto é a própria origem da curva de transferência.

O **ponto ótimo** de polarização deve ser escolhido de tal forma que fique localizado no meio da curva de transferência.



Análise das tolerâncias do JFET

Conhecendo-se as tolerâncias do JFET dadas pelos manuais através de valores ou na própria



curva de transferência, percebe-se que, uma vez definida a reta de autopolarização, o ponto quiescente pode estar localizado em qualquer posição entre Q_1 e Q_2 .

Portanto, além da variação possível de I_{DQ} na autopolarização ser **menor** que no processo de polarização anterior (com V_{GS} constante), a realimentação negativa imposta por R_S para variações de I_{DQ} garante uma **melhor estabilidade** do circuito.

Determinação dos resistores de polarização

Da equação da reta de autopolarização, obtém-se:

$$R_S = -V_{GSQ}/I_{DQ}$$

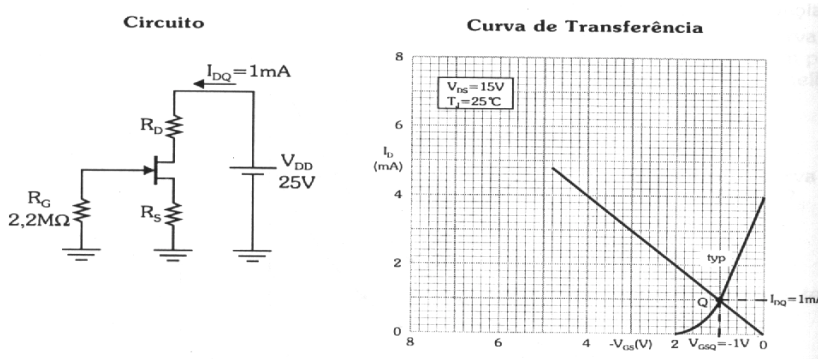
Da malha de saída , obtém-se:

$$V_{DD} = R_D \cdot I_{DQ} + V_{DSQ} + R_S \cdot I_{DQ} \Rightarrow R_D = (V_{DD} - V_{DSQ} + V_{GSQ}) / I_{DQ}$$

Como a curva de transferência é praticamente a mesma para todo $V_{DS} > V_{PO}$ (região ativa da curva de dreno), o valor de V_{DSQ} é fixado por R_D .

Exemplo :

Dada a curva de transferência do JFET BF245A ($P_{Dmax} = 300mW$) , determinar os valores



de R_S e R_D do circuito de autopolarização para $I_{DQ} = 1mA$ e $V_{DSQ} = 15V$.

Determinação da reta de autopolarização:

1º Ponto: Q

2º Ponto: Origem

Do ponto Q da reta de autopolarização, obtém-se: $V_{GSQ} = -1V$

Cálculo de R_S e R_D :

$$R_S = -V_{GSQ} / I_{DQ} = -(-1) / 1 \cdot 10^{-3} \Rightarrow R_S = 1K\Omega$$

$$R_D = (V_{DD} - V_{DSQ} + V_{GSQ}) / I_{DQ} = (25 - 15 - 1) / 1 \cdot 10^{-3} = 9K\Omega$$

Valor comercial adotado : $R_D = 10K\Omega$

O fato de o valor adotado para R_D ser um pouco maior que o calculado, diminui V_{DSQ} de 15V para 14V. Porém, as variações de I_{DQ} e V_{GSQ} são desprezíveis, pois o ponto quiescente está na região ativa.

Potência dissipada pelo JFET :

$$P_D = V_{DSQ} * I_{DQ} = 14 * 1 * 10^{-3} = 14mW \quad (\text{menor que } P_{Dmax})$$

----- ///

Uma outra forma de se polarizar o JFET pela reta de autopolarização, porém, sem a curva de transferência, é utilizando os parâmetros máximos e mínimos de I_{DSS} e V_P , fornecidos pelos manuais:

Os dois pontos (I_{DSS} , $-V_P$) e a origem definem uma reta de autopolarização aproximadamente no centro da curva de transferência.

Assim, como os parâmetros (I_{DSSmax} , $-V_{Pmax}$) e (I_{DSSmin} , $-V_{Pmin}$), calculam-se dois valores para o resistor R_S , sendo um para a parábola máxima e outro para a mínima:

$$R_{Smax} = -V_{Pmax} / I_{DSSmax}$$

$$R_{Smin} = -V_{Pmin} / I_{DSSmin}$$

Neste caso, um valor de R_S intermediário de R_{Smin} e R_{Smax} garante um ponto quiescente próximo ao da parábola correspondente à dos parâmetros típicos do JFET.

Para o JFET BF245A, o manual do fabricante fornece os seguintes parâmetros:

	min	max
I_{DSS} (mA)	2,0	6,5
V_P (V)	-0,5	-8,0

Cálculo de R_S :

$$R_{Smax} = -V_{Pmax} / I_{DSSmax} = -(-8) / 6,5 * 10^{-3} = 1230\Omega$$

$$R_{Smin} = -V_{Pmin} / I_{DSSmin} = -(-0,5) / 2 * 10^{-3} = 250\Omega$$

Portanto, pode-se utilizar $R_S = 1K\Omega$, como no exemplo anterior.

2.3 - Mosfet

O MOSFET é um elemento largamente empregado na construção de circuitos integrados, devido a características de construção.

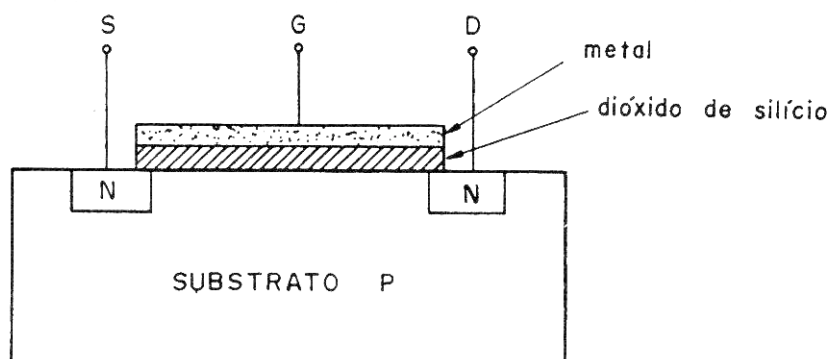


Fig. 20 – MOSFET de Canal N

O MOSFET de canal n é constituído de um substrato tipo p no qual são difundidas duas regiões tipo n. Estas regiões formam a fonte (S) e o dreno (D). A porta (G) é formada por uma camada de dióxido de silício (isolante), em cima da qual é depositada uma placa de metal.

A porta é isolada do canal. O diodo PN que existe num FET de junção foi eliminado no MOSFET.

Formação do canal no MOSFET

A porta (G) é formada por uma camada de dióxido de silício (SiO_2) na qual é depositada uma placa de metal. Quando colocamos a porta (G) em um potencial positivo em relação ao substrato, haverá então acumulação de elétrons, formando o canal.

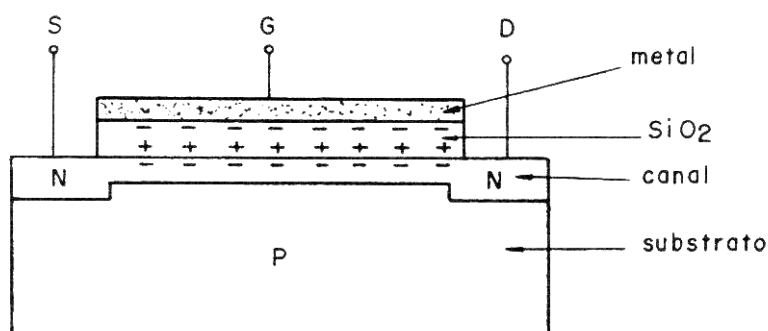


Fig. 22

O MOSFET se subdivide em dois grupos: MOSFET tipo depleção e o MOSFET tipo crescimento.

2.4 - Mosfet tipo depleção

O MOSFET tipo depleção tem seu aspecto físico conforme a figura abaixo.

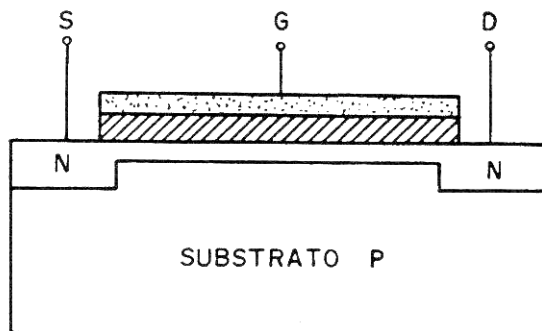


Fig. 23 - MOSFET tipo depleção de canal N-

Este tipo de construção apresenta uma estreita camada tipo N que interliga a fonte (S) e que permitirá o fluxo de corrente mesmo quando nenhuma tensão for aplicada à porta.

2.5 - Polarização do Mosfet tipo depleção

Vamos considerar o circuito da figura abaixo:

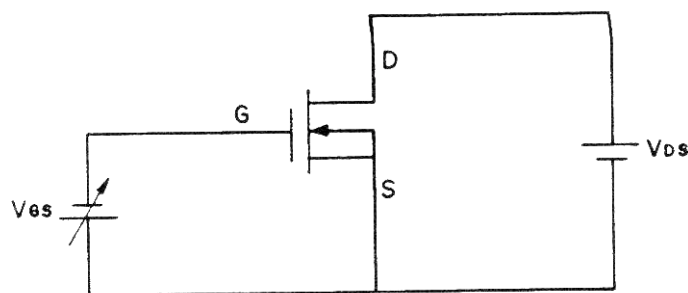


Fig. 24 - Polarização do MOSFET - tipo Depleção (Canal N)

Se a tensão V_{GS} for igual a zero, irá circular uma corrente I_D no circuito, uma vez que existe canal para que essa corrente possa fluir. Sendo a porta (G) negativa em relação à fonte (S), teremos que a camada de metal fica negativa e polariza o isolante. Haverá um estreitamento do canal N, diminuindo a corrente I_D no dispositivo.

Este estreitamento do canal é tanto maior, quanto maior for a polarização negativa da porta (G).

Se aplicarmos uma tensão positiva à porta (G), haverá um alargamento no canal, aumentando a circulação da corrente I_D .

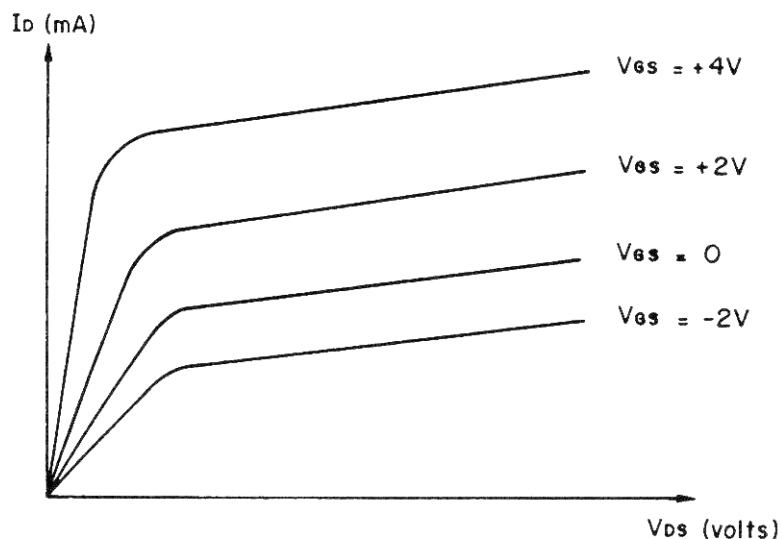


Fig. 25 - Curva característica do MOSFET - tipo Depleção

O mesmo princípio é aplicado ao MOSFET tipo depleção de canal P.

2.6 - Mosfet tipo crescimento

O funcionamento do MOSFET tipo crescimento é semelhante ao MOSFET tipo depleção.

O aspecto físico do MOSFET tipo crescimento está representado na figura abaixo.

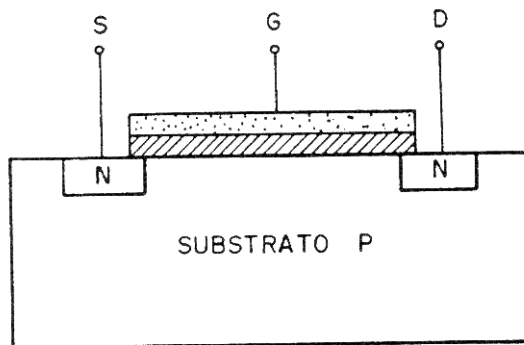


Fig. 26 - MOSFET tipo crescimento de canal N

Para este tipo de construção o canal de condução da corrente I_D só vai aparecer quando houver tensão V_{GS} .

2.7 - Polarização do Mosfet tipo crescimento

Vamos considerar o circuito da figura abaixo:

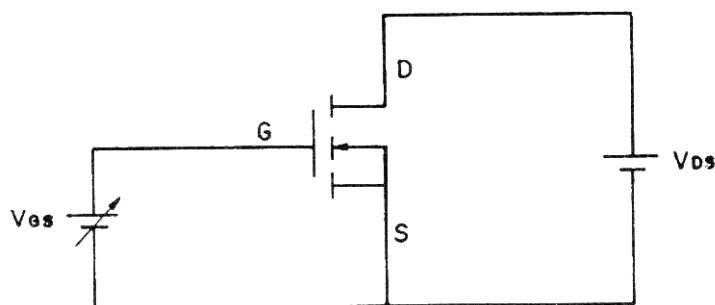


Fig. 27 — Polarização do MOSFET tipo crescimento
(Canal N)

No caso da figura acima em que o MOSFET é de canal N, quando polarizamos a porta (G) negativamente em relação à fonte (S), não haverá condução. Fazendo a porta (G) positiva em relação à fonte (S) e aumentando a tensão de V_{GS} estabelecemos um contato entre a fonte (S) e o dreno (D), onde a corrente I_D que agora circulará entre estes dois elementos será função da tensão positiva à porta (G) que controlará a largura do canal.

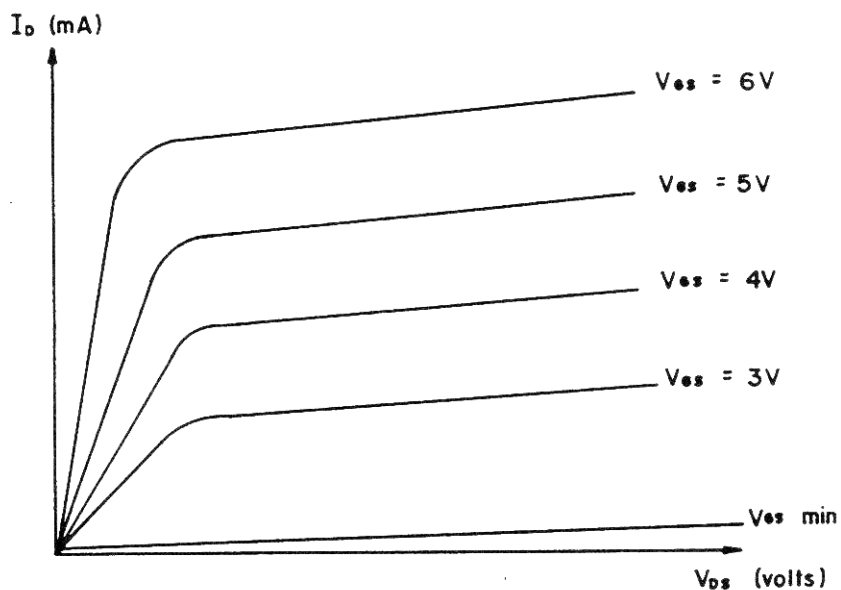


Fig. 28- Curva característica do MOSFET tipo crescimento.

$V_{GS \text{ min}}$ - Tensão de limiar

Tensão necessária para criar uma fina camada no material tipo N próximo do dióxido de silício ligando a fonte ao dreno.

Para o MOSFET tipo crescimento de canal **p**, teremos uma mudança de polarização.

CIRCUITOS BÁSICOS DE AMPLIFICADORES

1 - CIRCUITOS BÁSICOS DE AMPLIFICADORES

O amplificador linear é um circuito eletrônico que multiplica a amplitude constante. Para usarmos o transistor como amplificador de tensão ou corrente, é do transistor. Essa polarização nos mostra em que região o transistor. Essa polarização nos mostra em que região o transistor está operando.

1.1 - Circuito simples de amplificação

Vamos considerar o circuito da figura abaixo.

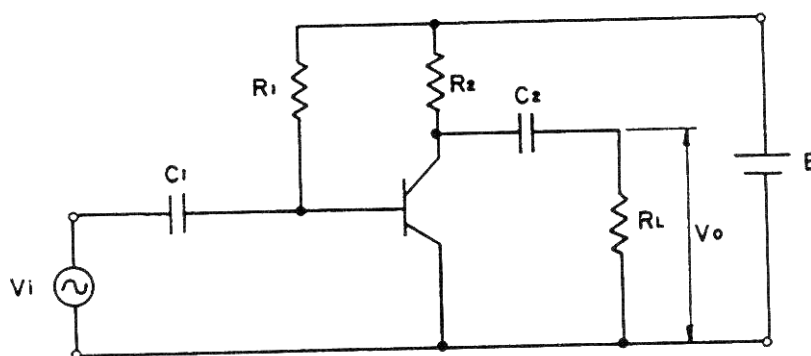


Fig. 1 - Amplificador de um estágio.

No circuito acima, temos: E é a bateria de polarização; R_1 e R_2 são as resistências de polarização e C_1 e C_2 são capacitores de acoplamento que permitem somente a passagem de corrente alternada, bloqueando a corrente contínua.

A tensão de entrada (V_i) produz uma variação na tensão de base-emissor (V_{BE}) que, por sua vez, produz uma variação na corrente de base (I_B) e esta produz uma variação de β vezes na corrente de coletor (I_C), onde $I_C = \beta I_B$, fazendo com que haja uma variação de tensão no resistor R_2 . Como a tensão E é constante, a tensão V_{CE} variará de forma inversamente proporcional à variação da tensão em R_2 , produzindo a tensão de saída (V_o).

Podemos representar as tensões de entrada e saída conforme figura abaixo.

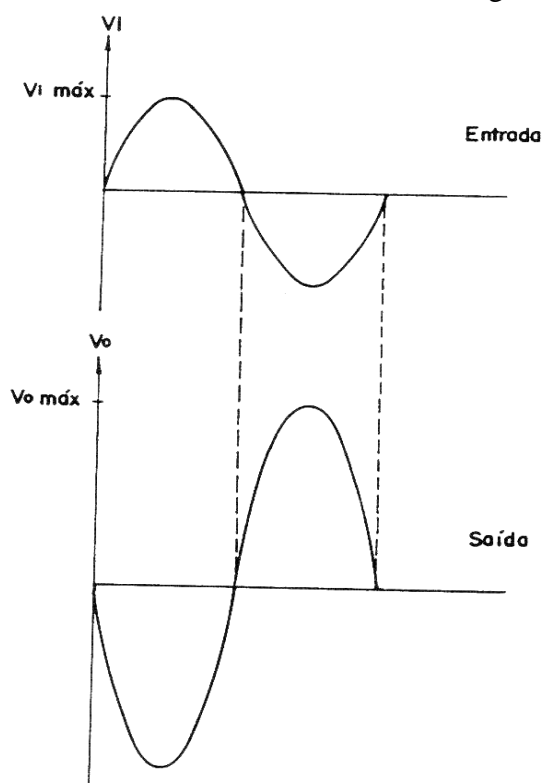


Fig. 2 - Tensões de entrada e saída do amplificador.

As tensões de entrada (V_i) e saída (V_o) estão defasadas de 180° . O ganho de tensão é dado por: $A_v = \frac{V_o}{V_i}$

1.2 - Estrutura de circuito amplificador

Consideremos o circuito abaixo.

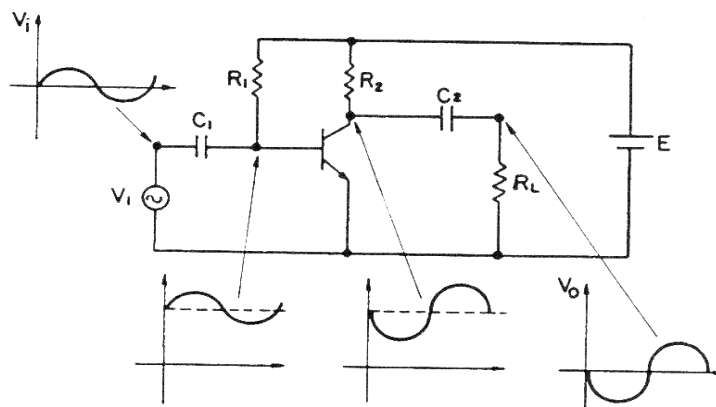


Fig. 3 - Amplificador de um estágio

Como vemos no circuito anterior, o sinal que aplicamos na entrada é uma tensão alternada, e a polarização

do transistor é feita com uma tensão contínua.

Os capacitores de acoplamento C_1 e C_2 permitem a passagem de um sinal alternado, bloqueando a corrente contínua.

Como a reatância capacitiva (X_c) é inversamente proporcional à frequência ($X_c = 1/2 \pi f.c$), podemos considerar os capacitores C_1 e C_2 como curto-circuito para corrente alternada e um circuito aberto para corrente contínua.

Baseado nesses conceitos, podemos escrever o circuito equivalente em corrente contínua, ou circuito de polarização, conforme figura abaixo.

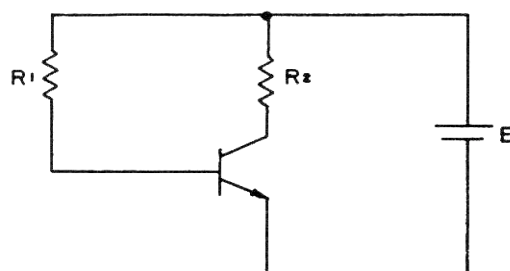


Fig. 4 - Circuito de polarização

Para corrente alternada, temos o circuito conforme a figura 5.

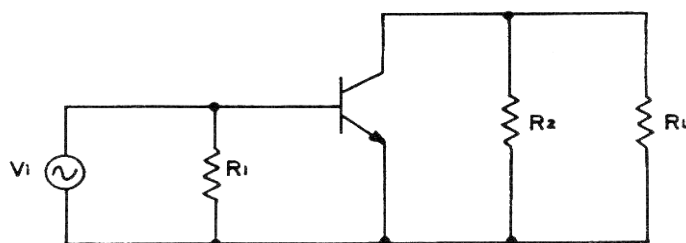


Fig. 5 - Circuito em corrente alternada.

OBSERVAÇÃO:

A fonte E pode ser considerada como um curto-circuito para CA, devido à sua pequena resistência interna.

NOTA:

Para evitar confusão entre as correntes e tensões contínuas e alternadas, usaremos letras e índices maiúsculos para corrente e tensões contínuas, e índices minúsculos para as correntes e tensões alternadas,

ou seja:

I_E, I_C, I_B para correntes contínuas
 V_{BE}, V_{CE}, V_{CB} para tensões contínuas
 i_e, i_c, i_b para correntes alternadas
 V_{be}, V_{ce}, V_{cb} para tensões contínuas

Tipos de amplificadores

Os amplificadores podem ser divididos em várias categorias:

Quanto à **amplitude** dos sinais:

- **Amplificadores de pequeno sinal ou baixa potência**, cujos sinais de entrada são da ordem de unidades de μV a dezenas de mV, ou correntes de coletor da ordem de unidades a centenas de mA, ou potências de coletor de centenas de mW;
- **Amplificadores de média potência**, cujos sinais de entrada são da ordem de centenas de mV, ou correntes de coletor da ordem de centenas de mA a unidades de Ampère, ou potências de coletor da ordem de centenas mW a unidades de Watt;
- **Amplificadores de potência**, cujos sinais de entrada são da ordem de centenas de mV, ou correntes de coletor da ordem de unidades a dezenas de Ampère, ou potências de coletor da ordem de unidades a centenas de Watt.

Quanto à **frequência** dos sinais:

- **Amplificadores de baixa frequência**, que operam com frequências entre 0,1Hz a 30KHz (abaixo da faixa de áudio até VLF);
- **Amplificadores de média frequência**, que operam com frequências na faixa de LF;
- **Amplificadores de alta frequência**, que operam com frequências acima de LF (sendo classificados conforme a faixa de operação: VHF, UHF, microondas etc).

Obviamente, o principal determinante da faixa de operação de potência e de frequência de um amplificador é o transistor utilizado, sendo fabricados especialmente para cada uma delas.

Porém, para efeito de estudo dos amplificadores, eles podem ser divididos apenas em três categorias: **amplificadores de baixa potência e frequência, amplificadores de potência e amplificadores de alta frequência**, uma vez que tais categorias englobam todos os conceitos de amplificadores.

