

**TV UNIVERSITÁRIA
DO RIO G. DO NORTE**

SEMICONDUCTORES

coordenador :
prof. adauto gouveia motta

professor :
jean paul dubut

PALAVRAS INICIAIS

A demanda de técnicos com boa formação especializada já está constituindo problema dentro do Rio Grande do Norte.

O estabelecimento da TV Universitária, a instalação da nova Estação Telefônica da TELERN, a ampliação da EMBRATEL, além da montagem de computadores, tudo isto criou uma procura elevada de profissionais no campo da Eletrônica e Eletricidade.

Esta atuação, conduziu-nos a propor ao Programa Intensivo de Preparação de Mão-de-Obra (PIPMO), um Curso que pudesse atender, simultaneamente, as organizações interessadas.

Consequência: estamos ministrando mais um Curso de Televisão e Telecomunicações.

Para roteirizar os alunos, o Prof. JEAN PAUL DUBUT propôs a elaboração de uma apostila, que não tem outra pretensão que não a de deixar nas mãos dos estudantes um guia seguro para os seus estudos e pesquisas.

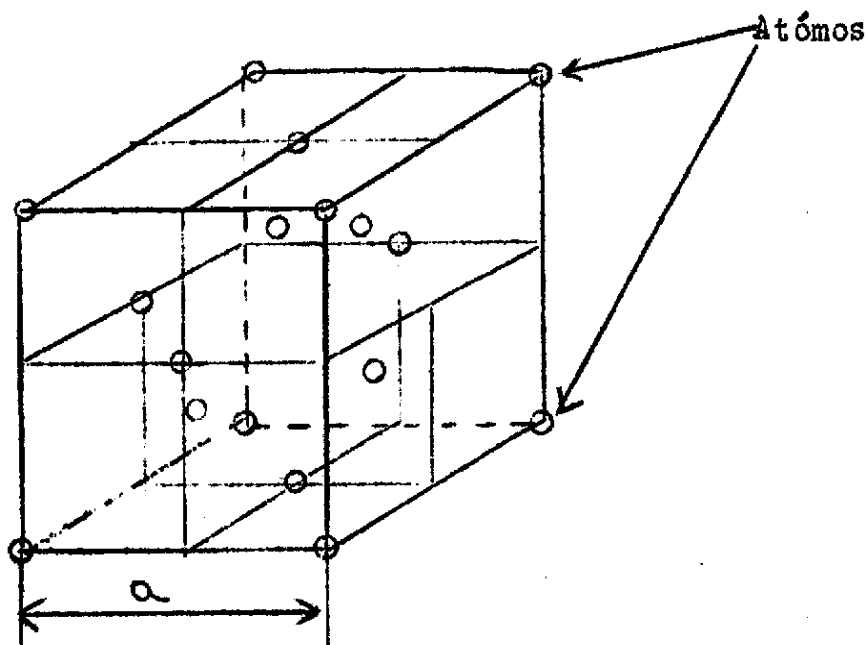
Natal, janeiro de 1976
Direção da TV - U

**
*

A) - ESTUDO DOS SEMI-CONDUTORES:

I) Os cristais:

Sabemos que quando os átomos se agrupam formando moléculas das diversas substâncias, o arranjo desses átomos pode ou não obedecer a uma disposição sistemática e ordenada. Portanto, as substâncias cuja a estrutura é ordenada são chamadas substâncias cristalinas. Por exemplo, se os átomos de carbono se agrupam sem estrutura definida, obteremos a grafite e se esses mesmos átomos de carbono, formarem uma rede cristalina, obtem-se o diamante.