Observação : Faixas de frequência

VLF	Very Low Frequencies	Frequências Muito Baixas	3KHz a 30KHz
LF	Low Frequencies	Baixas Frequências	30KHz a 300KHz
MF	Medium Frequencies	Médias Frequências	300KHz a 3MHz
HF	High Frequencies	Altas Frequências	3MHz a 30MHz
VHF	Very High Frequencies	Frequências Muito Altas	30MHz a 300MHz
UHF	Ultra High Frequencies	Frequências Ultra Altas	300MHz a 3GHz
SHF	Super High Frequencies	Frequências Super Altas	3GHz a 30GHz
EHF	Extra High Frequencies	Frequências Extra Altas	30GHz a 300GHz

A **faixa de frequência de áudio** (sinais audíveis ou sonoros) está compreendida entre **20Hz** e **20KHz** , ou seja, começa abaixo da faixa VLF e termina dentro desta faixa.

Entre **20KHz** e **3MHz** está a faixa denominada de **ultra-som** , compreendendo parte da faixa VLF e totalmente as faixas LF e MF .

As frequências denominadas **microondas** ocupam a faixa entre **3GHz** e **300GHz** , ou seja, SHF e EHF .

Finalmente, acima de EHF , estão as **frequências ópticas** e os **raios**, na seguinte sequência: infravermelho, luz visível, ultra violeta, raios X e raios gama.

FONTES DE ALIMENTAÇÃO

Essencialmente todos os dispositivos eletrônicos requerem uma fonte de corrente contínua. Chamamos de **FONTE DE ALIMENTAÇÃO** ao circuito eletrônico que retifica, filtra e geralmente regula uma dada tensão alternada. O diagrama em bloco de uma fonte segue abaixo:

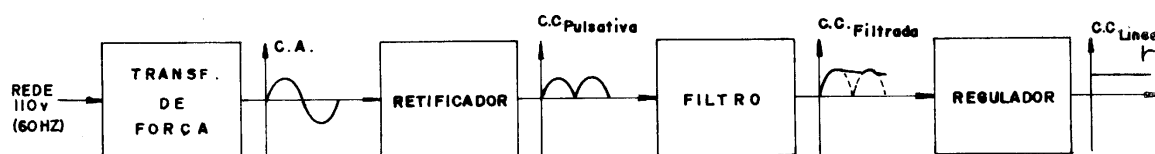


Fig. 01 - Diagrama em Blocos de uma Fonte de Alimentação

1) RETIFICADORES :

a) *Retificador de meia onda*: a tensão de entrada varia de maneira senoidal. Como o diodo da figura 02 só conduz quando polarizado diretamente (anodo (+), catodo (-)) somente no semiciclo positivo haverá corrente circulando pela carga. No semiciclo negativo o diodo estará polarizado reversamente e portanto: $i = 0$.

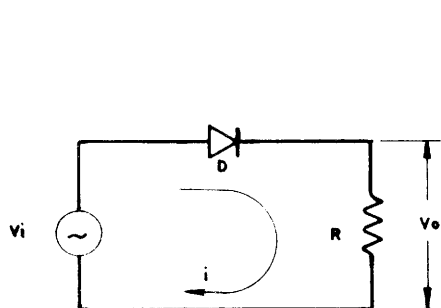
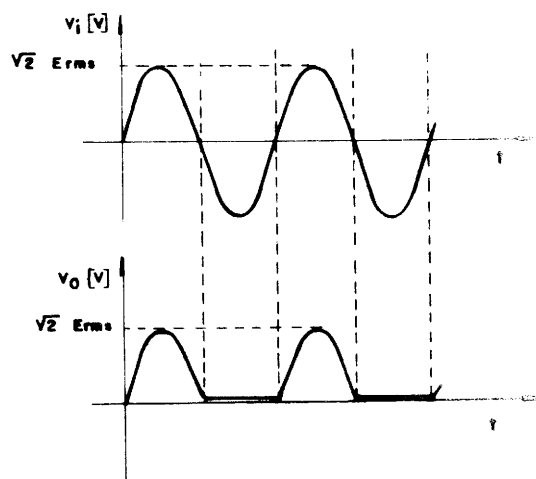


Fig. 02 - Retificador de Meia Onda



Diodo Ideal: $V_m = V_{2p} / \pi$

Diodo com V_γ : $V_{2p} - V_\gamma / \pi$

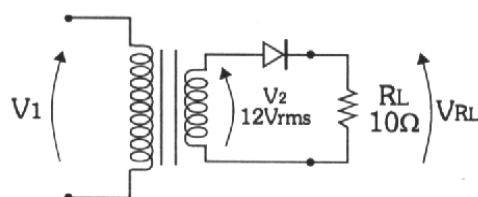
$I_m = V_m / R_L$

Então, para que o diodo não queime, ele deve suportar tanto esta corrente média quanto a tensão de pico reversa, ou seja:

$$I_{DM} \geq I_m \quad \text{e} \quad V_{Br} \geq V_{2p}$$

Exemplo:

A figura abaixo mostra um transformador com tensão no secundário de 12 Vrms ligado a um retificador de meia onda (diodo de silício) com uma carga de 10Ω. Considerando o valor de V_γ do diodo (modelo 2), determinar:



Retificador de Meia Onda

a) Tensão média na carga:

A tensão de pico na saída do transformador vale:

$$V_{2ms} = V_{2p} / \sqrt{2} \Rightarrow V_{2p} = 12 * \sqrt{2} \Rightarrow V_{2p} = 17V$$

Considerando V_γ , a tensão média na carga vale:

$$V_m = V_{2p} - V_\gamma / \pi \Rightarrow V_m = 17 - 0,7 / \pi \Rightarrow V_m = 5,2V$$

b) Corrente média na carga:

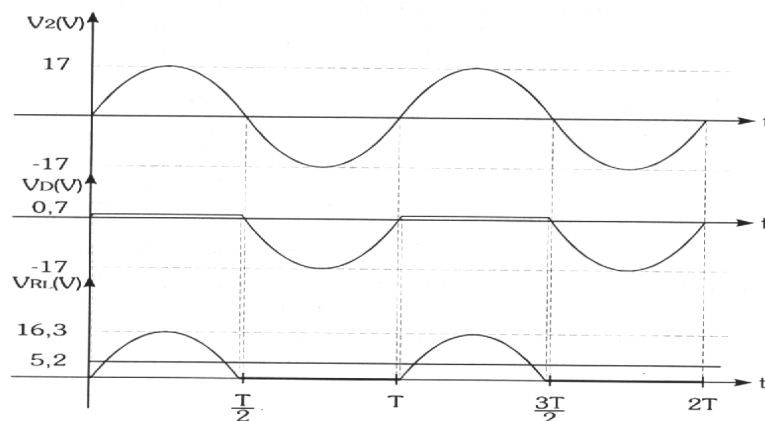
$$I_m = V_m / R_L \Rightarrow I_m = 5,2 / 10 \Rightarrow I_m = 520mA$$

c) Especificação do diodo:

Como a corrente média no diodo é igual à da carga e como no semiciclo negativo toda a tensão do transformador cai sobre o diodo, suas especificações devem ser as seguintes:

$$I_{DM} \geq 520mA \quad \text{e} \quad V_{Br} \geq 17V$$

d) Formas de onda na carga e no diodo:



b) *Retificador de onda completa com CENTER TAP*: o transformador com CENTER TAP do retificador da figura 4 possui 2 secundários iguais mas com tensões defasadas de 180°.

Quando a tensão no enrolamento superior cresce, o diodo D_1 é polarizado e conduz uma corrente que passa por R. Ao mesmo tempo a tensão no enrolamento inferior diminui, polarizando D_2 inversamente. Quando termina o semiciclo a situação se inverte, ou seja, D_2 fica polarizado diretamente, enquanto D_1 é cortado. Assim, durante os dois semiciclos haverá corrente circulando pela carga.

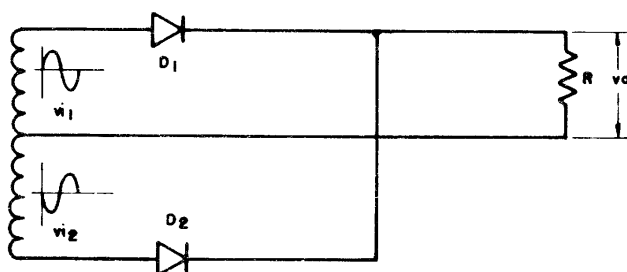
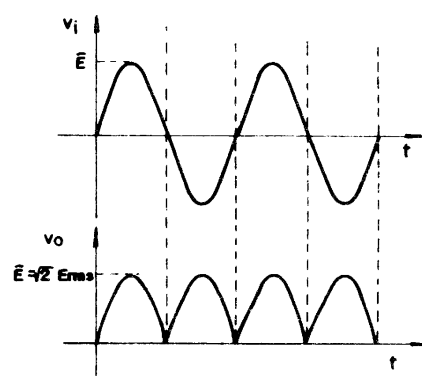


Fig. 04 - Retificador de Onda Completa com Center Tap



Diodo Ideal: V_{2p} / π

Diodo com V_γ : $V_m = (V_{2p} - 2V_\gamma) / \pi$

$I_m = V_m / R_L$

Em relação às especificações dos diodos, tem-se uma grande vantagem neste circuito. Como cada diodo conduz corrente somente num semiciclo, a **corrente** que eles devem suportar corresponde à **metade da corrente média na carga**. Por outro lado, a **tensão reversa** que os diodos devem suportar é a **tensão total de pico secundário** já que suas duas metades somam-se sobre os diodos quando estes estão cortados. Assim:

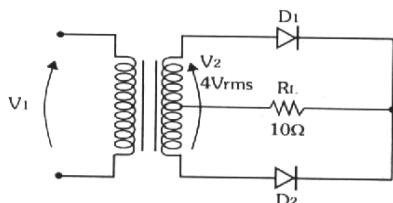
$$I_{DM} \geq I_m / 2$$

e

$$V_{Br} \geq V_{2p}$$

Exemplo:

A figura abaixo mostra um transformador com derivação central e tensão total no secundário de 4Vrms ligado a um retificador de onda completa (diodos de silício) com uma carga de 10Ω. Considerando o valor de V_γ do diodo (modelo 2), determinar:



Retificador de Onda Completa com Derivação Central

a) Tensão média na carga:

A tensão de pico na saída do transformador vale:

$$V_{2ms} = V_{2p} / \sqrt{2} \Rightarrow V_{2p} = 4 * \sqrt{2} \Rightarrow V_{2p} = 5,66V$$

Considerando V_γ , a tensão média na carga vale:

$$V_m = V_{2p} - 2V_\gamma / \pi \Rightarrow V_m = 5,66 - 1,4 / \pi \Rightarrow V_m = 1,36V$$

b) Corrente média na carga:

$$I_m = V_m / R_L \Rightarrow I_m = 1,36 / 10 \Rightarrow I_m = 136mA$$

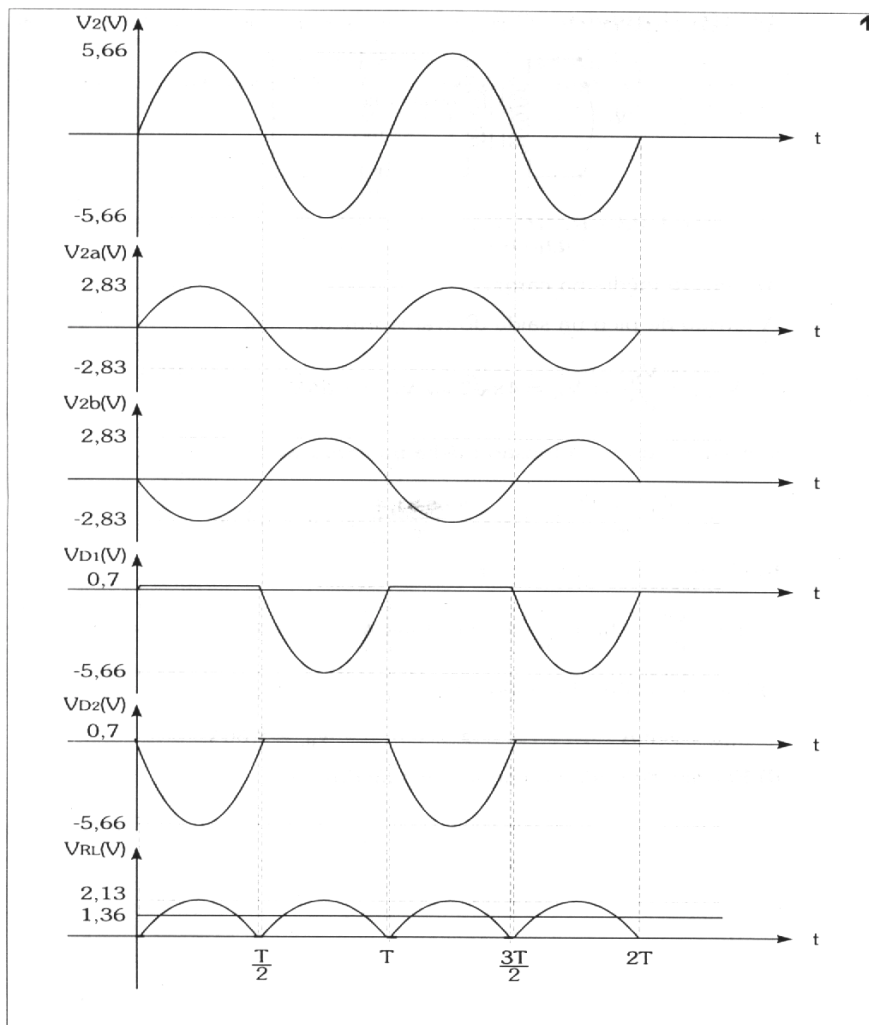
c) Especificações do diodo:

$$I_{DM} \geq 68mA$$

e

$$V_{Br} \geq 5,66V$$

d) Formas de onda na carga e nos diodos:



c) Retificador de onda completa tipo ponte:

Durante o semiciclo positivo de V_i , há um potencial positivo aplicado ao ânodo de D2 e ao catodo de D1 e um potencial negativo aplicado ao catodo de D4 e ao ânodo de D3. Desta forma, D2 e D4 estão polarizados diretamente e permitem circular uma corrente pelo resistor. Quando v_i passar para o semiciclo negativo, a polarização dos diodos se inverte e passando agora a conduzir D1 e D3.

Com isso vemos que há sempre uma corrente circulando pelo resistor com uma mesma polaridade.

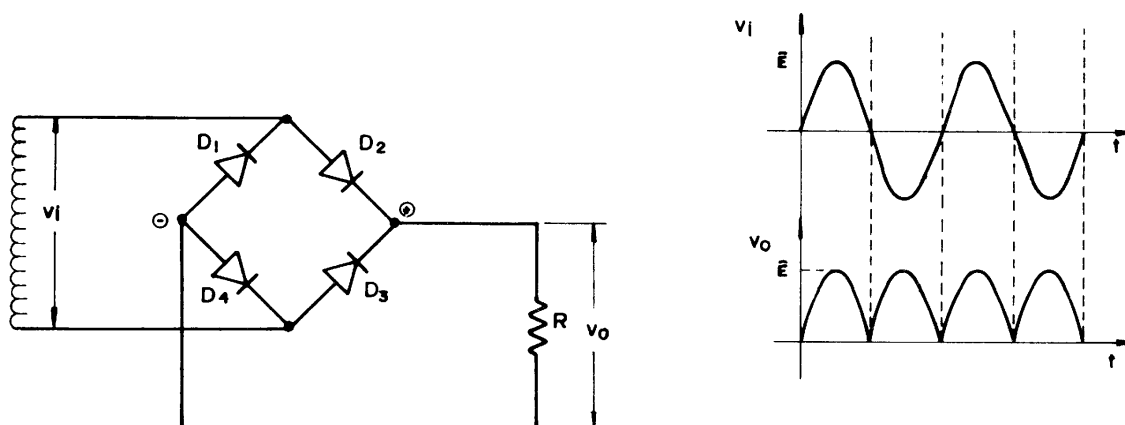


Fig. 06 - Retificador de Onda Completa
Tipo Ponte

Diodo Ideal: $2 \cdot V_{2p} / \pi$

Diodo com V_γ : $V_m = 2 \cdot (V_{2p} - 2V_\gamma) / \pi$

$I_m = V_m / R_L$

Em relação às especificações dos diodos, como cada diodo conduz corrente somente num semiciclo, a **corrente** que eles devem suportar corresponde à **metade da corrente média na carga**. Quanto à **tensão reversa**, os diodos devem suportar a **tensão de pico da tensão de entrada**. Assim:

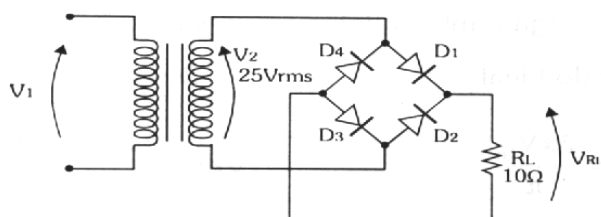
$$I_{DM} \geq I_m / 2$$

e

$$V_{Br} \geq V_{2p}$$

Exemplo:

A figura abaixo mostra um transformador com tensão no secundário de 25rms ligado a um retificador de onda completa em ponte (diodos de silício) com uma carga de 10Ω . Determinar:



Retificador de Onda Completa em Ponte

a) Tensão média na carga:

Como a tensão de entrada é grande em relação a V_γ , neste caso será adotado o modelo do diodo ideal.

A tensão de pico na saída do transformador vale:

$$V_{2ms} = V_{2p} / \sqrt{2} \Rightarrow V_{2p} = 25 * \sqrt{2} \Rightarrow V_{2p} = 35,4V$$

Assim, a tensão média na carga vale:

$$V_m = 2 * V_{2p} / \pi \Rightarrow V_m = 2 * 35,4 / \pi \Rightarrow V_m = 22,5V$$

b) Corrente média na carga:

$$I_m = V_m / R_L \Rightarrow I_m = 22,5 / 10 \Rightarrow I_m = 2,25A$$

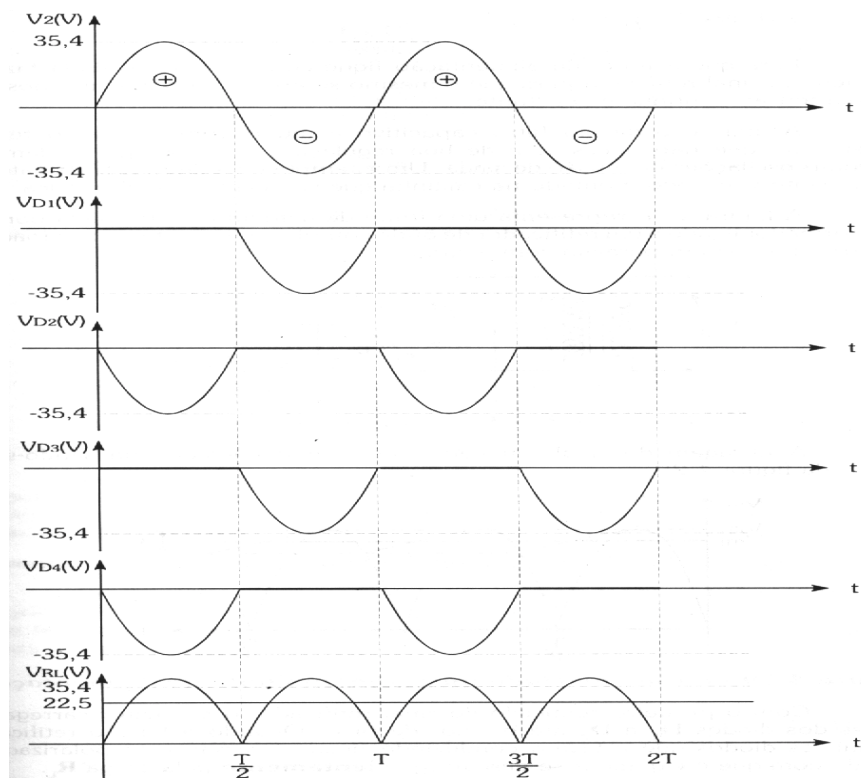
c) Especificações do diodo:

$$I_{DM} \geq 1,125A$$

e

$$V_{Br} \geq 35,4V$$

d) Formas de onda na carga e nos diodos:



2-DOBRADORES DE TENSÃO:

a) Dobrador de tensão de meia onda:

O dobrador de tensão é um circuito que retifica e filtra um sinal senoidal, dando na saída o dobro do valor máximo desse sinal.

Funcionamento:

Durante o semiciclo negativo, o diodo D1 está conduzindo carregando assim o capacitor C1 com o valor máximo da tensão de entrada.

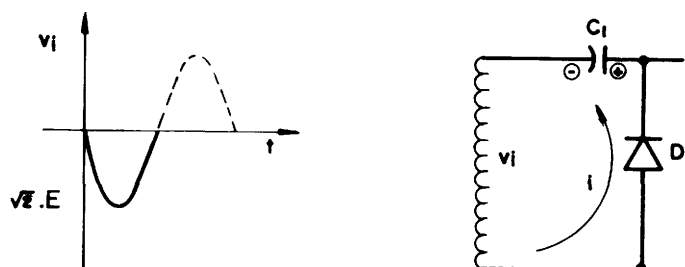


Fig . 08

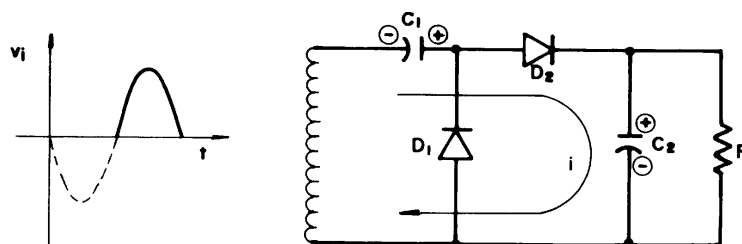


Fig. 09

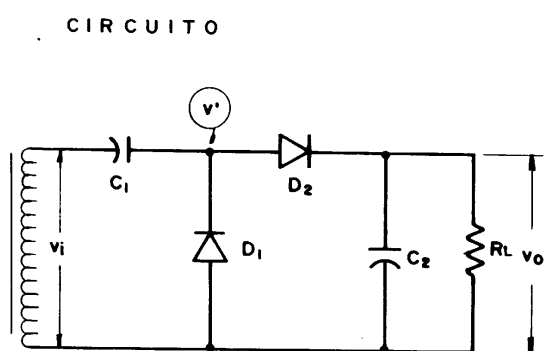
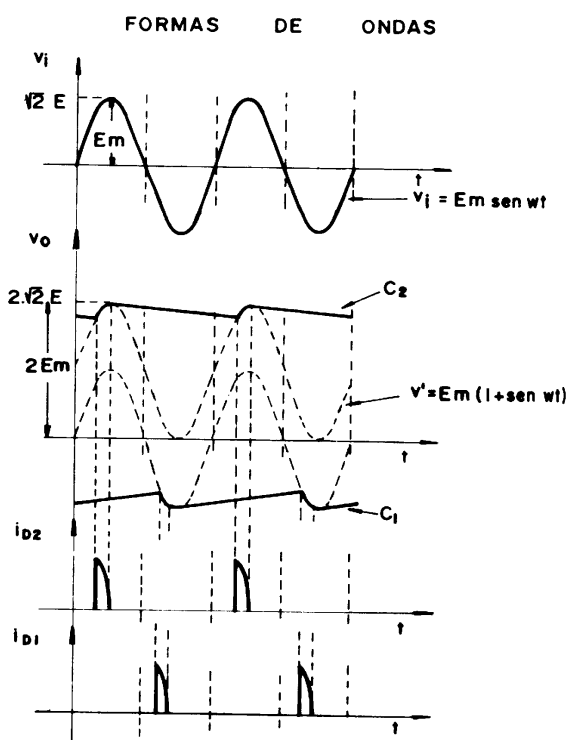


Fig. 10 - Dobrador de Tensão de Meia Onda



- Durante o semiciclo positivo, o diodo D_1 está cortado e D_2 conduzindo. Desta maneira, a corrente i circula por C_1 e D_2 carregando C_2 . Como o capacitor C_1 estava carregado com a tensão máxima de entrada, a sua polarização faz com que C_2 seja carregado com duas vezes a tensão máxima de entrada. Portanto, teremos sobre a carga uma tensão máxima de $2\sqrt{2} \cdot E$.

b) Dobrador de tensão de onda completa:

Este circuito, além de dobrar a tensão de entrada, faz uma retificação de onda completa, e por isso é conhecido como dobrador de onda completa.

O seu funcionamento assemelha-se a uma onda.

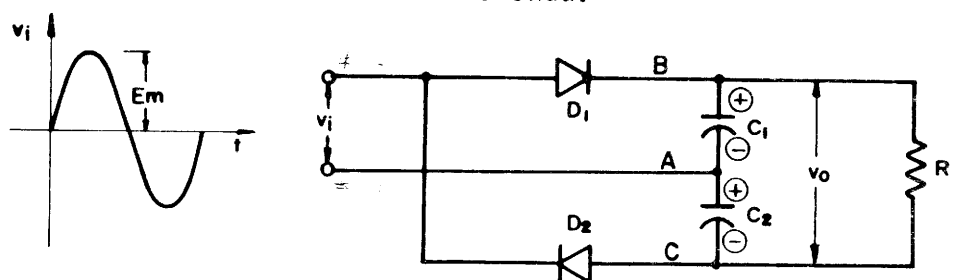
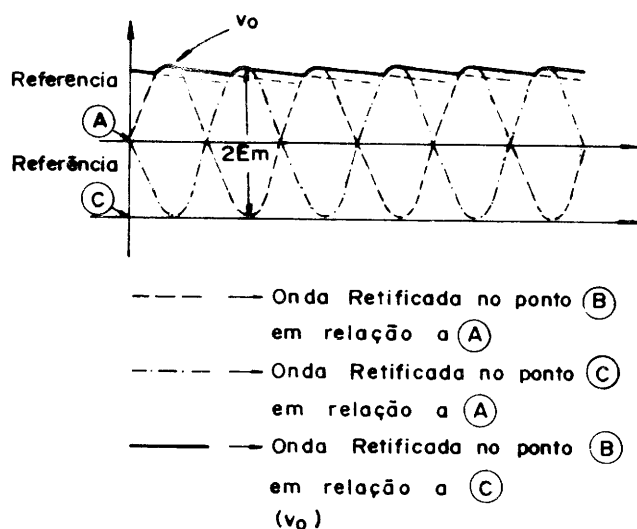


Fig. II - Dobrador de Tensão de Onda Completa.



3- FILTRO CAPACITIVO:

Para que a fonte de alimentação fique completa, falta ainda fazer a filtragem do sinal retificado para que o mesmo se aproxime o máximo possível de uma tensão contínua constante.

A utilização de um filtro capacitivo, com capacitor de filtro na saída em paralelo com a carga, é muito comum nas fontes de alimentação que não necessitam boa regulação, ou seja, que podem ter pequenas oscilações na tensão de saída. Um exemplo é o eliminador de bateria, cujo circuito vem todo montado na caixinha que vai ligada à rede elétrica.

O valor de pico a pico do ripple pode ser calculado pela equação abaixo:

$$V_r = V_{mf} / f \cdot R_L \cdot C$$

Onde:

V_{mf} = tensão média na carga após a filtragem

f = frequência da ondulação (depende do tipo de retificador)

R_L = resistência da carga

C = capacitor de filtro

Assim, para o projeto de uma fonte de alimentação deve-se, antes, estipular a tensão média de saída e o ripple desejados para, em seguida, calcular o capacitor necessário para a filtragem, as especificações dos diodos e as especificações do transformador.

Exemplo de aplicação: Projeto de uma fonte de alimentação

Projetar uma fonte com tensão de entrada de 110Vrms/60Hz e tensão média de saída de 5V com ripple de 0,1V, para alimentar um circuito que tem uma resistência de entrada equivalente a 1KΩ. Utilizar o retificador de onda completa em ponte.

O valor do capacitor de filtro pode ser calculado pela equação:

$$V_r = V_{mf} / f \cdot R_L \cdot C \Rightarrow C = V_{mf} / f \cdot R_L \cdot V_r \Rightarrow C = 5 / 120 \cdot 1000 \cdot 0,1 \Rightarrow C = 417\mu F$$

Neste caso, será utilizado um capacitor eletrolítico comercial de 470μF, o que acarretará numa pequena redução do ripple, melhorando o desempenho da fonte.

Para definir as especificações (I_{DM} e V_{Br}) dos diodos, é preciso calcular a corrente média na carga e a tensão de pico no secundário do transformador.

Assim, a corrente média na carga vale:

$$I_{mf} = V_{mf} / R_L \Rightarrow I_{mf} = 5/1000 \Rightarrow I_{mf} = 5mA$$

O valor da tensão de pico na carga pode ser aproximado para:

$$V_{RLp} = V_{mf} + V_r/2 \Rightarrow V_{RLp} = 5 + 0,1/2 \Rightarrow V_{RLp} = 5,05V$$

Como a tensão de pico na carga é relativamente baixa, deve-se considerar V_γ , e como a carga tem uma resistência muito maior que a resistência do diodo R_D , esta pode ser desprezada. Assim, o modelo 2 para os diodos é perfeitamente adequado para os cálculos neste projeto.

No retificador em ponte, deve-se considerar, então, uma queda de tensão de $2*V_\gamma$ (dois diodos conduzindo em cada semiciclo) . Assim, a tensão de pico no secundário do transformador deverá ser de:

$$V_{2p} = V_{RLp} + 2* V_\gamma \Rightarrow V_{2p} = 5,05 + 2*0,7 \Rightarrow V_{2p} = 6,45V$$

Portanto as especificações dos diodos deverão respeitar as seguintes condições:

$$I_{DM} \geq I_{mf} / 2 \Rightarrow I_{DM} \geq 5*10^{-3} / 2 \Rightarrow I_{DM} \geq 2,5mA$$

$$V_{Br} \geq V_{2p} \Rightarrow V_{Br} \geq 6,45V$$

Finalmente, é necessário determinar as características do transformador.

A tensão eficaz no secundário é:

$$V_{2rms} = V_{2p} / \sqrt{2} \Rightarrow V_{2rms} = 6,45 / \sqrt{2} \Rightarrow V_{2rms} \cong 4,6V$$

O transformador tem que ser dimensionado para uma potência maior que a de trabalho. Como a corrente na carga é praticamente constante já que o ripple é pequeno, a potência de trabalho do transformador pode ser estimada por:

$$P_T = V_{2p} * I_{mf} \Rightarrow P_T = 6,45 * 5 * 10^{-3} \Rightarrow P_T = 32,25mW$$

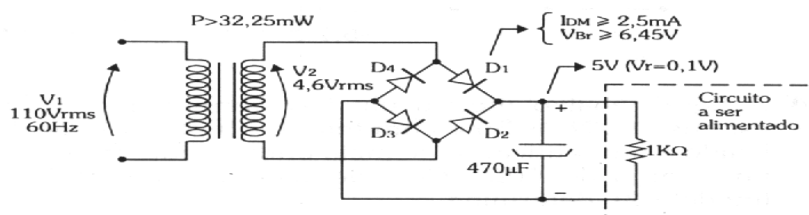
Portanto, o transformador utilizado deve Ter as seguintes especificações:

$$V_1 = 110V \text{ (rms)}$$

$$V_2 = 4,6V \text{ (rms)}$$

$$P > 32,25mW$$

Assim, o circuito da nossa fonte de alimentação fica como mostra a figura abaixo :



DIODO ZENER

Simbologia:

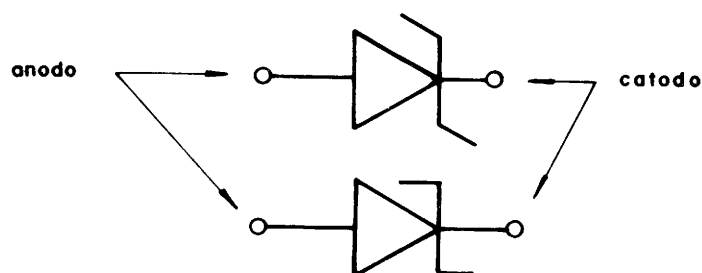


Fig. 14

Curva característica:

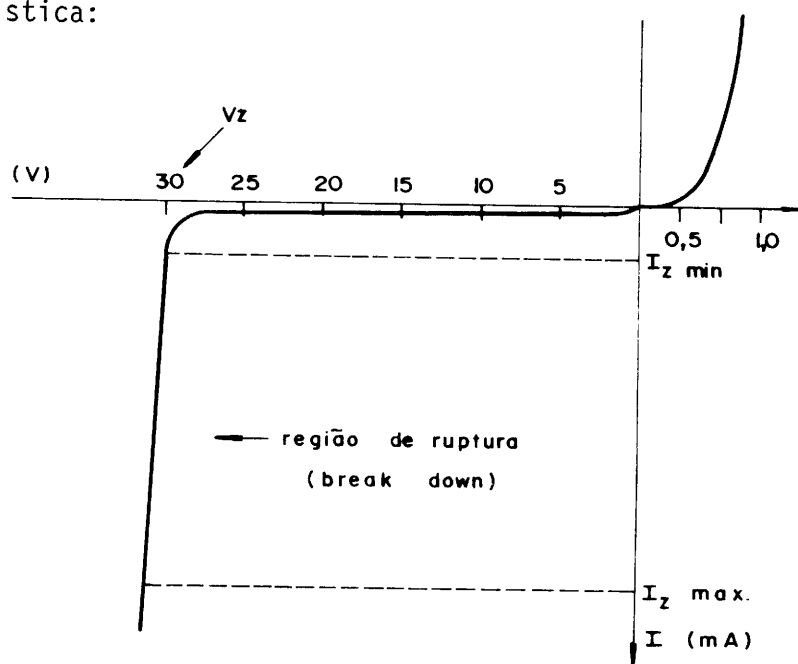


Fig. 15 — Curva característica do Diodo Zener.

Funcionamento:

O Zener é um diodo semiconductor, construído especialmente para trabalhar na região da ruptura, sem se danificar, o que não acontece com os diodos retificadores.

Podemos observar pela figura 15, que o Zener deve ser polarizado reversamente, para que possa operar corretamente. Existe uma corrente mínima (I_{zmin}), que deve ser mantida através do dispositivo, para que este permaneça na região de ruptura.

I_{zmax} é determinado em função da potência do diodo ($P = V_z \cdot I_{zmax}$).

Note que depois que a tensão no dispositivo atinge V_z , a corrente varia por uma extensa faixa de valores, limitada por I_{zmax} , enquanto que a tensão é praticamente constante.

Esta característica encontra uma enorme aplicação nos reguladores de tensão.

Circuito regulador de tensão com carga

As **aplicações** do circuito regulador de tensão são, principalmente:

- Estabilizar uma tensão de saída para uma **carga fixa** a partir de uma **tensão de entrada constante**;
- Estabilizar uma tensão de saída para uma **carga variável** a partir de uma **tensão de entrada constante**;
- Estabilizar uma tensão de saída para uma **carga fixa** a partir de uma **tensão de entrada com ripple**;
- Estabilizar uma tensão de saída para uma **carga variável** a partir de uma **tensão de entrada com ripple**.

As duas primeiras aplicações visam, principalmente, a estabilização num valor menor de tensão de uma bateria ou de uma fonte de alimentação já estabilizada, e as duas últimas aplicações visam, principalmente, a estabilização de fontes de alimentação com ripple.

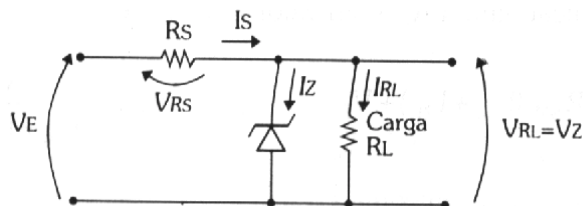
Ainda, pelas características da última aplicação acima, pode-se afirmar que se trata do caso mais geral, pois tanto a tensão de entrada quanto a carga são variáveis.



Fonte de Alimentação Estabilizada com Carga Variável

Assim, faz-se necessária uma análise mais detalhada do circuito regulador de tensão quando neste é ligada uma carga.

Basicamente, o **projeto de um regulador de tensão com carga** consiste no cálculo da resistência limitadora de corrente R_S , conhecendo-se as demais variáveis do circuito, a saber: características da tensão de entrada (constante ou com ripple), características da carga (fixa ou variável), tensão de saída (valor desejado) e especificações do diodo zener.



Este circuito possui três equações fundamentais:

Equação da **corrente de entrada**:

$$I_S = I_Z + I_{RL}$$

Equação da **tensão de saída**:

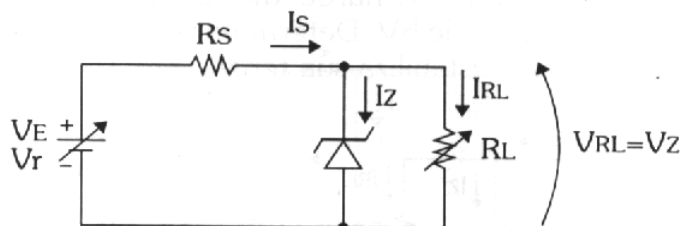
$$V_Z = V_{RL} = R_L \cdot I_{RL}$$

Equação de **regulação**:

$$V_E = R_S \cdot I_S + V_Z$$

Carga variável e tensão de entrada com ripple

A figura abaixo mostra um circuito regulador de tensão com **carga variável** e **tensão de entrada com ripple**.



O valor do resistor R_S deve satisfazer as condições dadas pela variação existente na tensão de entrada (ripple), pela variação desejada para a carga e pelas especificações do diodo zener.

- Corrente zener mínima I_{zm}

Como R_L e V_E são variáveis e V_Z é constante, esta condição é mais crítica no caso em que V_E assume seu valor mínimo V_{Em} e I_{RL} seu valor máximo I_{RLM} , ou seja, quando a corrente I_S é mínima:

$$I_{Sm} = I_{Zm} + I_{RLM}$$

Esta condição limita R_S a um valor máximo R_{SM} :

$$V_{Em} = R_{SM} \cdot (I_{Zm} + I_{RLM}) + V_Z \Rightarrow R_{SM} = (V_{Em} - V_Z) / (I_{Zm} + I_{RLM})$$

- Corrente zener máxima I_{ZM} :

Neste caso, esta condição é mais crítica no caso em que V_E assume seu valor máximo V_{EM} e I_{RL} seu valor mínimo I_{RLm} , ou seja, quando a corrente I_S é máxima:

$$I_{SM} = I_{ZM} + I_{RLm}$$

Porém, esta condição limita R_S a um valor mínimo R_{Sm} :

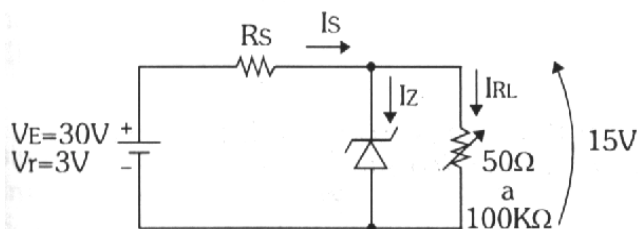
$$V_{EM} = R_{Sm} \cdot (I_{ZM} + I_{RLm}) + V_Z \Rightarrow R_{Sm} = (V_{EM} - V_Z) / (I_{ZM} + I_{RLm})$$

Assim, tem-se que R_S deve ser:

$$R_{Sm} \leq R_S \leq R_{SM}$$

Exemplo de aplicação: Eliminação do ripple de uma fonte de alimentação para uma carga variável

Uma fonte de alimentação possui uma tensão média de saída de 30V com ripple de 3V. Determinar R_S do regulador de tensão que elimina o ripple desta fonte e estabiliza sua tensão em 15V, sabendo-se que ela será utilizada para alimentar cargas de 50Ω até $100K\Omega$ e que o diodo zener do circuito tem as especificações dadas abaixo:



Especificações do diodo zener:

$$V_Z = 15V$$

$$I_{ZM} = 700mA$$

$$I_{Zm} = 30mA$$

- Condição de I_{Zm} :

$$I_{RLM} = V_Z / R_{Lm} \Rightarrow I_{RLM} = 15/50 \Rightarrow I_{RLM} = 300mA$$

$$V_{Em} \cong V_E - V_r/2 \Rightarrow V_{Em} = 30 - 3/2 \Rightarrow V_{Em} = 28,5V$$

$$R_{SM} = (V_{Em} - V_Z) / (I_{Zm} + I_{RLM}) \Rightarrow R_{SM} = (28,5 - 15) / (30 + 300) * 10^{-3} \Rightarrow$$

$$R_{SM} = 41\Omega$$

- Condição de I_{ZM} :

$$I_{RLm} = V_Z / R_{LM} \Rightarrow I_{RLm} = 15 / 100 * 10^3 \Rightarrow I_{RLm} = 150\mu A$$

$$V_{EM} \cong V_E + V_r/2 \Rightarrow V_{EM} = 30 + 3/2 \Rightarrow V_{EM} = 31,5V$$

$$R_{Sm} = (V_{EM} - V_Z) / (I_{ZM} + I_{RLm}) \Rightarrow R_{Sm} = (31,5 - 15) / (700 * 10^{-3} + 150 * 10^{-6})$$

$$R_{Sm} = 24\Omega$$

Portanto, R_S deve ser: $24\Omega \leq R_S \leq 41\Omega$

Valor comercial escolhido : $R_S = 33\Omega$

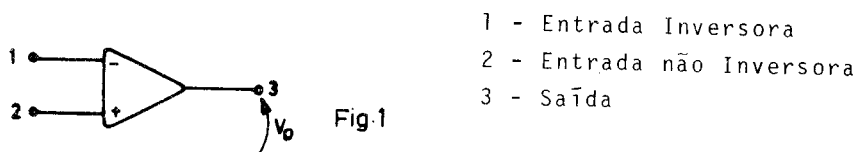
Fixado o valor de R_S , pode-se calcular a potência dissipada por ele no circuito no pior caso, ou seja, quando a tensão V_E é máxima:

$$P_{RSM} = V_{RSM}^2 / R_S \Rightarrow P_{RSM} = (31,5 - 15)^2 / 33 \Rightarrow P_{RSM} = 8,25W$$

Portanto, R_S pode ser um resistor de 10W.

AMPLIFICADORES OPERACIONAIS - GENERALIDADES

O nome Amplificador Operacional (A.O) deve-se ao fato do dispositivo ser empregado para realizar operações matemáticas, como multiplicação, integração, diferenciação e também para uma infinidade de funções. O símbolo característico do elemento, vem representado na figura 1.



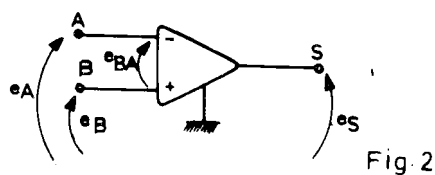
AMPLIFICADOR OPERACIONAL IDEAL

Um amplificador operacional ideal deve apresentar as seguintes características:

- Impedância de Entrada Infinita
- Impedância de Saída Nula
- Ganho Infinito
- Atraso Nulo
- Tensão de Saída igual a zero, para tensão no ponto 1 igual a do ponto 2.
- Reduzida deriva de tensão de saída com a temperatura (drif-térmico) (Caso ideal nula).

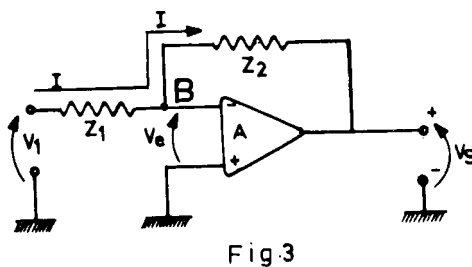
Aspectos Gerais sobre os Amplificadores Operacionais

Consideremos inicialmente a fig. 2



O sinal de saída (e_S), é proporcional a e_{BA} , ($e_B - e_A$), sendo o mesmo independente de e_A e e_B em separado.

Através de uma rápida análise do circuito da figura 3, extrairemos algumas considerações válidas para o emprego dos A.O em diversos circuitos.



Como sabemos, nosso elemento apresenta uma impedância de entrada infinita, logo a corrente I passará de Z_1 para Z_2 , de onde podemos tirar a relação.

$$\frac{V_i - V_e}{Z_1} = - \frac{(V_s - V_e)}{Z_2}$$

$$\frac{-Z_2}{Z_1} = \frac{V_s - V_e}{V_i - V_e} \quad (1)$$

Como A.0 apresenta um ganho ∞ , temos:

$$V_s = A \cdot V_e \quad A = \infty$$

$$V_e = \frac{V_s}{A} \quad V_e = 0$$

Logo, a expressão (1) pode ser escrita como:

$$\frac{V_s}{V_i} = - \frac{Z_2}{Z_1} \quad (-) \text{ devido ao circuito da figura 3 ser um inversor}$$

OBS.:

a) O nó B representado na figura 3, e denominado d ponto de terra virtual, pois para grandes valores de A, se potencial se aproxima de zero.

b) Podemos aqui designar o ganho de malha aberta

$$A = - \frac{V_s}{V_e}$$

c) Podemos aqui designar como ganho de malha fechada (A_{mf}) a relação:

$$A_{mf} = - \frac{Z_2}{Z_1}$$

O AMPLIFICADOR OPERACIONAL REAL

Vamos aqui estabelecer em todos os itens um paralelo com o componente ideal, pois será a partir deste que chegaremos às correções a serem feitas no componente real visando aproximá-lo do ideal.

a) Impedância de Entrada e Saída

O A.0 real apresentará na entrada, uma impedância não infinita, e na saída uma impedância não nula.

b) Resposta em Frequência

O A.0 real terá seu ganho reduzido em função do aumento da frequência, como mostra a curva da figura 4, para um determinado A.0.

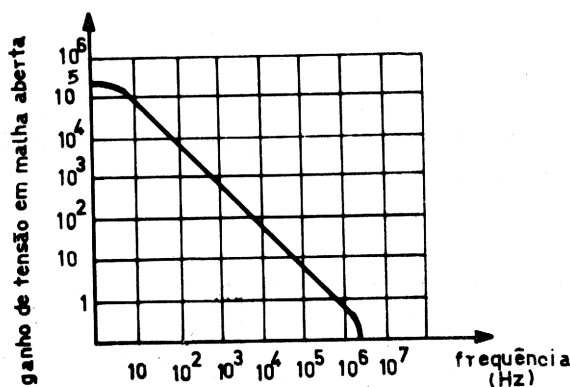


Fig.4

c) Deriva da Tensão de Saída com a temperatura. (Drift)

O ponto do quiescente do A.O. desloca-se em função da temperatura, e do tempo de funcionamento, sendo por conseguinte especificado em função dessas duas variáveis, tempo e temperatura.

Devemos prover as entradas um e dois de nosso dispositivo, figura 1, de uma necessária polarização, cuja finalidade é a obtenção de um ponto quiescente. Gostaríamos de salientar, que uma simetria em termos de polarização (caso ideal) não é alcançada, e as diferenças entre tensão e corrente nas respectivas entradas recebem a denominação de tensão e corrente de offset.

No caso ideal, figura 1, para $V_1 = V_2$ tínhamos $V_0 = 0$, o que já não acontece com o A.O. real, sendo o motivo a diferença de características apresentadas pelos transistores de Entrada, pelos quais circularão diferentes correntes.

Para melhor entendimento, consideremos a figura 5.

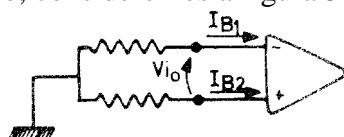


Fig.5

d1) Corrente de Entrada de Offset

A corrente de entrada de offset (I_{io}) é a diferença entre as correntes aplicadas aos terminais de entrada para o balanceamento do amplificador.

$$I_{B1} - I_{B2} \Rightarrow V_0 = 0$$

d2) Tensão de Entrada de Offset

Tensão de entrada offset (V_{io}) é a tensão que devemos aplicar entre os terminais de entrada para o balanceamento do amplificador.

d3) Corrente de Entrada de Deriva de Offset

A corrente de entrada de deriva de offset é a relação entre a variação da corrente de entrada de offset..com a variação da temperatura, e expressa pela relação $\frac{\Delta I_{io}}{\Delta T}$.

d4) Tensão de Entrada de Deriva de Offset

A tensão de entrada de deriva de offset 2 é a relação entre a variação da tensão de entrada de offset com a varia da temperatura, e expressa pela relação: $\frac{\Delta V_{io}}{\Delta T}$

d5) Tensão de Saída de Offset

A tensão de saída de offset, é a diferença entre os níveis d.c. presentes aos terminais de saída quando as entra 1 e 2 estiverem aterradas.

Obs.:

- d1) Input Offset Current
- d2) Inout Offset Voltage
- d3) Input Offset Current Drift
- d4) Input Offset Voltage Drift
- d5) Output Offset Voltage

MÉTODOS PARA O BALANCEAMENTO DO OPERACIONAL

De acordo com o já exposto a respeito do A.O, faz-se necessário seu balanceamento, para tanto, fornecemos a seguir um circuito capaz de tal tarefa, balanceando a tensão de offset.

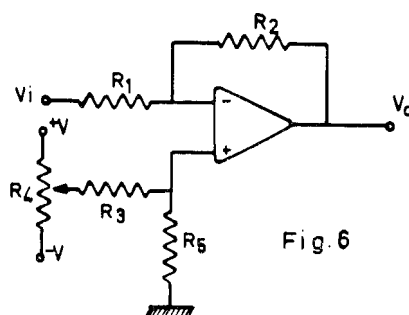


Fig. 6

Na figura 6, podemos através de R_4 , R_3 e R_5 corrigir a tensão de offset do circuito aí representado.

Daremos a seguir na figura 7, o mesmo tipo de correção apresentado, porém para um circuito não inversor.

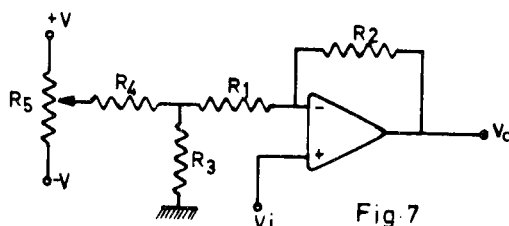
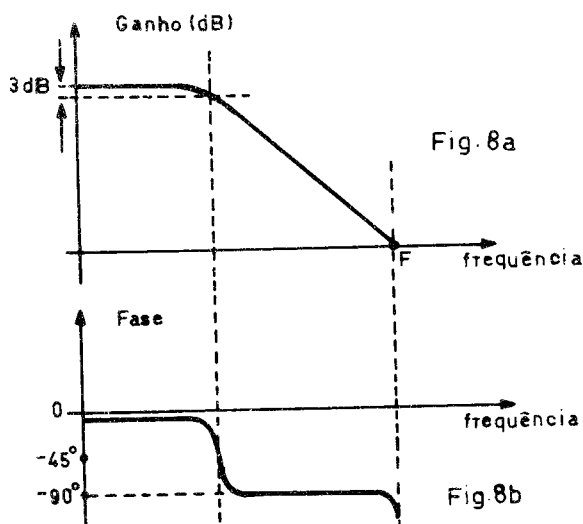


Fig. 7



Resposta em Frequência

Podemos citar como uma característica de um amplificador comum, sua resposta em frequência. Estendendo-se esta até o corte, teremos que o ganho cai de 3 dB e a fase sofre um deslocamento, como podemos notar na figura 8.

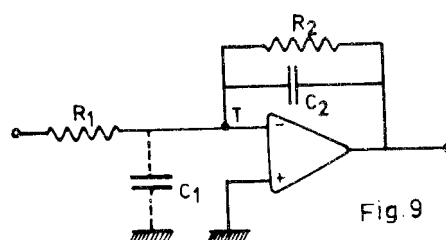
Para o amplificador operacional, necessitamos de uma fase diferente de 180° quando a frequência for igual a F, para evitarmos oscilações do sistema.

Quando em malha aberta, dependendo dos elos de realimentação estabelecidos, o sistema pode oscilar.

Causas que provocam a Instabilidade

a) Elementos Parasitários

Para que melhor possamos compreender o já exposto, lancemos mão da figura 9.



A capacidade parasita à entrada junto com a capacidade devido a fiação, provocam o aparecimento de uma capacitância em paralelo com a entrada, provocando uma defasagem no elo de realimentação estabelecido, podendo conduzir o sistema a uma instabilidade. Podemos como maneira corretiva, introduzir um capacitor no circulo (C_2), para que possamos compensar a defasagem introduzida por C_1 , logo podemos utilizar a seguinte expressão:

$R_1 C_1 = R_2 C_2$, onde C_1 varia numa faixa de 20 a 40 pF.e: C_2 pode ser obtido com facilidade a partir dos dados fornecidos .

b) Malha de Realimentação Mal Projetada

APLICAÇÕES DO AMPLIFICADOR OPERACIONAL

Daremos a seguir, algumas das aplicações básicas do operacional onde outras de maior ou menor relevo basear-se-ão nos aqui apresentados.

a) Circuito Inversor

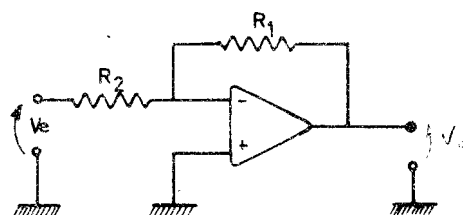


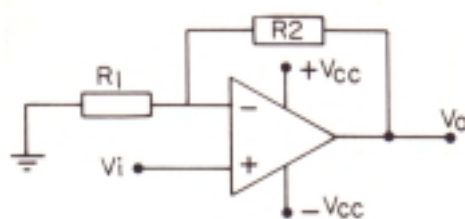
Fig.10

Pela figura 10; temos que para $R_1 = R_2$, o ganho do circuito será de -1, logo um sinal aplicado à entrada do operacional, sofrerá uma inversão de fase.

Obs.:

Caso desejemos uma inversão de fase com variação da amplitude do sinal aplicado, a relação $(-R_1 / R_2)$, na figura 10, deverá acompanhar tal variação solicitada.

Circuito não inversor:

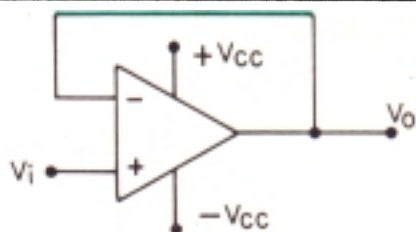


$$AV_i = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$V_o = AV_i \cdot V_i$$

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_i$$

Seguidor de Tensão ou Buffer:



$$A_{V_f} = 1$$

$$V_i = V_o$$

b) Circuito Somador

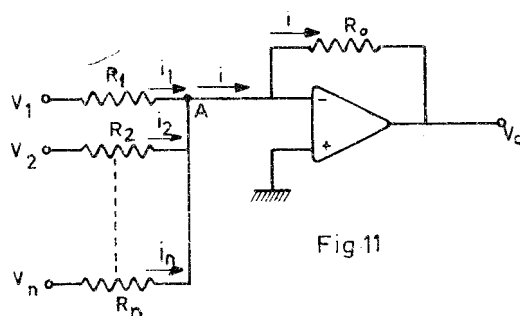


Fig 11

Aplicando-se a Lei de Kircchoff ao nó A da figura 11, temos.

$$i = i_1 + i_2 + \dots + i_n \quad (1)$$

Podemos ainda reescrever a equação (1) de outra forma:

$$I = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \dots + \frac{V_n}{R_n} \quad (2)$$

Para o caso particular $R_1 = R_2 = \dots = R_n = R$, temos:

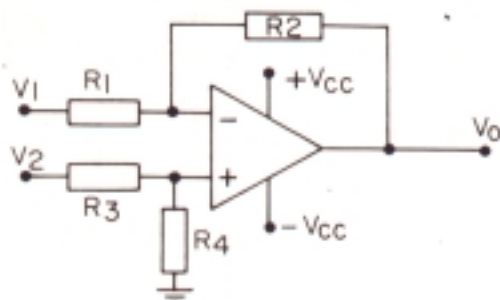
$$I = \frac{1}{R} \cdot (V_1 + V_2 + \dots + V_n)$$

Como $-V_o = +R_o \cdot i$, temos:

$$-V_o = + \frac{R_o}{R} \cdot (V_1 + V_2 + \dots + V_n) \quad (3)$$

Como podemos observar pela expressão (3), a saída é proporcional à soma das entradas.

Subtrator:



Equação Característica:

$$V_o = \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_4 + R_3} \right) \cdot V_2 - \frac{R_2}{R_1} \cdot V_1$$

c) Diferenciador

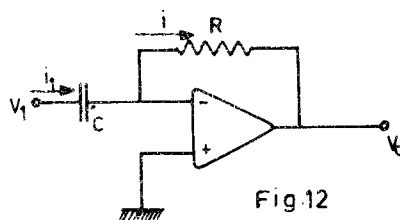


Fig.12

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{C \cdot dv_1}{dt} \\ i &= - \frac{V_o}{R} \end{aligned} \right\} \begin{aligned} &\text{Como } i_1 = i, \text{ temos: } \frac{C dv_1}{dt} = - \frac{V_o}{R} \quad (1) \end{aligned}$$

Podemos isolar o valor de V_o da expressão (1), e ficamos que $-V_o = +RC \, dv_1 / dt$, que indica que o sinal de saída é proporcional à derivada do sinal de entrada (V_1).

C.1) Fazendo um dos conceitos dados acima, podemos obter um circuito que faça a soma e subtração de derivadas, como o da figura 13.

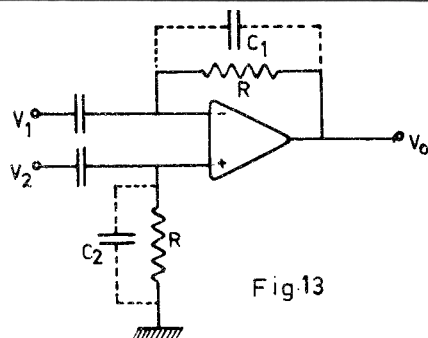


Fig.13

$$- V_0 = RC \cdot \left(\frac{dv_1}{dt} - \frac{dv_2}{dt} \right)$$

OBS.:

Apesar de não se acharem inclusos na figura 13, os capacitores (C_1 e C_2) devem ser introduzidos por questões de estabilidade, conforme já discutido anteriormente.

d) Integrador

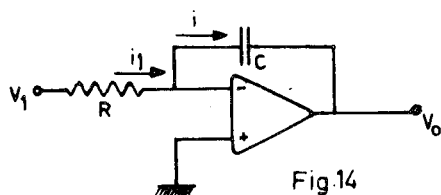


Fig.14

$$i = -C \frac{dv_0}{dt}$$

$$i_1 = \frac{V_1}{R}$$

$$i_1 = i \Rightarrow \frac{V_1}{R} = -C \frac{dv_0}{dt}$$

$$Dv_0 = -\frac{V_1}{RC} dt \quad -V_0 = \frac{1}{RC} \int_0^t v_1 dt \quad (1)$$

Para n entradas, figura 15, temos a expressão:

$$-V_0 = +\frac{1}{RC} \int_0^t (V_1 + V_2 + \dots + V_n) dt$$

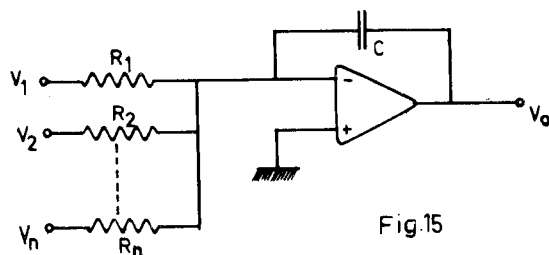


Fig.15

d.1) Fazendo uso do conceito acima, podemos obter um circuito que faça soma e subtração de integrais, conforme figura 16.

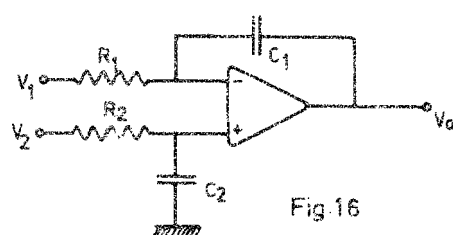


Fig.16

$$R_1 C_1 = R_2 C_2$$

Obs.:

Para o caso de integradores, devemos inserir um resistor em paralelo com o capacitor de integração, para que tenhamos na saída uma resposta desejada, caso o contrário o circuito tenderia a saturação.

d.2) No caso de desejarmos fazer uma dupla integração, podemos lançar mão do circuito da figura 17.

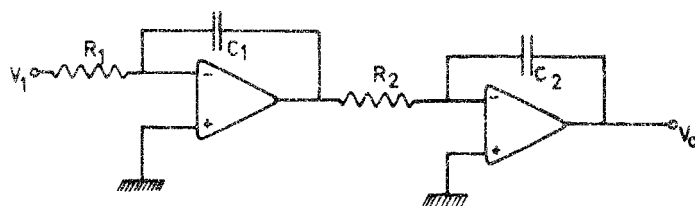
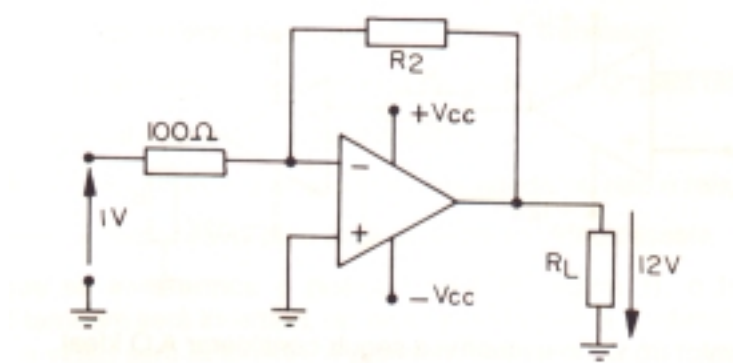


Fig.17

$$-V_o = + \left(\frac{1}{RC} \right)^2 \cdot \int_0^t \int_0^t V_1(t) dt \cdot dt \quad \text{onde} \quad \begin{cases} R=R_1=R_2 \\ C=C_1=C_2 \end{cases}$$

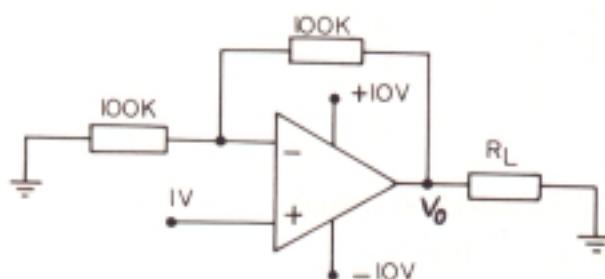
Exemplo 1 : No circuito a seguir, se $R_1 = 100\Omega$ determinar o ganho do circuito e R_2 .
 $\pm V_{cc} = \pm 15\text{ V}$



$$A_v = V_o / V_i = -12 / 1 = -12$$

$$A_v = -R_2 / R_1 \Rightarrow -12 = -R_2 / 100 \Rightarrow R_2 = 1200\Omega \text{ ou } 1,2\text{K}\Omega$$

Exemplo 2: No circuito a seguir, determine V_o :



$$A_v = V_o / V_i = 1 + R_2 / R_1$$

$$V_o / 1 = 1 + 100 / 100$$

$$V_o = 1 + 1$$

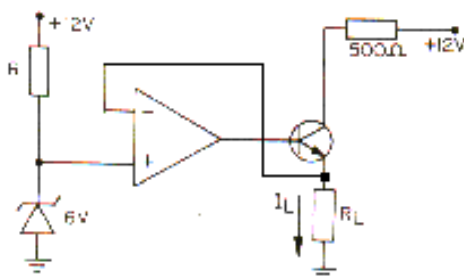
$$V_o = 2\text{V}$$

Exemplo 3 : No circuito esquematizado a seguir pede-se:

- a corrente na carga (I_L) em mA;
- o valor da carga (R_L) em Ω ;

Dado: $V_{ce} = 0V$

$V_{be} = 0V$



O A. O. está sendo utilizado como um Buffer, ou seja, a tensão aplicada à sua entrada será transmitida à saída, sem sofrer qualquer alteração. O transistor no circuito tem a função de amplificar a corrente que sai do A.O.

A tensão de entrada A.O., é a tensão que cabe sobre o diodo Zener logo:

$$V_i = V_Z$$

$$V_i = 5V$$

Mas: $V_i = V_o$, pois A.O. é um Buffer

Portanto: $V_o = 5V$

logo a tensão sobre $R_L = 5V$, pois a saída do A.O., por conseguinte o transistor só amplifica a corrente, sem alterar o valor da tensão.

a) Como a queda de tensão em $V_{ce} = 0$. Então podemos dizer que: $I_C = I_L$

$$V_c = 12 - V_Z = 12 - 6 = 6V$$

Logo: $I_c = V_c / R_c$
 $I_c = 6V / 500\Omega$
 $I_c = 12\text{ mA}$

Portanto: $I_L = 12\text{ mA}$

b) $R_L = V_L / I_L$
 $R_L = 6V / 12\text{ mA}$
 $R_L = 500\Omega$

TIRISTORES

1 - TIRISTORES

O tiristor é um dispositivo de quatro camadas e membro da família dos semi-condutores que tem dois estados estáveis de operação: um estado apresenta corrente aproximadamente igual a zero, e o outro tem uma corrente elevada; limitada apenas pela resistência do circuito externo. O tiristor pode ser considerado uma chave unidirecional que substitui, com vantagens, por exemplo, contadores e relés de grande capacidade.

Tornou-se vantajoso no controle de grandes potências, devido a diversos fatores: é um dispositivo leve, pequeno, confiável, de ação rápida; pode ser ligado com correntes muito reduzidas e não apresenta problemas de desgaste mecânico porque não possui partes móveis.

1.1 - S.C.R. (*Silicon Controlled Rectifier*)

a) símbolo de circuito equivalente:

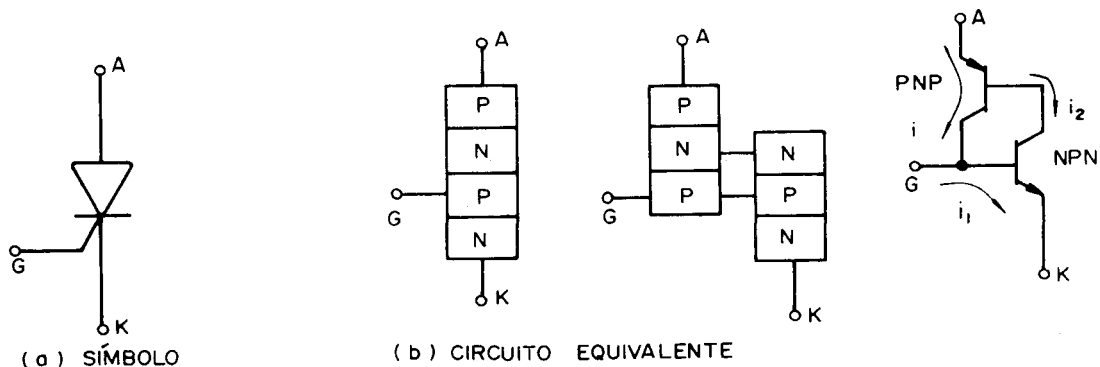


Fig. 01 — SCR

b) Funcionamento

O S.C.R. é um dispositivo de 4 camadas (PNPN) e 3 terminais como podemos observar na figura 1. Para melhor entendermos o seu funcionamento, vamos utilizar o circuito equivalente com os 2 transistores.

Aplicando-se uma tensão E [(+) no anodo (A) e (-) no catodo (K)] veremos que o transistor PNP e o NPN não conduzem porque não circula a corrente i_2 e a corrente i_1 . Aplicando agora um pulso positivo no gate (G) em relação ao catodo, (o pulso deve ter amplitude maior que 0,7 V, pois entre G e K existe uma junção PN formando um diodo), vamos fazer circular a corrente i_1 que fará o transistor NPN entrar em condução. Com isso i_2 também irá circular fazendo com que o transistor PNP conduza.

Assim, sendo, o pulso no gate não é mais necessário pois o transistor PNP mantém o NPN conduzindo e vice-versa.

Como podemos observar, esse estado de condução permanecerá indefinidamente. A única maneira de desligar o SCR é fazer a tensão E (entre anodo e catodo) igual a zero.

OBSERVAÇÕES:

1) Não é possível simular um SCR com 2 transistores pois, a corrente i_2 (da base do transistor PNP) será muito pequena.

2) Atenção, para sempre colocar uma carga em série com a alimentação quando for utilizar um SCR.

c) Curva característica da tensão de bloqueio:

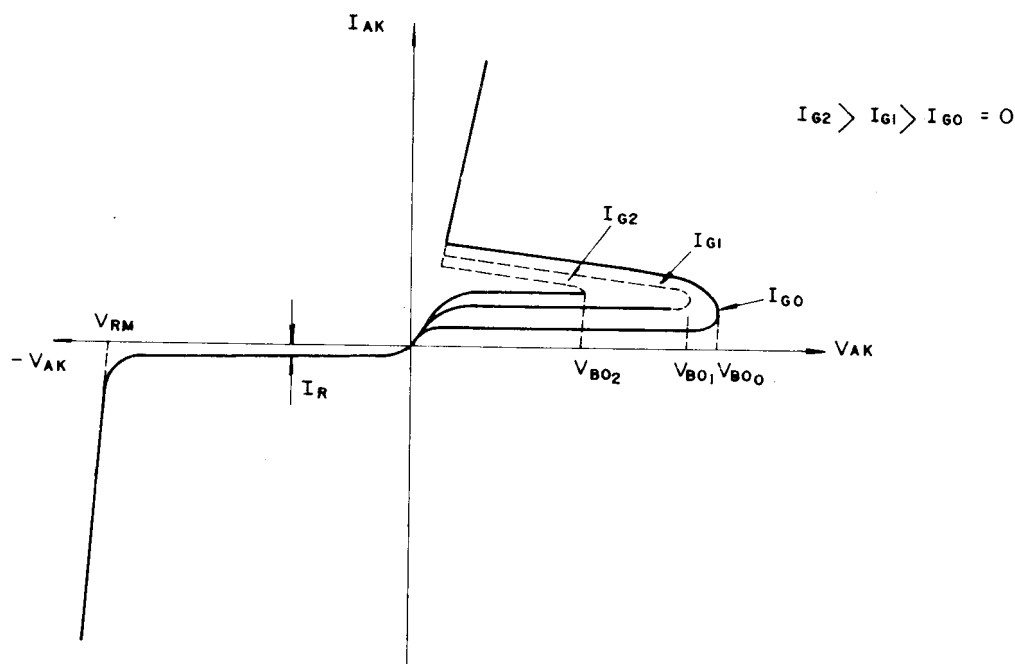


Fig. 2 – Característica da tensão de bloqueio

Pela figura 2 observar que o SCR pode ser disparado também pela tensão V_{AK} ($V_{AK} = E$, enquanto o SCR não está conduzindo).

Esta tensão é chamada tensão de bloqueio, que é a tensão máxima que o SCR admite entre anodo e catodo, sem romper a barreira de potencial da junção NP (no centro), e entrar em condução,

Quanto maior a corrente I_g , menor será a tensão de bloqueio e consequentemente, o SCR irá entrar em condução com um tempo menor.

V_{RM} - Tensão de pico repetitiva p/ estado desligado.

É a tensão de pico máxima que pode ser aplicada entre o anodo e o catodo para o SCR desligado. Se for aplicado tensão maior do que esta, pode ocorrer ruptura das junções (*breakdown*).

Relação crítica de subida da tensão no estado desligado dv / dt - É o menor tempo que um pulso pode ter quando aplicado entre anodo e catodo. Caso contrário a junção NP (do meio) funcionando como um capacitor, fará com que o SCR entre em condução.

d) Características de condução de um SCR

I - Características de Gate:

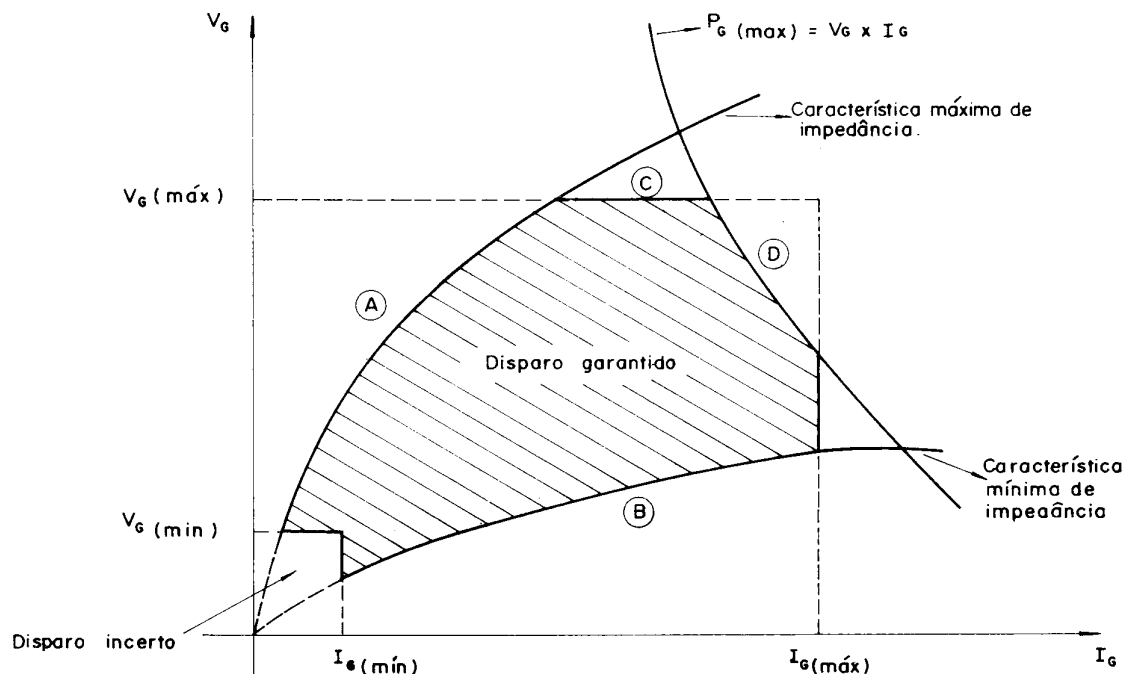


Fig. 3 — Curva de variação de impedância do gate.

A curva da figura 3 ilustra a região em que o disparo de SCR pelo Gate é seguro e garantido. Esta região é limitada pelas curvas de impedância máxima e mínima, pelos valores de V_G máximo e I_G máximo e também pela curva de potência máxima dissipada no gate ($P_G \text{ max}$).

Portanto, os valores de I_G e V_G devem estar dentro da região ACDB e com valores maiores do que I_G mínimo e V_G mínimo.

A região de disparo incerto, é aquela em que o fabricante não garante que o SCR será disparado com valores menores do que I_G mínimo e V_G mínimo.

II - Características de comutação de desligado para ligado (TURN-ON)

- Tempo de atraso (delay - time) - é o tempo que SCR demora para reagir ao (gatilho) recebido do gate.
- Tempo de subida (rise-time) - é o tempo que o SRC gasta para sair do 0,9 (VDM-VT), até atingir 0,1 (VDM-VT).

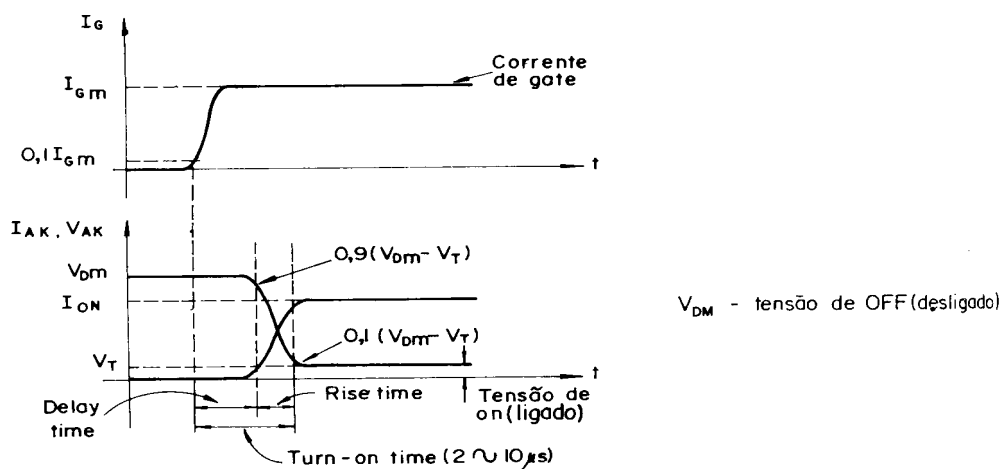


Fig. 4 - Característica de comutação

III - Corrente de manutenção (I_H)

É o valor mínimo de corrente capaz de manter o SCR no estado de condução. Para SCRs de 35 A(RMS), por exemplo, a corrente I_H está na faixa de 14 a 90 [mA] (ex: 2N6173)

IV - Corrente de início de condução (Latching Current)

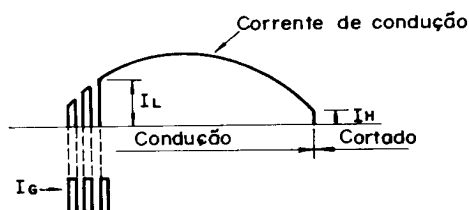


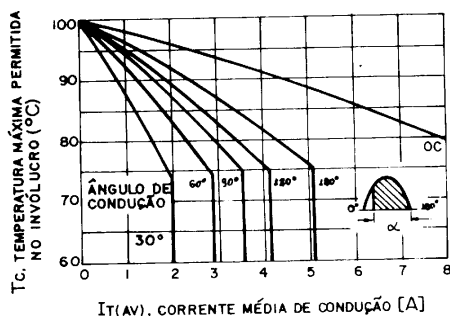
Fig. 5 - Corrente de latching - I_L

Existem casos em que cargas indutivas no circuito, farão com que a corrente, pelo SCR, cresça mais lentamente.

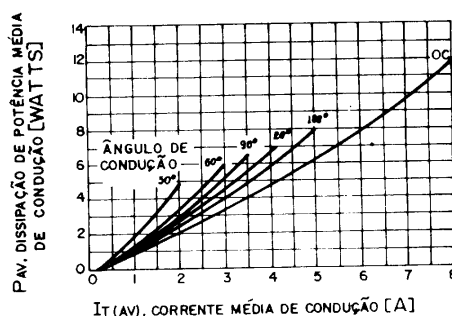
Na subida, se aplicarmos pulsos no gate, ocorrerão pulsos de condução como mostrado na figura 5. Isso ocorre porque é necessário que a corrente de condução possa alcançar um valor de 1,5 a 3 vezes I_H para conseguir manter o SCR em condução, quando for gatilhado; caso contrário vai conduzir e depois cortar enquanto a corrente de condução não for maior do que I_L .

V - Corrente média de condução:

- I_T (AV) - É o valor médio máximo de corrente para um ângulo de condução de 180° .

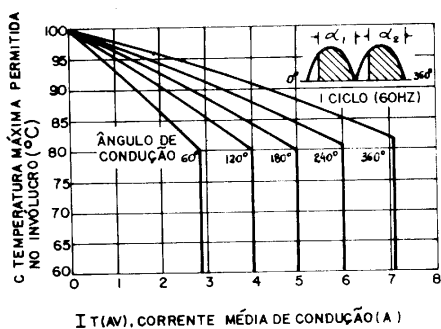


(a) - $I_T(AV)$ x Temperatura em função do ângulo de condução para 1/2 onda

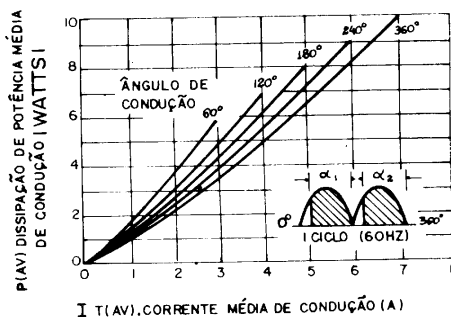


(b) - Potência máxima dissipada (1/2 onda)

Fig. 6



(a) - $I_T(AV)$ x Temperatura em função do ângulo de condução para onda completa



(b) - Potência máxima dissipada (Onda completa)

Fig. - 7

Quando for usado um ângulo de condução menor que 90° (1/2 onda), e o menor que 180° (onda completa) deve-se determinar novo valor de $I_T(AV)$.

Esse valor de $I_T(AV)$ será também menor que o anterior.

O valor de $I_T(AV)$ para onda completa senoidal é diferente do valor de $I_T(AV)$ para meia onda 1/2. O valor precisa ser determinado no gráfico da figura 6 (a) e 7 (a).

O ângulo de condução α é dado por: $\alpha = \alpha_1 + \alpha_2$ (onda completa).

- $I_T(RMS)$ - Valor da corrente I_T para corrente contínua.

$$I_T(RMS) = \pi/2 \cdot I_T(AV)$$

VI - Corrente de pico de curto-circuito (surge on-state current)

Valor máximo de corrente permitida que possa passar pelo SCR num período de 1 ciclo. É iguala aproximadamente $15 \times I_T(AV)$.

VII - Queda de tensão estática direta (on state voltage)

É a queda de tensão entre anodo e catodo quando SCR está em condução.

Normalmente na ordem de 1,5V.

VIII - Tempo de Desligamento (turn-off time)

Após a tensão de alimentação atingir 0 volts, é necessário esperar um certo tempo para aplicar novamente alimentação sem que o SCR entre em condução. Isso ocorre porque, mesmo quando a alimentação atingir 0 volts, internamente o SCR não atingiu 0 volts, e, portanto, se for aplicado a alimentação logo depois ele irá conduzir.

E) Circuito de Proteção:

I - Circuito de Gate:

a) Funções de R

- Evitar gatilhamento por corrente de fuga devido a temperatura.
- Ajudar a evitar gatilhamento por dv/dt .
- Diminuir o tempo de turn-off time.
- Valor típico: $R = 1\text{ k}\Omega$.

b) Função de C

- Retirar ruído de alta frequência.

c) Função de D.

- Evitar tensões negativas no Gate

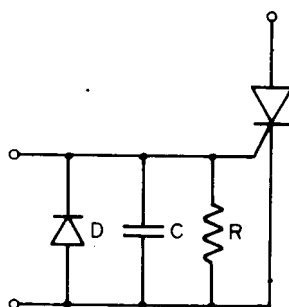


Fig. 8 - Circuito de gate

II - Circuito para compensação de tensão indutiva da carga:

a) Função de C.

- Compensar o efeito da indutância no circuito.

b) Função de R.

- Amortecer as oscilações (teóricas) devido à indutância e o capacitor C.

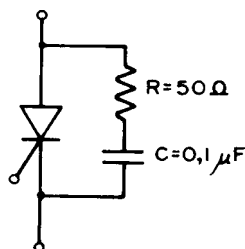


Fig. 9 - Compensação de tensão indutiva

F) Funções Básicas de um SCR:

1) Chave Estática.

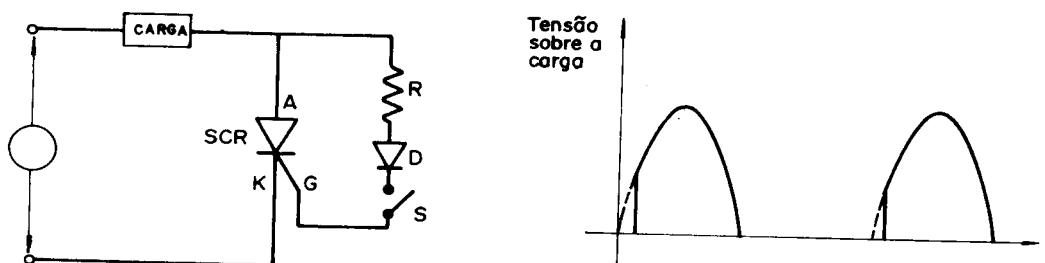


Fig.10- SCR atuando como chave estática

Vamos analisar o circuito da figura 10 quando a chave S esta fechada.

A tensão no Gate (G) vai aumentando proporcionalmente ao aumento da tensão de alimentação. Quando atingir a tensão de disparo, o SCR entra em condução e circula a corrente pela carga. No semi-círculo negativo o SCR fica cortado só conduzindo quando for atingido o valor de disparo (que é positivo). O resistor R tem como finalidade limitar a corrente de Gate.

$$\text{Valor máxima de } r = \frac{\text{valor máximo da tensão de alimentação}}{\text{Corrente permitida de Gate}}$$

O valor prático de R é pouco maior do que o valor máximo por motivo de segurança.

II) Controle do ângulo de condução:

- Ângulo de condução de 180° a 90°.

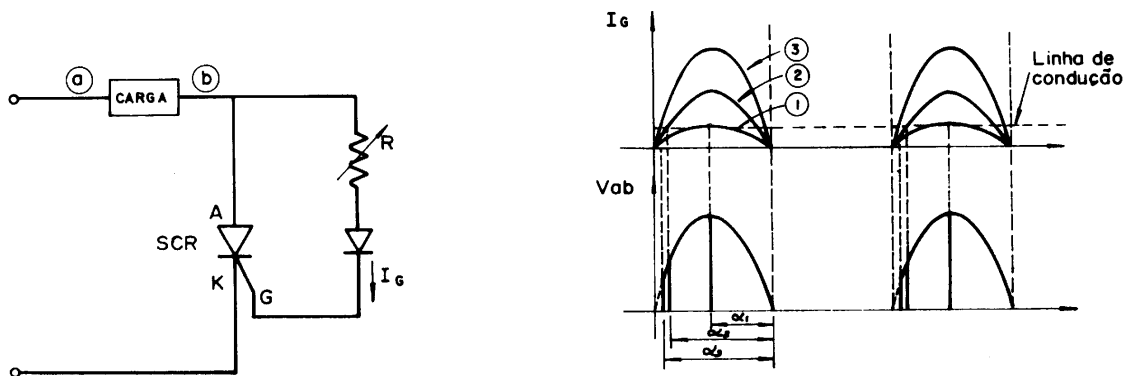


Fig.11 – Controle de condução de 180° a 90°

Circuito da figura 11 tem o mesmo funcionamento do circuito da figura 10.

A única diferença é que temos agora o resistor R variável, o que permite a mudança do ângulo de condução do SCR controlando o nível de tensão de Gate (e consequentemente o nível da corrente I_G). Pelas formas de onda da corrente G podemos notar que o valor de R para curva (1 é maior do que o da curva 2) que é maior do que o do curva 3.

$$R_1 > R_2 > R_3$$

Assim sendo, podemos observar que o menor ângulo de condução conseguido com esse circuito é de 90° (α_1). E a variação máxima de aproximadamente 180° a 90°:

- Ângulo de condução de 180° a 0° .

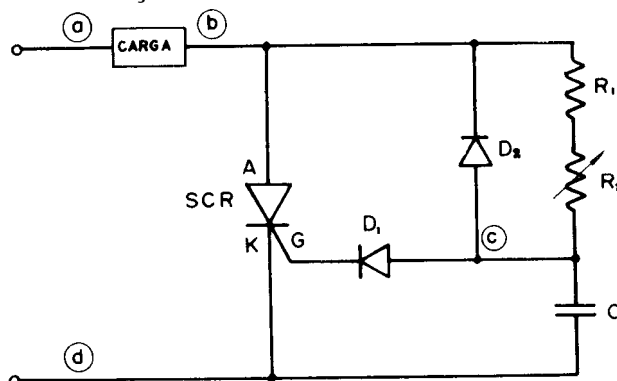


Fig. 12 - Controle de condução de 180° a 0° .

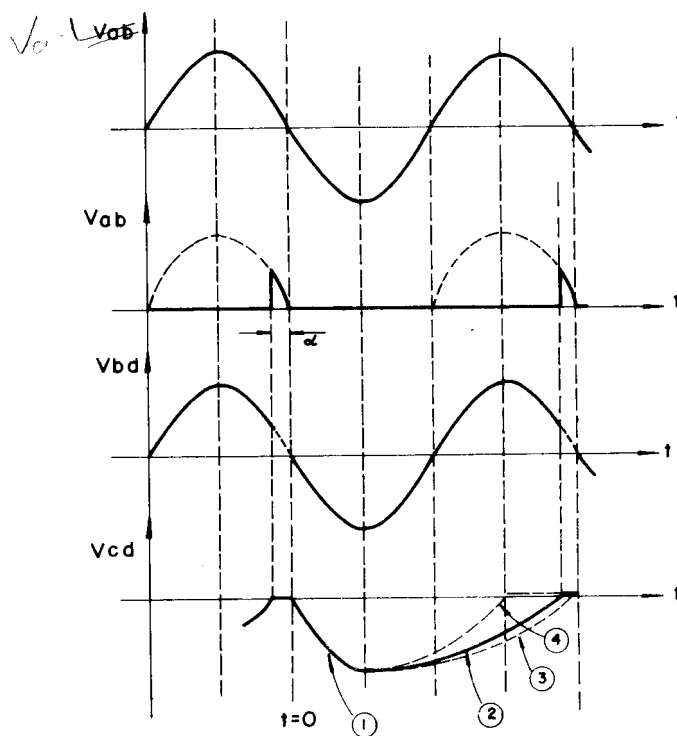


Fig. 13 - Formas de onda

- 1 O capacitor C é carregado através de D_2 .
- 2 O capacitor C se descarrega por R_1 e R_2 .
- 3 Descarga de C para R_2 maior.
- 4 Descarga de C para R_2 menor.

Para melhor compreendermos o funcionamento do circuito da figura 12 vamos partir do ponto $t = 0$, indicado na figura 13.

A partir deste instante o sinal de entrada inicia o semiciclo negativo polarizando o diodo D_2 diretamente e D_1 inversamente. Desta forma o capacitor C irá se carregar até que seja atingido o valor máximo negativo.

Quando a tensão sobre o capacitor atingir valor máximo, o diodo D_2 não estará mais conduzindo. A partir deste instante o capacitor passa a se descarregar por $R_1 + R_2$. O diodo D_1 continua polarizado reversamente pois a tensão do capacitor é negativa em relação a (d). Depois que a tensão do ponto C atingir o valor positivo, D_1 irá conduzir disparando assim o SCR.

Podemos perceber que variando o valor de R_2 varia-se também o tempo de descarga do capacitor, mudando então o ângulo de condução do SCR.

G) Circuitos de Disparo:

I - Circuito oscilador UJT. (unijunction transistor)

Transistor de Unijunção (UJT)

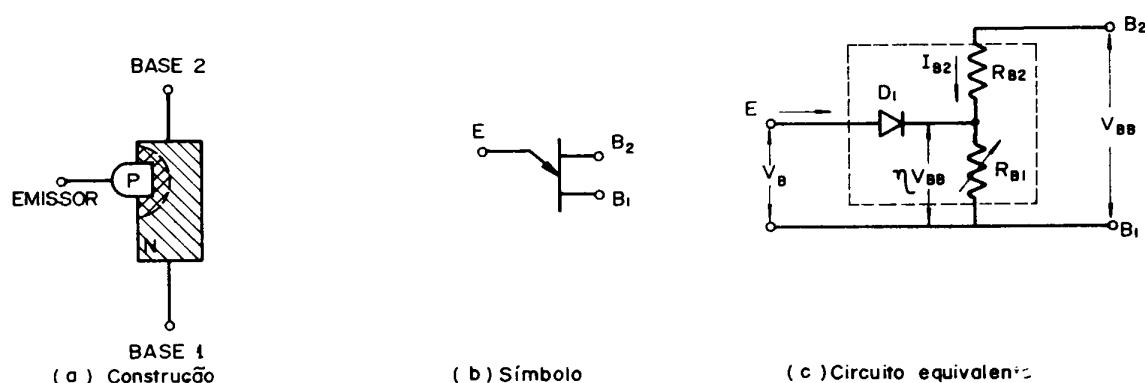


Fig.14 - Transistor de unijunção

O UJT é basicamente uma barra de silício, tipo N, onde é pressionado um emissor, tipo P, mais perto da base 2. Desta forma obtém-se uma junção PN. Na figura 14 (a) podemos notar que existe uma barreira de potencial devido a junção PN (região #)). Para melhor compreendermos o funcionamento de UJT, vamos analisar a curva característica da tensão V_E x I_E , como mostrado na figura 15.

Existem 3 regiões distintas na curva característica da figura 15, a primeira é a região de corte (de $V_E = 0$ até atingir V_p), a segunda é a região de resistência negativa (de V_p até V_v) e a terceira é a região de saturação.

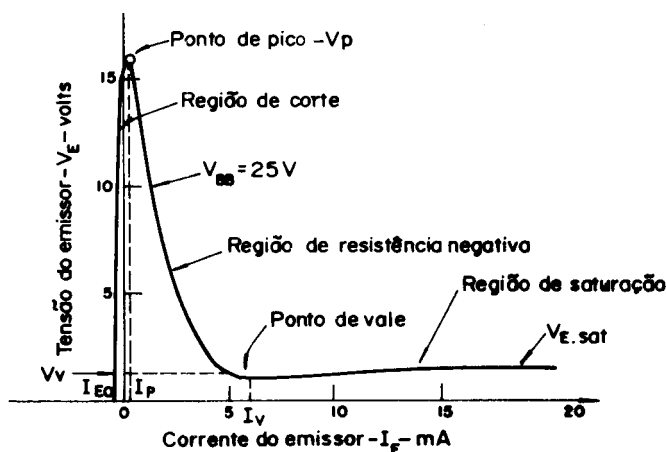


Fig.15 - Característica de V_E x I_E

Quando a tensão de emissor se iguala a V_P , a junção do emissor se torna polarizada diretamente deixando circular uma pequena corrente de emissor que injeta um número suficiente de portadores de corrente no material N, reduzindo R_{B1} a um valor muito baixo. A corrente de emissor cai do valor de pico (D_P) para a tensão de vale (V_V) a medida que sobre o valor de I_E .

Circuito oscilador UJT

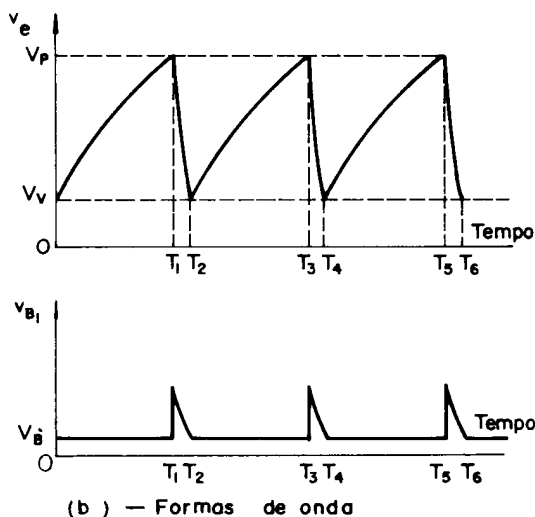
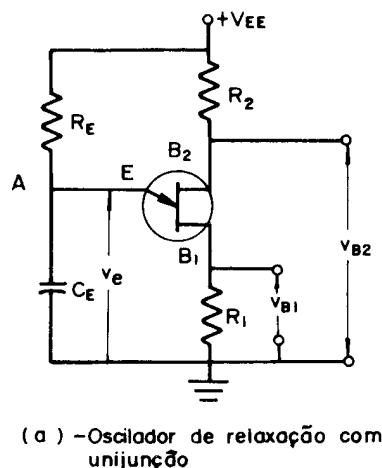


Fig. 16

Vamos supor a condição inicial em que o capacitor esteja descarregado ($V_C = 0$). A partir do instante em que o circuito for ligado, o capacitor C_E começa a se recarregar através do resistor R_E , até atingir o valor de V_P . A partir deste instante o UJT começa a conduzir (pois o ponto (a) tem potencial positivo em relação a base 1). Neste instante o valor da resistência R_{B1} cai muito e a corrente de descarga do capacitor será limitada praticamente por R_1 . O UJT continua conduzindo até que a tensão V_e caia abaixo do valor da tensão de vale, fazendo então com que UJT entre em corte novamente. A partir daí, o capacitor começa a se carregar novamente e o ciclo se repete e o circuito oscila.

O valor de V_P é dado por:

$$V_P = \eta \cdot V_{EE} + V_D \quad \text{onde } V_D = 0,6 \text{ [V] da junção PN}$$

e V_{EE} = tensão de alimentação

O valor de η (relação intrínseca de posição) é constante e varia normalmente de 0,5 a 0,8.

O período de oscilação do circuito é dado por:

$$T = R_E \cdot C_E \cdot \ln(1/1-\eta) = 2,3 \cdot R_E \cdot C_E \cdot \log 1/1-\eta$$

Se η for igual a 0,63 teremos que:

$$T = R_E \cdot C_E$$

OBS.:

1 - Na forma de onda de V_{B1} da figura 16 (b), está presente uma componente contínua.

Isso se deve ao fato de que a resistência entre B_2 e B_1 se finita, permitindo circular uma corrente que provoca uma queda de tensão sobre R_1 .

2 - O valor de R_1 tem de ser pequeno ($R_1 < 100\Omega$) para que quando ligado ao Gate de SCR, a queda de tensão sobre o mesmo, não venha a disparar o SCR.

3 - Devido ao pequeno valor de R_1 , o tempo de descarga do capacitor (Tempo de condução do UJT) é muito pequeno.

4 - Normalmente não é necessário utilizar o resistor R_2 , mas quando colocado no circuito, serve como segurança evitando que a corrente de fuga aumente muito com o aumento da temperatura.

II - Circuito de Disparo para SCR sincronizado com a rede:

Este circuito sincroniza o primeiro pulso para gatilhar o SCR na frequência de alimentação alternada. Sem o mesmo, o SCR seria gatilhado, em cada ciclo em tempos diferentes.

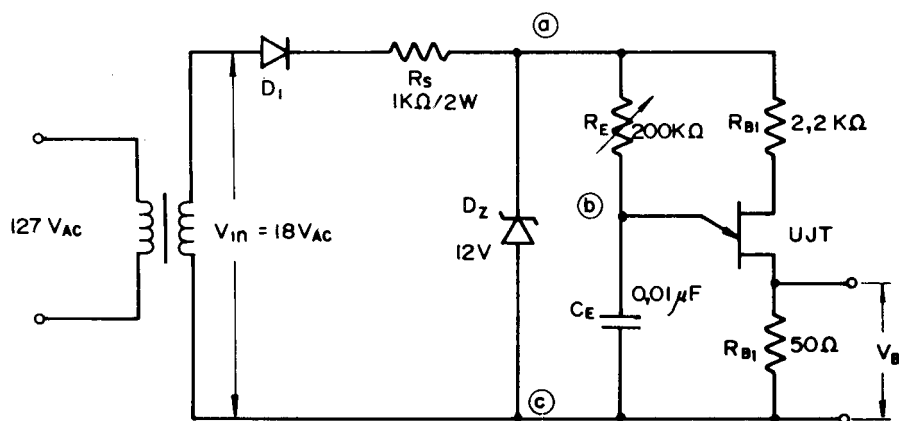


Fig.17 – Circuito de disparo sincronizado.

No circuito da figura 17 o diodo Zener limita a tensão no semiciclo positivo em 12Volts. No ciclo negativo, D_1 está polarizado reversamente. Portanto, a tensão V_{ab} é praticamente zero e o oscilador não tem alimentação.

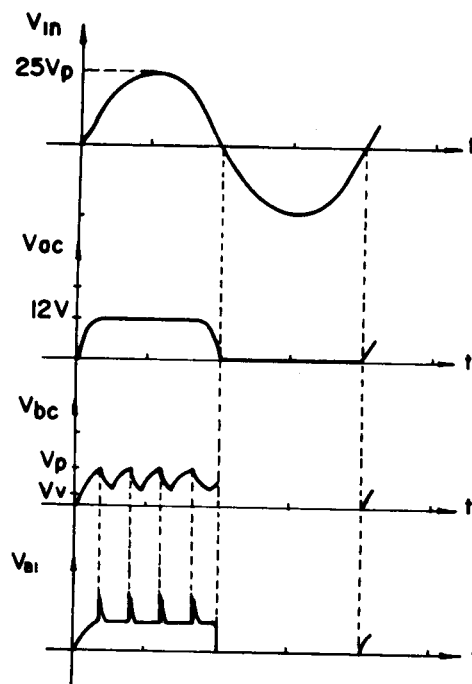


Fig. 18 - Formas de onda

Durante o semiciclo positivo o oscilador se comporta como explicado anteriormente. O resistor R_E atua modificando o intervalo entre os pulsos permitindo um controle de condução de 180° a 0° . Neste caso o primeiro pulso de gatilhamento ocorrerá sempre em sincronismo com a alimentação, pois, a cada semiciclo positivo, o primeiro pulso ocorrerá com o mesmo intervalo de tempo que o primeiro do semiciclo positivo anterior.

III - Transistor de Unijunção Programável - PUT (*Programmable Unijunction Transistor*)

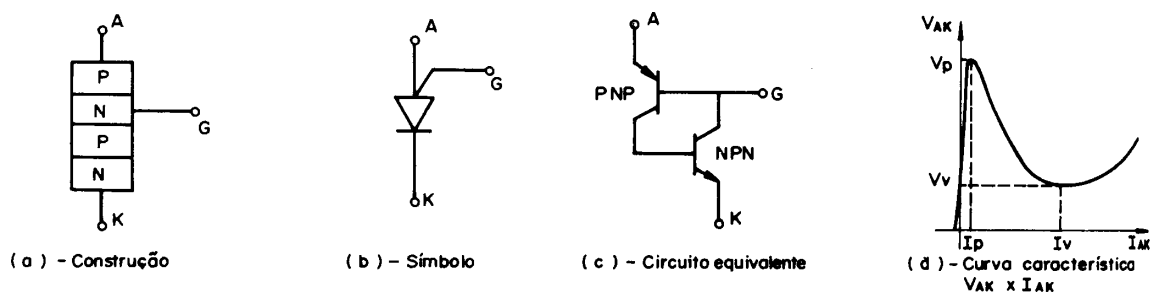


Fig. 19 - Transistor de unijunção programável

O PUT, como o seu nome já diz, é o componente que pode ser programado para disparar com determinada tensão. Para compreendermos o seu funcionamento, vamos analisar o circuito equivalente do PUT. (Figura 19 (c)).

Entre o anodo e o Gate temos a junção emissor-base do transistor PNP.

Como já sabemos, para que o transistor (PNP) conduza, potencial do emisor (anodo) tem que ser 0,6Volts maior que o potencial da base (Gate). Desta forma, se aplicarmos uma

determinada tensão no Gate (V_G), o PUT conduzirá quando o potencial do anodo for $V_G + 0,6$ [V]. Assim sendo, é possível determinar o nível de tensão para o disparo do PUT. Uma vez conduzido o PUT se mantém, até que a tensão entre anodo e catodo cai abaixo do nível de vale (V_v), quando então entra em corte novamente. (Figura 19 (d)).

Circuito de Disparo com PUT

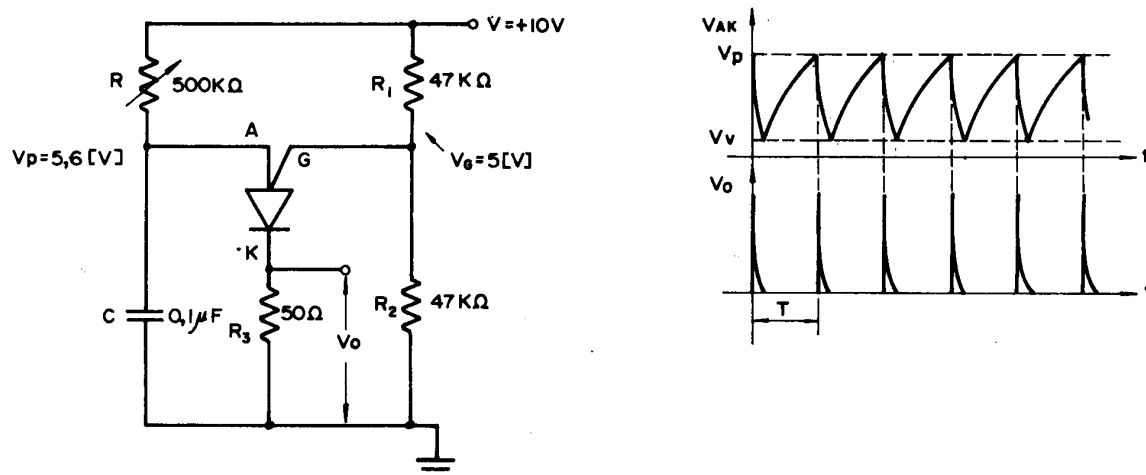


Fig.20 - Circuito de disparo com PUT

No circuito de disparo com PUT, a tensão no Gate é definida pelo divisor de tensão formado por R_1 e R_2 .

$$V_G = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V$$

$$\text{e } V_P = V_G + 0,6 \text{ [V]}$$

Quando a tensão do capacitor atingir V_P (5,6[V], neste caso) o PUT conduzirá descarregando o capacitor C , produzindo um pulso na saída.

O intervalo de tempo entre cada pulso é dado por:

$$T = R \cdot C \cdot \ln \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

h) Exemplo de circuitos.

I - Chave de Corrente contínua

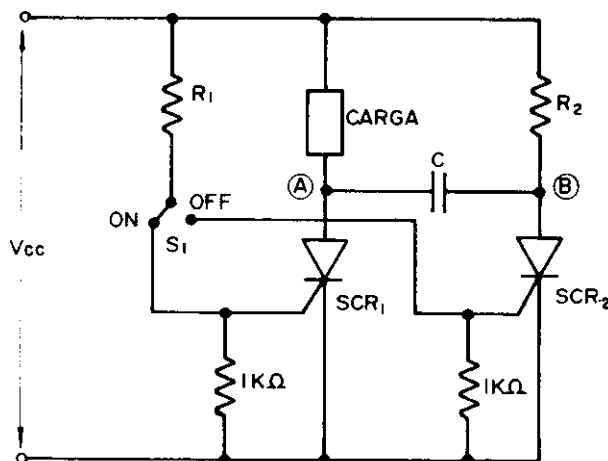


Fig.21 - Circuito chave de C.C. com SCR

Quando usamos o SCR como chave de C.C., nós nos deparamos com grande problema, que é o de desligar (cortar) o SCR, uma vez que este tenha sido disparado. O circuito da figura 21 nos permite ligar e desligar a alimentação da carga usando SCRs.

Vejamos como funciona:

- Com o circuito alimentado, movimentamos a chave S1 para posição on (ligado). Desta forma, aplicamos uma tensão no Gate, que dispara o SCR₁, alimentando assim a carga. Quando o SCR₁ conduz (SCR₂ está cortado) o potencial do ponto A vai praticamente a zero, enquanto que o potencial do ponto B permanece com +V_{cc}.
- Quando for necessário desligar a alimentação da carga basta mudarmos a posição S1 de on para off (desligado). Quando nós fazemos isso, é disparado o SCR₂, pois, haverá agora a tensão no Gate de SCR₂. Como a condução de SCR₂ é muito rápida o potencial no ponto B passa rapidamente de +V_{cc} para aproximadamente zero volts. Como nós sabemos, um capacitor não muda instantaneamente a diferença de potencial entre suas placas, portanto, como C tenderá a manter a mesma diferença de potencial entre A e B, e B caiu de +V_{cc} para zero, implica que A também cai de zero para -V_{cc}. Esse pulso negativo no modo do SCR₁ é suficiente para cortá-lo, desligando assim a alimentação da carga.
- Se quisermos ligar novamente a alimentação da carga, basta mudarmos S1 para on, que o SCR₁ conduzirá provocando o mesmo efeito no capacitor (-V_{cc} em B), desligando SCR₂.

Os valores de R₁, R₂ e C, são calculados da seguinte forma:

$$R_1 > V_{cc} / I_{Gm} \quad R_2 < V_{cc} / I_H \quad C = K \cdot t_q \cdot I / V_{cc}$$

Onde:

V_{cc} - alimentação do circuito

I_{Gm} - corrente de Gate máxima

I_H - corrente de condução mínima
 K - fator de segurança (1,5 a 2)
 T_q - turn-off time do SCR
 I - corrente de carga do capacitor

II - Controle de velocidade de um motor

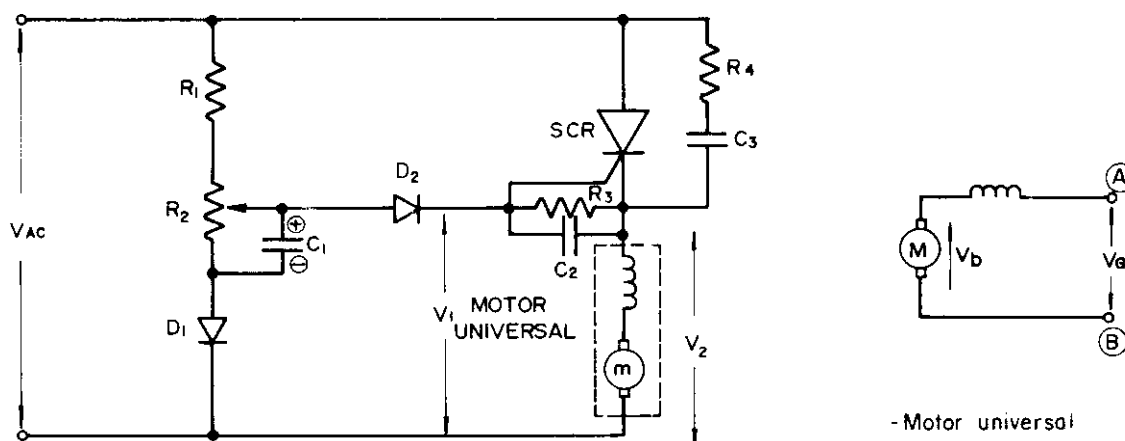


Fig. 22 – Circuito de controle de velocidade constante de um motor

O motor universal pode funcionar com correntes contínuas ou alternadas. Devido a isso, é muito utilizada em enceradeiras, liquidificadores, máquinas de costura e furadeiras. Quando alimentado com uma tensão V_a , este irá girar com uma determinada velocidade. Se retirarmos a alimentação irá aparecer entre os terminais A e B uma tensão V_b produzida pelo motor (como um gerador) e proporcional a velocidade do motor, contrária em sentido, a tensão V_a .

Funcionamento do circuito:

Vamos analisar o circuito da figura 22, no instante em que ligarmos a alimentação.

A situação inicial é de que o SCR está cortado e o motor parado (consequentemente $V_2 = 0$) o pontenciômetro R_2 está em sua posição intermediária.

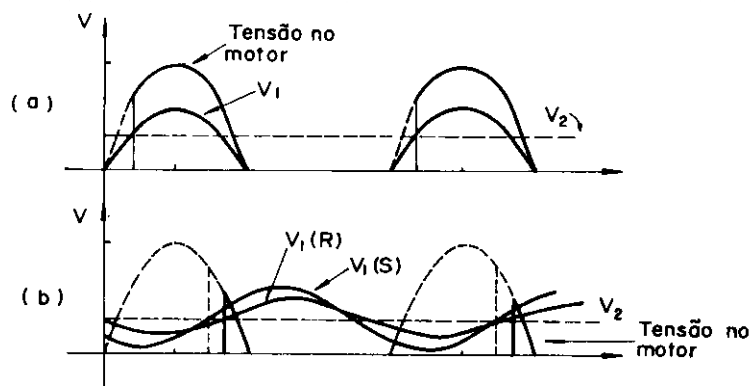


Fig. 23 – Formas de onda (a) sem o capacitor C_1
(b) com o capacitor C_2

- Sem o capacitor C_1

Os resistores R_1 e R_2 formam um divisor de tensão do ciclo positivo do sinal de alimentação (VAC). O diodo D_1 está conduzindo no semiciclo positivo e cortado no negativo. Desta forma, a tensão V_1 será sempre uma parcela do semiciclo positivo do sinal de entrada. Como V_1 acompanha o sinal da alimentação, e V_2 é inicialmente igual a zero, um pequeno valor de V_1 proporcionará uma corrente de Gate que irá disparar o SCR logo no início do semiciclo positivo de VAC. O motor terá então, alimentação durante todo o semiciclo (o que implica dizer que é fornecido maior potência para a partida do motor). O motor começa a girar provocando assim um valor de V_2 diferente de zero. Com a velocidade do motor estabilizada teremos as formas de onda mostradas na figura 23 (a). A alimentação do motor agora não é aplicada desde o início do semiciclo. Isso acontece porque a tensão V_1 tem que ser maior que V_2 para disparar o SCR. Vamos supor agora, que será aplicada uma carga no motor, isso provoca uma diminuição da velocidade do mesmo, e conseqüentemente V_2 será menor. Se o valor de V_2 diminui, o SCR será disparado mais cedo, que implica em alimentação durante mais tempo sobre o motor (logo mais potência). Como foi fornecido maior potência, o motor tenderá a manter a velocidade constante. Assim sendo, podemos controlar a velocidade do motor, variando o potenciômetro R_2 que determina ao nível de V_1 , e portanto, também varia a velocidade do motor.

Com o capacitor C_1

Quando é colocado o capacitor C_1 que tem um valor elevado de capacitância (ex: $10\mu F$), a tensão V_1 terá a forma mostrada na figura 23 (b). O valor de R_2 para V_1 (S) é maior que o de V_1 (R) e a defasagem de V_1 (S) para o sinal de entrada é menor do que o de V_1 (R). Logo, V_1 atinge o valor de V_2 em tempos diferentes fazendo o circuito funcionar como explicado anteriormente.

III - Carregador de bateria

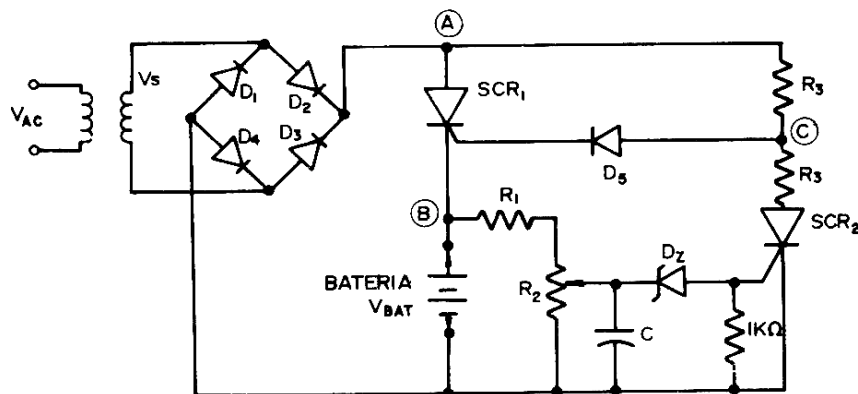


Fig. 24 - Circuito de um carregador de bateria.

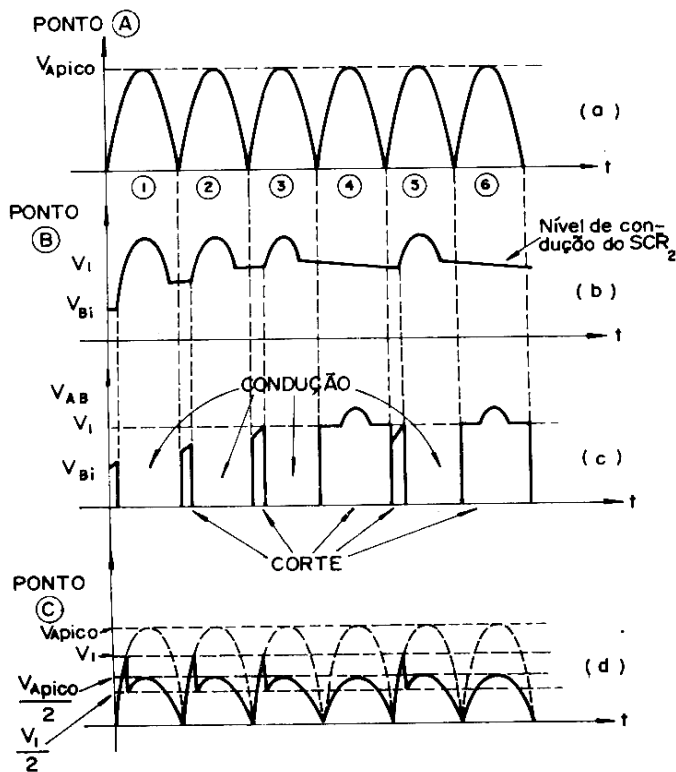


Fig. 25 - Formas de onda (a), (b), (c), (d).

Funcionamento do circuito:

Vamos supor, inicialmente que SCR_1 esteja cortado e que a bateria esteja descarregada ($V_{BAT} = V_{Bi}$).

O resistor R_2 e o diodo Zener (D_Z) definem o nível de condução de SCR_2 (V_1).

Como a tensão da bateria está com um valor pequeno (V_{Bi}) o SCR_2 não é disparado.

Quando ligamos a alimentação, o potencial do ponto (C) será próximo do potencial do ponto (A) (devido ao SCR_2 estar cortado). Desta forma, quando o potencial do ponto (C). Ultrapassar o potencial do ponto (B) (V_{Bi}), o SCR_1 conduzirá aplicando assim a alimentação sobre a bateria . (figura 25(b))

Quando o potencial do ponto B ultrapassar o nível de tensão de V_1 , o SCR_2 será disparado fazendo com que o potencial do ponto C seja dividido por 2. (para o SCR_2 conduzindo : $V_C = R_3/R_3 + R_3 \cdot V_A$ $V_C = V_A/2$. (Figura 25(d))

A tensão de alimentação passa por um ponto máximo e depois decresce. A bateria aumenta sua tensão pois recebeu carga. Com isso, quando a tensão cair a abaixo de V_{BAT} , o potencial do ponto (3) será mantido pela bateria (figura 25 (d))

Para o semiciclo 2 (figura 25 (a)) , tudo se repete, apenas a tensão V_{BAT} será maior e o tempo de condução de SCR_1 será menor (figura 25 (c)) .

No semiciclo 3, a tensão da bateria ultrapassa a tensão de V_1 isso indica que quando a alimentação cair abaixo de V_1 , o SCR_2 continuará conduzindo, e também durante o semiciclo 4 . Com o SCR_2 conduzindo durante o semiciclo 4 , o potencial do ponto C não consegue ultrapassar o potencial do ponto B, de maneira que SCR_1 não conduzirá neste semiciclo.

Supondo que durante o semiciclo 4 a bateria possa ter descarregado um pouco por R_1 e R_2 de modo que V_{BAT} tenha caído um pouco abaixo de V_1 , para o semiciclo 5, teremos novamente o funcionamento explicado para o semiciclo 3.

Desta forma, teremos carregado a bateria colocada no circuito.

OBSERVAÇÃO:

Na realidade uma bateria não adquire carga com apenas 4 ou 5 semiciclo da alimentação. Para melhor compreensão a explicação foi feita como se tudo ocorresse em apenas 4 semiciclos.

1.2 - TRIAC

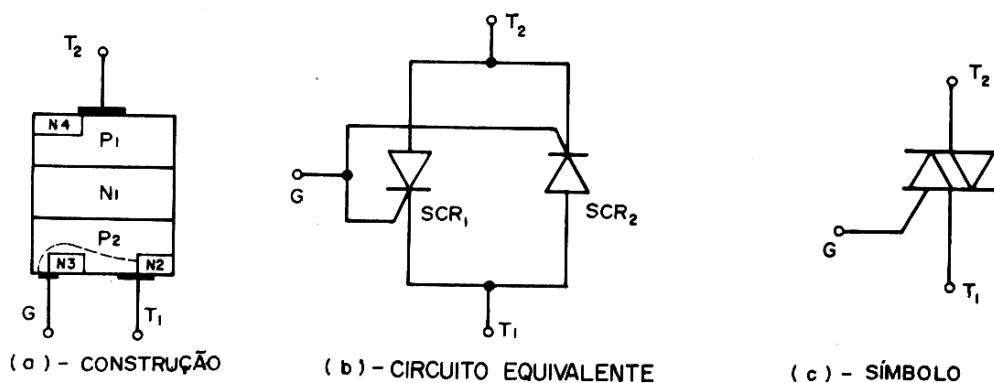


Fig. 26 - Construção, circuito equivalente e simbologia de um TRIAC

O TRIAC funciona com 2 SCRs em paralelo (figura 26 (b)) com sentidos de condução contrários. Esta é a principal diferença do TRIAC para o SCR.

A figura 27 ilustra a curva característica de um TRIAC.

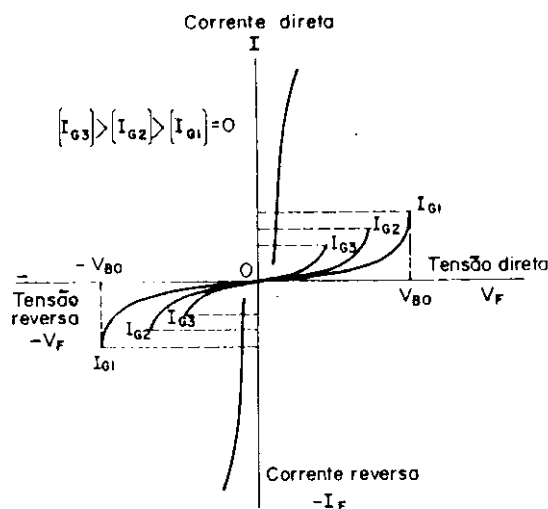


Fig. 27 - Curva característica de um TRIAC.

Existem 4 maneiras distintas para disparar um TRIAC com pulsos aplicados ao Gate.

- Modo 1: Pulso positivo no Gate com T_2 positivo;
- Modo 2: Pulso negativo no Gate com o T_2 positivo;
- Modo 3: Pulso negativo no Gate com T_2 negativo;
- Modo 4: Pulso positivo no Gate com T_2 negativo.

Normalmente o modo 4 é menos usado. Isso porque apresenta menor sensibilidade de Gate (precisa de sinal maior no Gate para disparar).

1.3 - DIAC

Existem casos de utilização de TRIACs em tensão alternada, que se torna conveniente a utilização de diodos com condução controlada nos dois sentidos. Esses diodos são denominados de DIACs, e são construídos como mostrados na figura 28. O DIAC é constituído de duas seções PN e PN em anti - paralelo, o que permite fluir corrente nos dois sentidos.

O DIAC não tem terminal de controle (Gate), tendo em vista que sua mudança de estado é controlada pela tensão aplicada entre seus terminais.

Os valores típicos das tensões para ligar o DIAC estão entre 20 e 40 volts. A figura 28 (b) e (c) mostram o seu símbolo e sua curva característica.

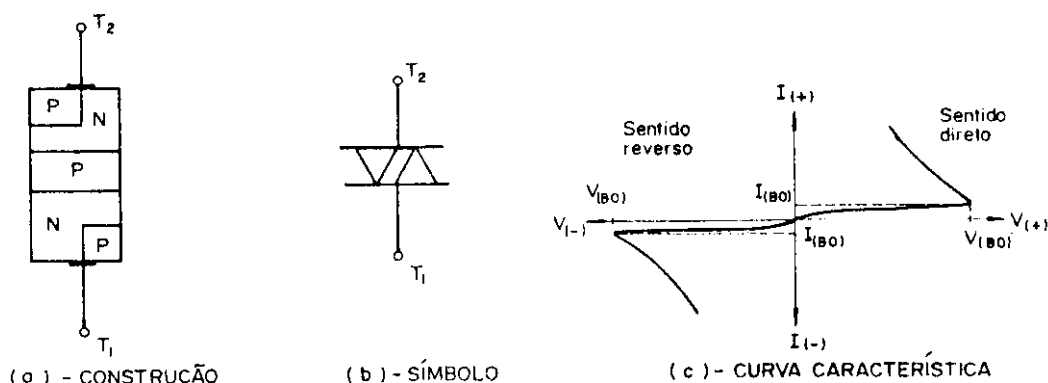


Fig. 28 - Construção, símbolo e curva característica de um DIAC

1.4 - Exemplos de circuito

a) Controle de intensidade de luz

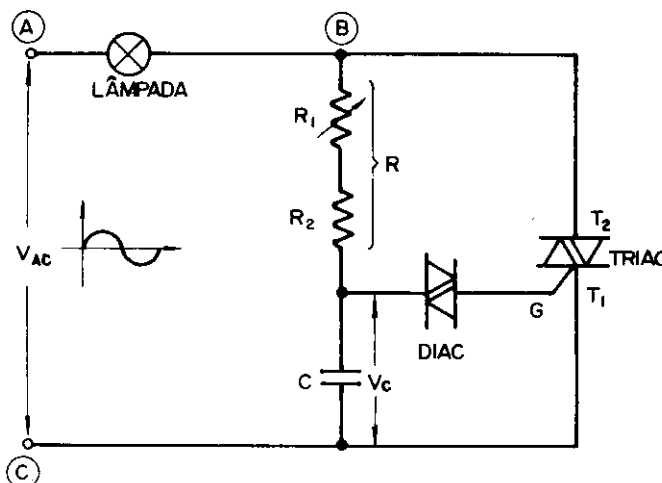


Fig. 29 - Circuito para controle de intensidade de luz.

Vamos supor que inicialmente o DIAC e o TRIAC estão cortados e a tensão V_{AC} está no início do semiciclo positivo; o capacitor C irá se carregar através de R_1 e R_2 até que seja atingida a tensão de condução do DIAC. Com a condução do DIAC o TRIAC recebe um pulso no Gate e começa a conduzir permitindo assim, que circule corrente de alimentação pela carga. O DIAC corta logo depois, porque com o disparo do capacitor se descarrega e a tensão do capacitor (V_C) cai para próximo de zero.

Quando a tensão de alimentação passar por zero. O TRIAC corta e só conduzirá novamente quando o DIAC for disparado no semiciclo negativo.

O valor máximo de R é dado por:

$$R_{\max} = V_{R\max} / I_{R\max}$$

O valor mínimo é dado por:

$$R_{\min} = V_{R\min} / I_{R\min}$$

OBSERVAÇÃO:

Podemos observar pelas formas de onda da figura 30, que haverá um efeito de histerese no valor de condução mínimo de TRIAC entre os sentidos de diminuição e aumento da intensidade da luz. Isto é, o valor de R para o limite de mínima condução do TRIAC quando diminuimos a luz, é maior do que o valor de R para o ponto de início de condução do TRIAC quando começamos a aumentar a intensidade da luz, logo, é possível obtermos menor intensidades de luz do que quando começamos a aumentar a luz.

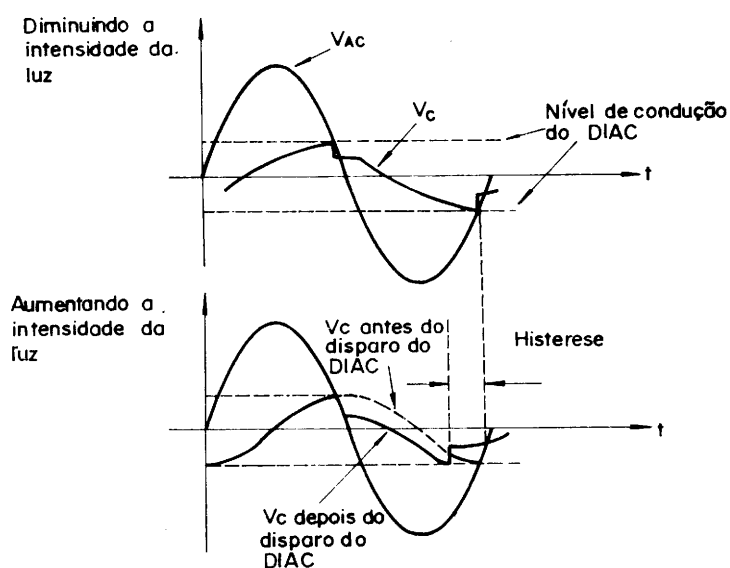


Fig. 30 – Efeito de histerese no controle

b) Controle de intensidade de luz com histerese pequena:

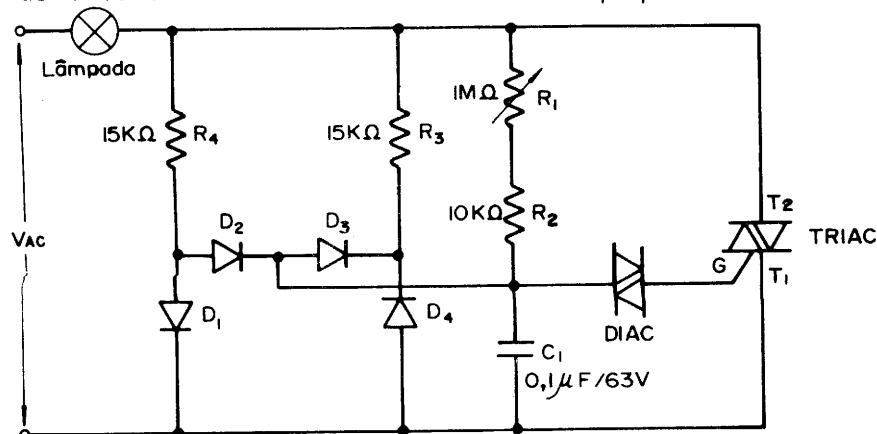


Fig. 31 – Controle de luminosidade com histerese pequena

No circuito da figura 29 estudamos o controle de luminosidade, mas com uma histerese entre os valores para a condução de TRIAC vamos agora verificar como esta histerese pode ser diminuída.

Vejam agora o funcionamento da figura 31. Vamos começar no semiciclo positivo. O diodo D_1 conduz enquanto D_2 e D_3 estão cortados fazendo com que o capacitor C se carregue por R_1 e R_2 . No instante t_a , a tensão de um capacitor atinge a tensão de disparo do DIAC, e a tensão do capacitor (V_C) faz com que D_3 conduza. Desta forma, o capacitor C começa a se descarregar por R_3 . A tensão no capacitor atinge (zero) 0 no instante t_b . Este tempo corresponde ao limite mínimo de condução do TRIAC para o sentido de diminuição de luminosidade (figura 32).

Para o sentido de aumento da luminosidade, quando a tensão do capacitor V_C fica maior do que a da entrada, o diodo D_3 começa a conduzir (semiciclo positivo) e o capacitor se descarrega por R_3 e $R_1 + R_2$.

V_C atinge (zero) 0 V no instante t_c . Apesar do valor de V_C ser maior agora do que no caso anterior, t_b está bem próximo de t_c , pois o resistor que descarrega C é muito pequeno. Assim, quase não haverá histerese.

(Para um semiciclo negativo tudo acontece da mesma maneira, apenas quem irá conduzir serão os diodos D_2 e D_4 e o resistor que o descarrega C será R_4 e $R_1 + R_2$ (que é igual a R_3 e $R_1 + R_2$, pois $R_3 = R_4$).

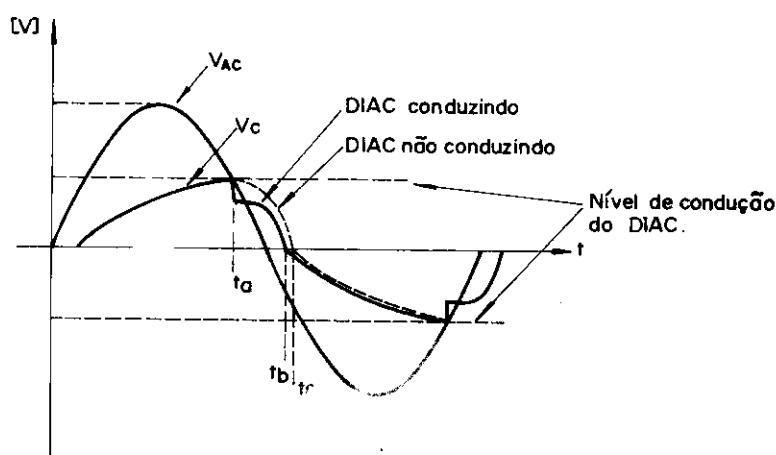


Fig. 32 - Formas de onda de carga e descarga do capacitor C .

c) Controle de luz com fotoresistor

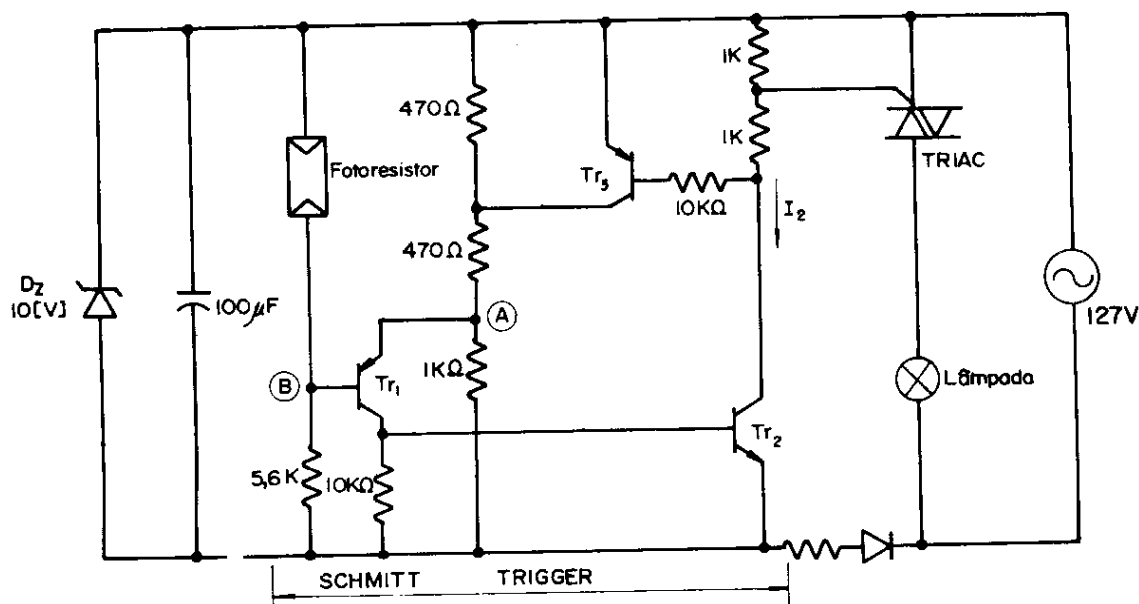


Fig. 33 - Controle de luz com fotoresistor.

- Fotoresistor - (ou LDR - Light Dependent Resistor)

Um fotoresistor é um componente cuja resistência elétrica tem seu valor modificado pela ação da luz. Quando a luz incide seu valor de resistência cai sensivelmente e é constituída de uma fina camada semicondutora sensível a luz geralmente é fabricada de sulfeto de cádmio se for para ser usado na a faixa de radiações visíveis (ou sulfeto de chumbo para radiações infravermelhas).

O fotoresistor possui as seguintes características

- A sua resistência diminui proporcionalmente ao aumento da intensidade da luz;
- Suas características variam pouco com a variação de temperatura;
- Alta sensibilidade na faixa de luz visível;
- Baixo custo.

Funcionamento do circuito:

Vamos partir da condição de que a luz incidindo sobre o fotoresistor. Desta forma, a resistência do fotoresistor é baixa e a tensão no ponto B é maior que a do ponto A (nesta condição, A é igual a aproximadamente 5,1[V]). Com esta polarização entre base e emissor o transistor Tr_1 não conduzirá. Fazendo com que Tr_2 também esteja cortado. Como Tr_2 está cortado, a corrente I_2 não circula e, portanto, não há corrente no Gate do TRIAC mantendo-o cortado (luz apagada). Quando a luminosidade sobre o fotoresistor diminui, sua resistência aumenta isso faz com que a tensão no ponto B também diminua. Quando a tensão em B for aproximadamente 4,5 [V], Tr_1 irá conduzir fazendo com que Tr_2 também conduza. Consequentemente o TRIAC entra em condução acendendo a lâmpada, pois a corrente I_2 pode agora circular.

Tr_3 também conduz curto-circuitando a resistência de 470 Ω e fazendo com que a tensão no ponto A suba de 5,1 [V] para 6,8 [V] mantendo assim a condução de Tr_1 conduzindo. Esta condição de elevar o potencial para 6,8 [V] decorre da necessidade de eliminar a oscilação de

Tr_1 , quando ocorrem oscilações em torno de 4,5 no ponto B. Aumentando novamente a luminosidade sobre o fotoresistor, sua resistência diminuirá novamente. Quando a tensão no ponto B for maior que 6,8 [V], Tr_1 irá cortar o mesmo acontecendo com Tr_2 e Tr_3 . A corrente I_2 cai para zero e consequentemente no próximo semiciclo do sinal de entrada, o TRIAC não terá mais corrente no Gate e ficará cortado (lâmpada apagada). Desta forma, temos o circuito automático que liga uma lâmpada quando não houver luz incidindo sobre o fotoresistor.

d) Circuito utilizando o termistor:

- Termistor: é um componente que varia a sua resistência com a temperatura é constituído de uma mistura de manganês, níquel, ferro, cobalto, cobre e outros, que forma uma cerâmica.

Existem três tipos de termistores :

- 1- *NTC (Negative Temperature Coefficient)* Termistor com coeficiente negativo de temperatura, isto é, sua resistência varia de maneira inversa com a temperatura.
- 2- *PTC (Positive Temperature Coefficient)* Termistor com coeficiente positivo de temperatura, isto é, sua resistência varia proporcionalmente com a temperatura.
- 3- *CTR (Critical Temperature Resistor)* Termistor com coeficiente crítico de temperatura, isto é, em uma determinada temperatura a resistência abaixa rapidamente.

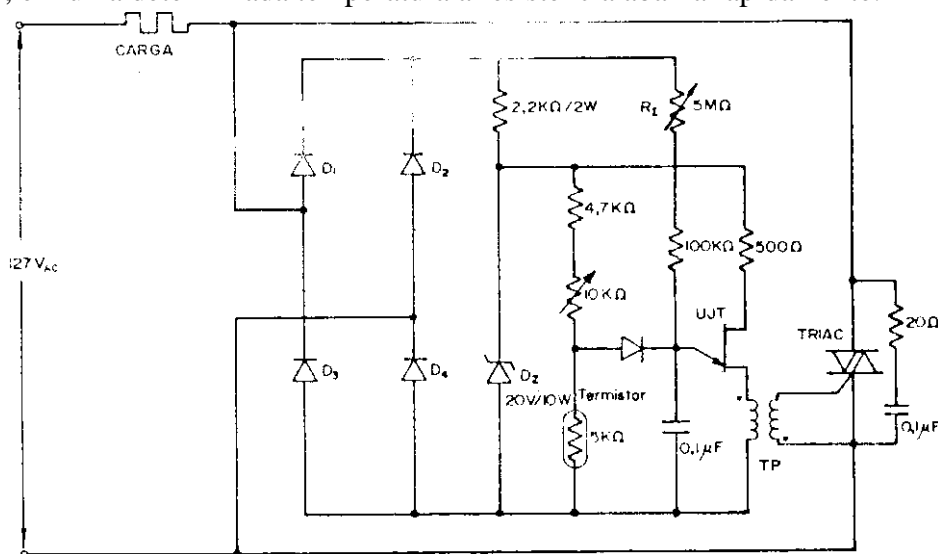


Fig. 3.4 – Circuito automático controlado por um termistor.

Funcionamento :

Para melhor compreendermos o circuito vamos verificar primeiramente alguns pontos:

- Circuito de pulso para gatilhamento do TRIAC

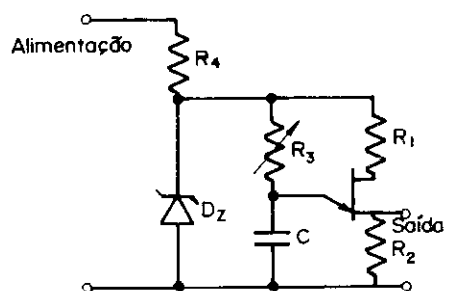


Fig. 35 - Circuito de pulso.

No circuito da figura 35, para ser possível variar a frequência dos pulsos na saída de 0,3 a 8,33 ms ($T = \text{meio período de 60 hertz}$) precisaríamos de um valor de $R_{3\text{max}} = 27 \cdot R_{3\text{min}}$ para o controle automático, fica muito difícil obter uma variação de R_3 , portanto, vamos verificar uma maneira de conseguirmos obter esta variação com modificações no circuito.

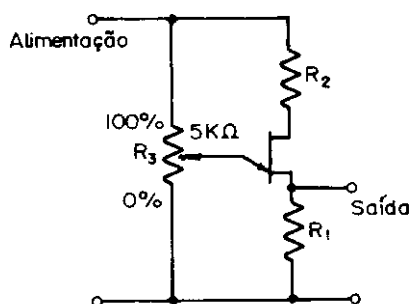


Fig. 36 - Circuito de pulso modificado.

Este circuito apresenta alto ganho, o que não permite um controle de frequência dos pulsos na saída. Uma pequena variação de R (no sentido de 0% a 100%), provoca um valor máximo na saída, isto é, frequência máxima de pulso.

Portanto, este circuito ainda não permite obtermos um bom controle.

- Circuito, rampa e pedestal

- Circuito, rampa e pedestal.

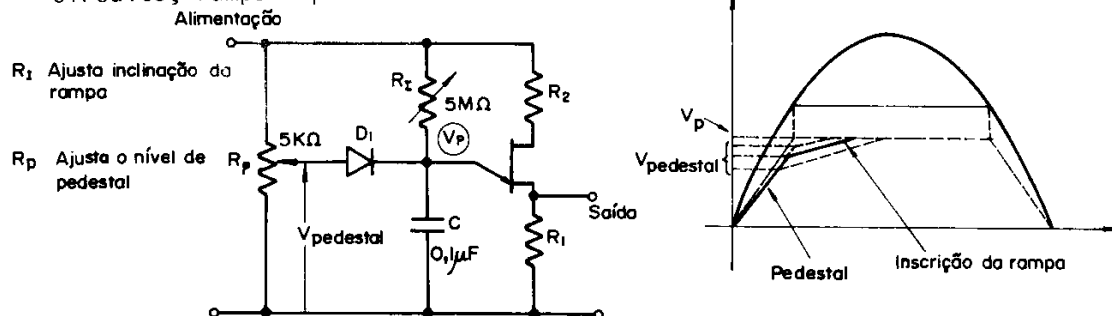


Fig. 37 - Circuito rampa e pedestal e forma de onda da tensão de carga do capacitor.

Neste circuito, a tensão sobre o capacitor sobe rapidamente até atingir V_{pedestal} (V_{pedestal} é menor que V_p). Quando a tensão no capacitor é $V_{\text{pedestal}} - 0,6 \text{ [V]}$, o diodo D_1 não conduz

mais e o capacitor se carrega através de R_1 (cujo tempo de carga (inclinação) depende do valor de R_1).

Desta forma podemos Ter o controle da variação da frequência de pulso de 0,3 a 8,33 ms, como desejado.

Depois que estudarmos um circuito para controle linear de frequência de pulsos, vamos passar agora para o estudo do circuito da figura 34.

Este circuito controla a alimentação sobre a carga, através do tempo de condução do TRIAC .

O tempo de condução do TRIAC depende da frequência de pulsos aplicados ao Gate.

A frequência de pulsos é função do resistor R_1 e do termistor do circuito, rampa e pedestal que está no circuito da figura 34.

Desta forma, supondo que a carga seja um aquecedor e que o termistor esteja dentro do ambiente aquecido pela carga, o circuito irá controlar a alimentação sobre o aquecedor pela variação do valor da resistência do termistor.

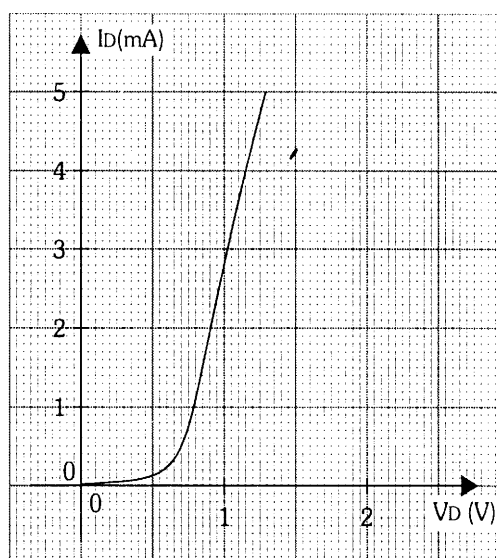
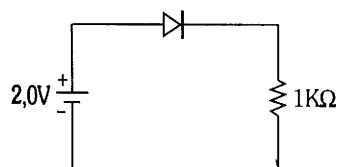
Com isso, no exemplo, obtemos um controle automático de temperatura.

OBSERVAÇÃO:

O resistor R_1 não está ligado ao resistor de $4,7k\Omega$ (figura 34) , como foi mostrado no circuito rampa e pedestal. Isso se deve ao fato de que esta ligação permite uma melhor linearidade no controle da temperatura.

EXERCÍCIOS

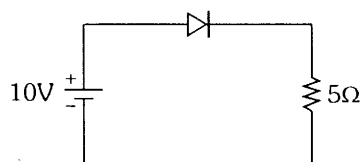
1. O que é recombinação e por que ela ocorre?
2. O que é camada de depleção e como ela se forma?
3. O que é barreira de potencial e qual o seu valor para os diodos de silício e germânio?
4. O que acontece com os portadores majoritários na polarização direta?
5. Por que os portadores não circulam pelo diodo na polarização reversa?
6. O que é corrente de fuga?
7. Explique quais são as principais especificações do diodo semicondutor, destacando-se na sua curva característica.
8. Determine a reta de carga, o ponto quiescente e a potência dissipada pelo diodo no circuito abaixo, dada a sua curva característica.



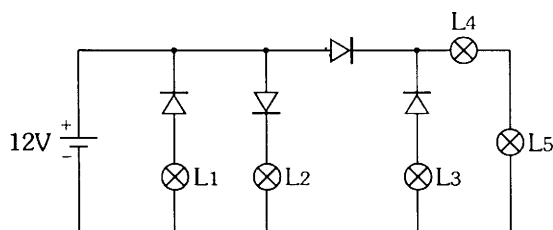
9. Esquematize os três modelos do diodo do exercício anterior, calculando, inclusive, o valor de R_D e determine os pontos quiescentes resultantes com uma análise dos resultados.
10. O circuito abaixo apresenta um problema. Identifique-o, propondo uma solução.

Dados do diodo:

I_{DM}	0,8A
I_F	10 μ A
V_{Br}	50V
V_γ	0,7V
P_{DM}	0,6W



11. Identifique a condição das lâmpadas (I, II ou III) no circuito abaixo:



Condições:

I - Lâmpada acende

II - Lâmpada não acende

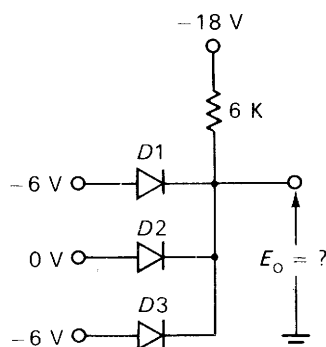
III - Lâmpada acende com sobrecarga de tensão podendo danificar.

Especificações das lâmpadas:

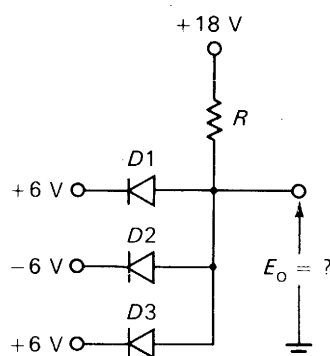
$$V_L = 6V$$

$$P_L = 120mW$$

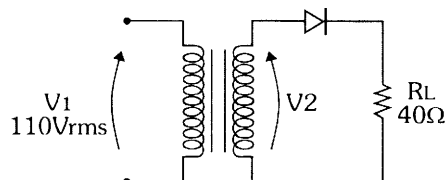
12. Determine E_o na figura abaixo:



13. Determine E_o na seguinte figura:

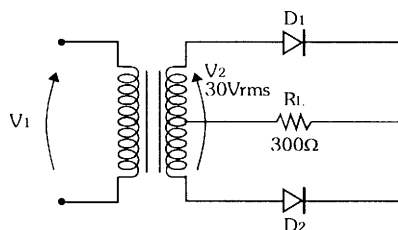


14. A figura abaixo mostra um transformador com relação de espiras $N_1/N_2 = 55$ e com tensão no primário de $110V(rms)$ ligado a um retificador de meia onda (diodo de germânio) com uma carga de 40Ω . Considerando o valor de V_γ do diodo (modelo 2), determine:



- As formas de onda das tensões na carga e no diodo com suas respectivas amplitudes;
- A tensão média da carga;
- A corrente média na carga;
- As especificações do diodo.

15. A figura mostra um transformador com tensão no secundário de $30V(rms)$ ligado a um retificador de onda completa com derivação central (diodo de silício) com uma carga de $300W$. Utilizando o modelo 1 para os diodos, determine:

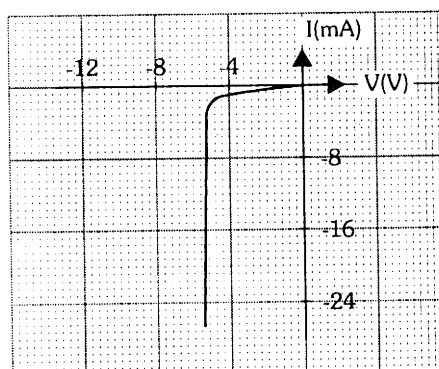
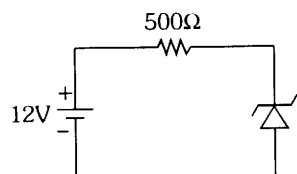


- As formas de onda das tensões na carga e nos diodos com suas respectivas amplitudes;
- A tensão média na carga;
- A corrente média na carga;
- As especificações do diodo.

16. Refaça o exercício proposto 15, utilizando um retificador de onda completa em ponte. Compare e analise os resultados.

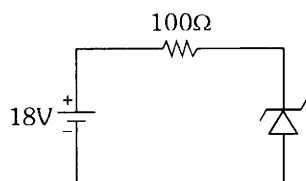
17. Explique o efeito avalanche no diodo e justifique por que no diodo zener não ocorre a ruptura da junção PN.

18. Dados o circuito abaixo e a curva característica do diodo zener, trace a reta de carga, determine o ponto quiescente e calcule a potência dissipada pelo diodo zener.



19. O que acontece quando a resistência limitadora de corrente do circuito do exercício proposto 18 dobra de valor?

20. Determine analiticamente o ponto quiescente e a potência dissipada pelo diodo zener no circuito a seguir.

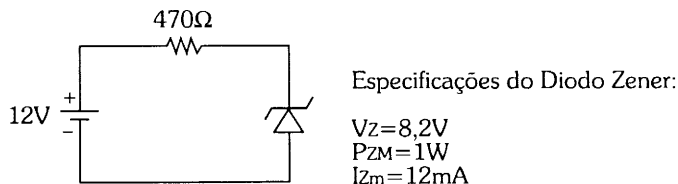


Especificações do Diodo Zener:

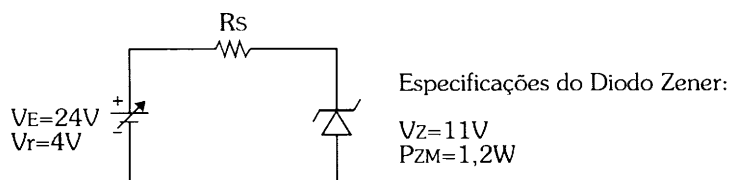
$$V_Z = 12,1V$$

$$P_{ZM} = 1,2W$$

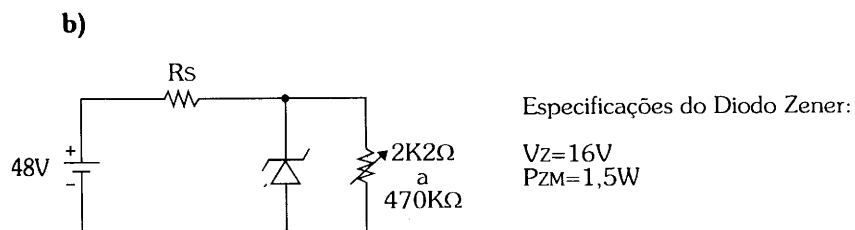
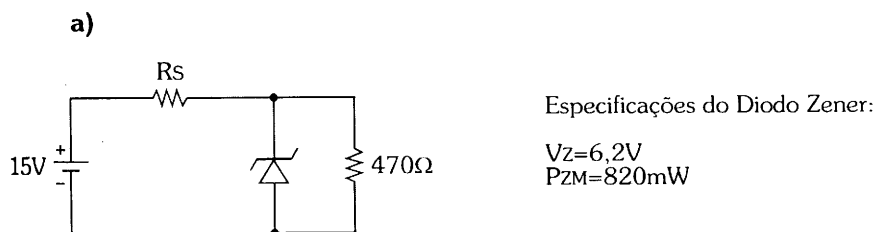
21. Qual é o problema apresentado pelo circuito abaixo e que solução é a mais adequada?



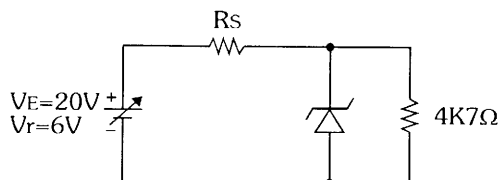
22. Determine os valores máximo e mínimo da resistência limitadora de corrente para que o diodo zener funcione corretamente.



23. Determine R_S dos reguladores de tensão a seguir:



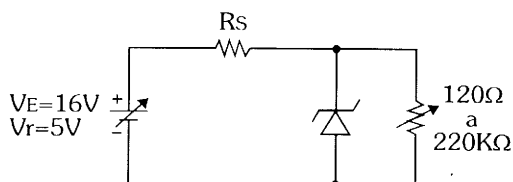
c)



Especificações do Diodo Zener:

$V_Z=6V$
 $P_{ZM}=720mW$

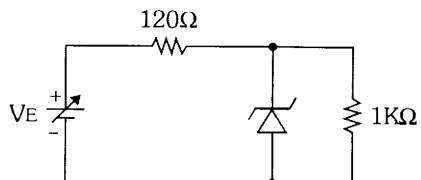
d)



Especificações do Diodo Zener:

$V_Z=8,2V$
 $P_{ZM}=1,2W$

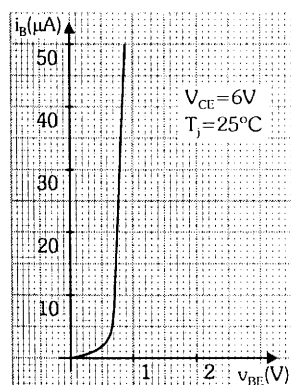
24. Determine os valores máximo e mínimo da tensão de entrada, do circuito abaixo para que o diodo zener funcione corretamente.



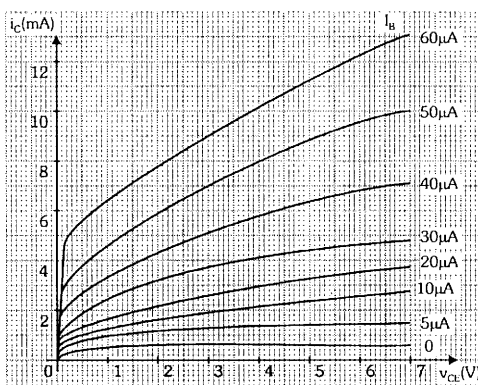
Especificações do Diodo Zener:

$V_Z=9,1V$
 $P_{ZM}=1,5W$

25. Um transistor na configuração EC tem as seguintes curvas características:



Entrada

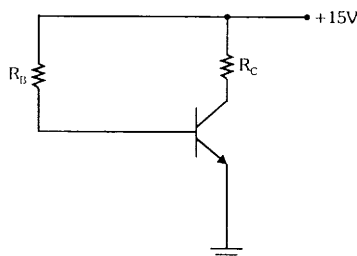


Saída

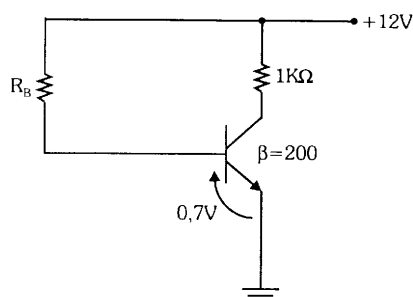
Completar a tabela a seguir (com valores aproximados), para cada uma das situações:

Situação	V_{CB} (V)	V_{BE} (V)	V_{CE} (V)	i_E (mA)	i_C (mA)	i_B (μ A)	α	β
I		0,8	6,0					
II	5,3		6,0					
III			6,0			40		
IV			6,0		8			

26. Polarize o transistor ($\beta = 150$) do circuito a seguir no ponto quiescente: $V_{CEQ} = 7V$, $I_{CQ} = 50mA$ e $V_{BEQ} = 0,7V$.

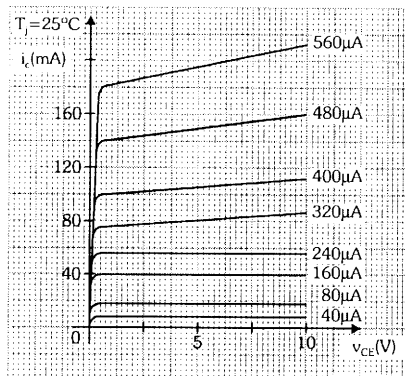
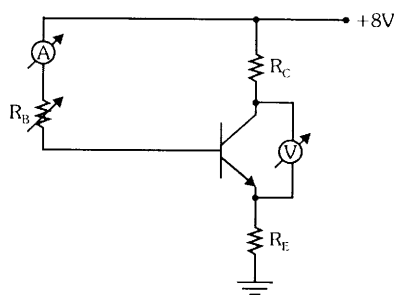


27. Determine R_B e os demais valores do ponto quiescente do transmissor do circuito a seguir, de forma que a tensão entre coletor e emissor seja metade da tensão de alimentação.



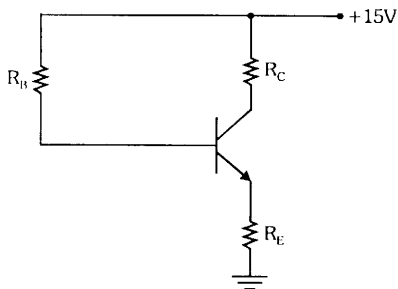
28. O potenciômetro R_B foi ajustado para que o amperímetro e o voltmímetro marquem, respectivamente, $320\mu A$ e $4V$. Determine :

- Reta de carga $V_{CEQ} = V_{CC}/2$;
- Corrente de Saturação;
- β e α do transistor .

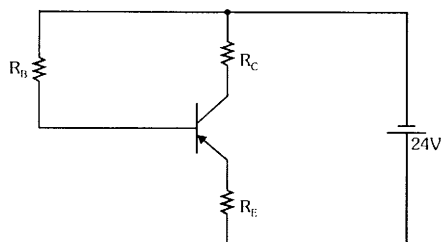


29. Mostre na curva característica de saída do exercício anterior. O que acontece com o ponto quiescente, quando o transistor impõe as correntes de base de $400\mu A$ e de $160\mu A$.

30. Polarize o transistor ($\beta = 180$) do circuito a seguir no ponto quiescente $V_{CEQ} = V_{CC}/2$, $I_{CQ} = 40mA$ e $V_{BEQ} = 0,68V$. Utilize os valores comerciais mais próximos para os resistores.
 $V_{RB} = V_{CC}/10$



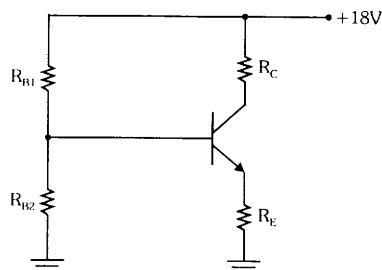
31. Polarize o transistor PNP ($\beta = 220$) do circuito a seguir no ponto quiescente $V_{ECQ} = V_{CC}/4$, $I_{EQ} = 55mA$ e $V_{EBQ} = 0,7V$. Utilize os valores comerciais mais próximos para os resistores.
 $V_{RB} = V_{CC}/10$



32. Determine os resistores de polarização do transistor ($\beta = 120$) do circuito a seguir no ponto quiescente $V_{CEQ} = V_{CC}/3$, $I_{CQ} = 18\text{mA}$ e $V_{BEQ} = 0,7\text{V}$. Utilize os valores comerciais mais próximos para os resistores.

$$V_{RB} = V_{CC}/10$$

$$I_{RB1} = 10 * I_B$$



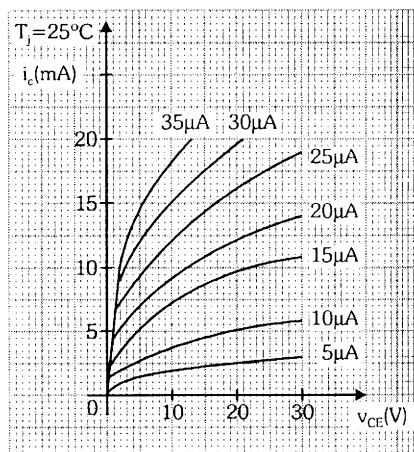
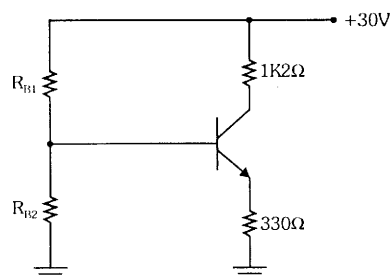
33. Qual é o equivalente Thévenin do circuito do exercício anterior?

34. Um transistor tem a curva característica de saída mostrada a seguir. Deseja-se polarizá-lo com $I_{BQ} = 20\mu\text{A}$ e $V_{BEQ} = 0,7\text{V}$. Determine:

a) V_{CEQ} , I_{CQ} e I_{EQ} ;

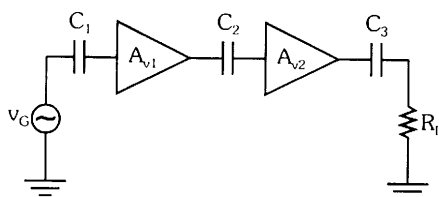
b) β e α do transistor;

c) Relação entre R_{B1} e R_{B2} .



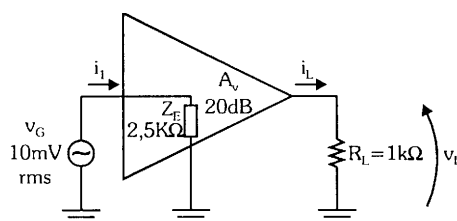
35. Polarize um transistor num circuito com divisor de tensão na base, sendo: $V_{CC} = 12V$, $V_{CEQ} = V_{CC}/2$, $I_{CQ} = 150mA$, $V_{BEQ} = 0,7V$ e $\beta = 200$. Adote $V_{RE} = V_{CC}/10$.

36. Qual a função dos capacitores C_1 , C_2 e C_3 no esquema abaixo?



37. Como é feito e qual a importância do casamento de impedâncias entre uma fonte de sinal AC e um amplificador?

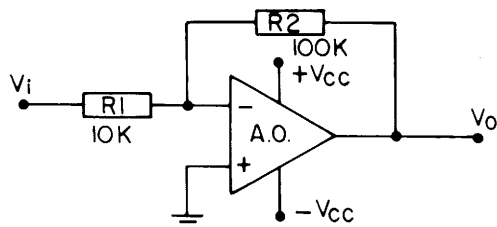
38. A figura a seguir, representa um amplificador. Determine v_L , i_1 , i_L , $A_p(dB)$ e A_i .



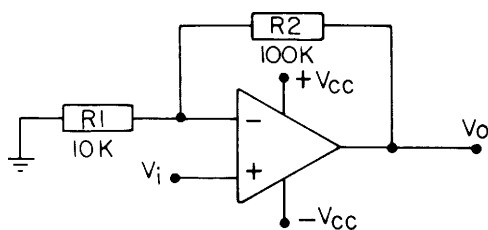
39. Classifique os amplificadores A_1 , A_2 e A_3 quanto à amplitude e frequência dos sinais, baseando-se nos seguintes dados:

A_1 : $v_{BE} = 2mV$;	$i_C = 50mA$;	$v_{CE} = 5V$;	$f = 10KHz$
A_2 : $p_C = 20W$;	$f = 500MHz$;		
A_3 : $i_C = 2A$;	$f = 120KHz$		

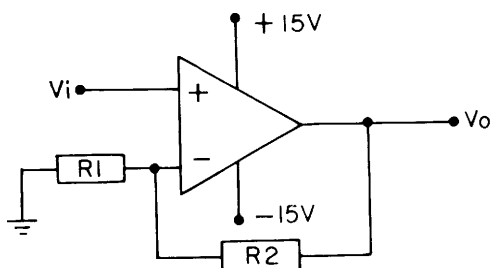
40. Calcular o ganho do A.O. realimentado:



41. No circuito a seguir, o A.O. é ideal, calcular o ganho.

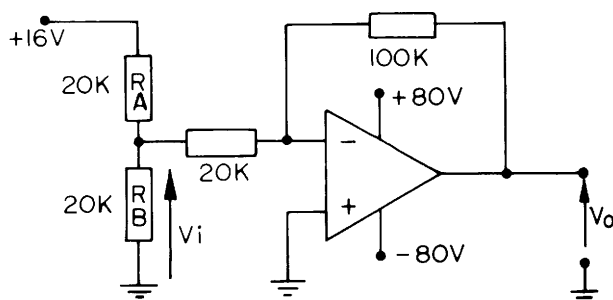


42. No circuito a seguir, sabe-se que $V_i = 0,5V$ e $V_o = 10V$ e o A.O. é ideal. Calcule o ganho de dB.

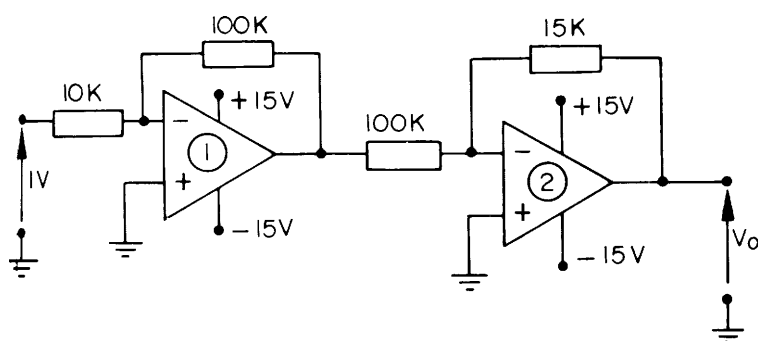


43. No exercício anterior se adotarmos $R_1 = 220\Omega$, qual deverá ser o valor de R_2 , sem que alteremos o valor do ganho?

44. No circuito a seguir, determine o valor de V_o em Volts.

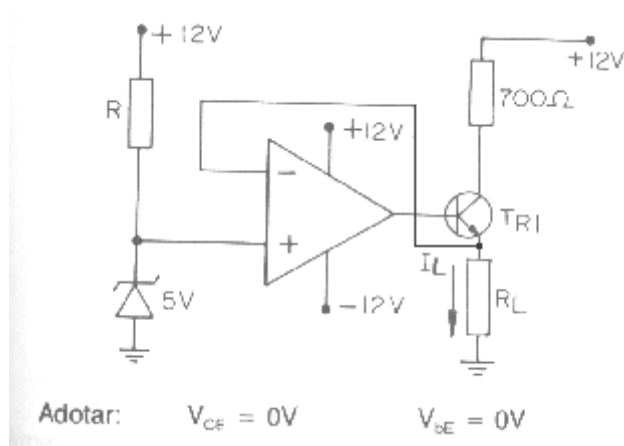


45. Calcule o valor de V_o , no esquema a seguir:

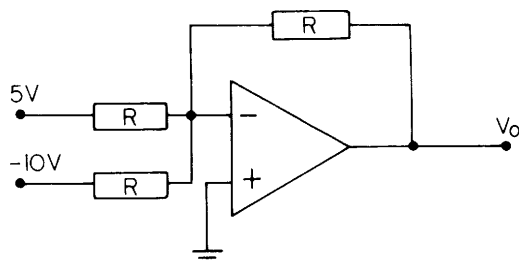


46. No circuito esquematizado a seguir, pede-se:

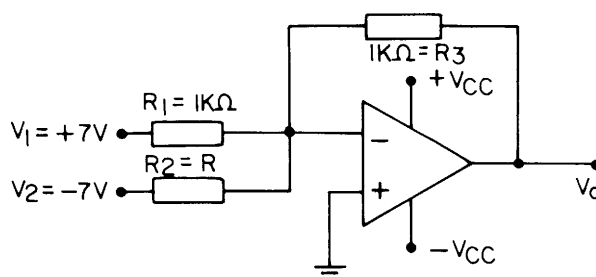
- A corrente na carga mA;
- O valor da carga R_L em Ω



47. No circuito esquematizado, qual o valor de V_o ?



48. Determine o valor de R que $V_o = -5V$, no circuito esquematizado a seguir:

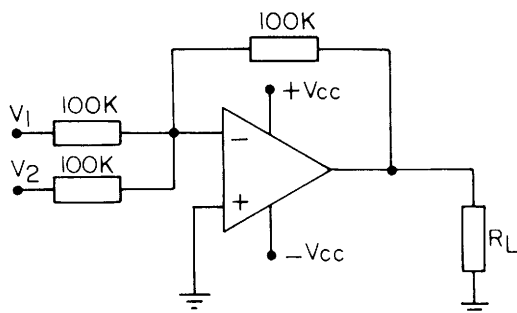


49. Projete um circuito que execute a função:

$$f(x, y, z) = 5x + 2z + 4y$$

Utilizar um amplificador operacional.

50. No circuito a seguir esboce $V_o \times t$.



Dados:

$$\pm V_{CC} = \pm 15V$$

$$V_1 = 5V$$

$$V_2 = 3 \sin \omega t (V)$$

51. Apresentar um circuito que sintetize a função

$$f(x, y, z) = 6x - 8y + 2z$$

52. A figura 21-29a mostra um símbolo alternativo para um diac. O diac MPT32 se interrompe quando a tensão do capacitor atinge 32V. O capacitor leva exatamente uma constante de tempo para atingir essa tensão. Quanto tempo depois da chave estar fechada o triac se liga? Qual o valor ideal da corrente da porta quando o diac se interrompe? Qual o valor da corrente de carga depois do triac ter sido fechado?

53. A frequência da onda quadrada na figura 21-29b é de 10kHz. O capacitor leva exatamente uma constante de tempo para atingir a tensão de interrupção do diac. Se o MPT32 se interromper em 32V, qual o valor ideal da corrente da porta no instante em que o diac se interrompe? Qual o valor da corrente de carga ideal?

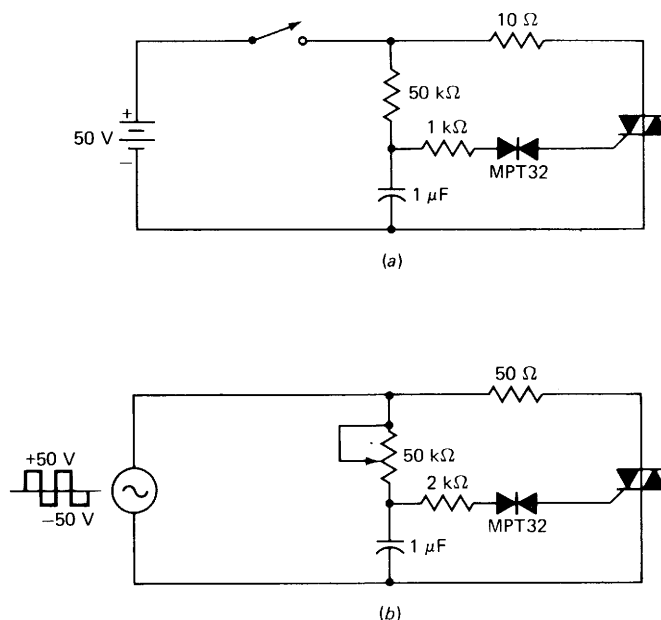


Fig. 21-29

54. O UJT da figura 21-30a tem um η de 0,63. Permitindo uma tensão de 0,7V através do diodo emissor, qual o valor de V necessário apenas para ligar o UJT?

55. A corrente de vale do UJT da figura 21-30a é de 2mA. Se o UJT for chaveado, temos que reduzir V para obter o desligamento por baixa corrente. Fazendo 0,7V passar através do diodo emissor, qual o valor de V necessário apenas para abrir o UJT?

56. A razão de afastamento intrínseca do UJT da figura 21-30b é de 0,63. Desprezando a queda através do diodo emissor, quais as frequências de saída mínima e máxima?

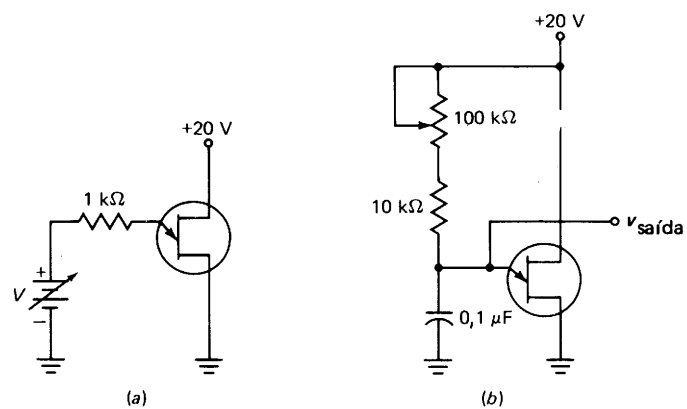


Fig. 21-30