Devemos notar um fato importante, que tanto o germanio como o silício apresentam o mesmo tipo de estrutura do que o diamante, variando apenas a constante da rede a que tem por valores:

- Diamante $a = 3,56 \cdot 10^{-8} \text{ cm}$

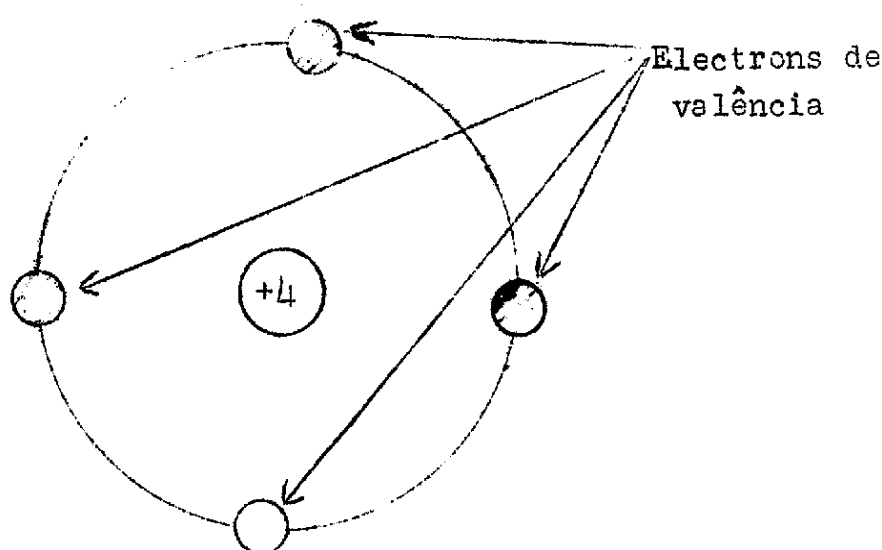
- Silício $a = 5,65 \cdot 10^{-8} \text{ cm}$

- Germanio $a = 5,43 \cdot 10^{-8} \text{ cm}$

Sabemos também que esses átomos tem por valores:

Átomo	K	L	M	N
Carbono	2	4		
Germanio	2	8	18	4
Silício	2	8	4	

Como só interessa a camada de valência podemos representar esses átomos de uma maneira simplificada colocando no núcleo a carga $+4$ - necessária para anular o campo elétrico produzido pelos elétrons de valência.



II) Ligações covalentes:

Podemos verificar que quando uma célula unitária vai se repelindo no espaço, cada átomo tem ligações com os átomos vizinhos. De modo geral os elementos procuram ficar com oito elétrons na camada de valência, pois este número lhe dá maior estabilidade. Naturalmente, verifica-se que cada elétron é compartilhado simultaneamente por dois átomos vizinhos, isso sendo que por exemplo, um elétron do átomo A, além de pertencer ao próprio átomo, também pertence ao átomo B. Da mesma forma, o elétron que pertence ao átomo B é compartilhado pelo átomo A e assim sucessivamente. Desta maneira torna-se evidente que cada átomo possui 8 elétrons. Assim cada átomo possui uma estrutura de elevada estabilidade o chamaremos este tipo de ligação em que o elétron é compartilhado entre dois átomos é chamada de ligação covalente.

III) Quebra das ligações covalentes:

Verificamos no parágrafo anterior que materiais como o silício e o germanio tinham ligações covalentes. É lógico que se não havia nenhum meio de romper essas ligações covalentes, esses materiais seriam isolantes, pois não existiriam elétrons podendo se deslocar, formando uma corrente elétrica.

Considerando o efeito da temperatura sobre esses materiais e que colocamos o cristal a uma temperatura de 0° Kelvin ou seja - 273° centígrados, as ligações covalentes ficam intactas e não existe possibilidade dos elétrons se deslocarem. Se considerarmos agora os cristais a temperatura ambiente, algumas ligações covalentes são rompidas e esse elétron deixa a ligação tornando-se elétron livre. Contudo quando o elétron abandona a ligação fica uma carga positiva por todos os efeitos, no local ocupado pelo elétron, uma vez que o átomo era neutro e que o elétron o abandonou. Para quebra de uma ligação covalente será necessária uma certa energia que para o germanio é de 0,7eV e para o silício de 1,1eV. Assim a temperatura será uma das causas provocando a ruptura das ligações covalentes.

O fato que faz que os semi condutores tenham propriedades muito diferentes das dos metais é que além do elétron que ficou livre existe um fenômeno novo que é o buraco deixado por ele. Este buraco se comportará como se fosse uma partícula carregada positivamente, de mesmo valor absoluto do que o elétron. Se colocamos o cristal num campo elétrico, buraco e elétron se deslocarão, contudo em sentido oposto pelo sinal de carga. Se considerarmos vários átomos, e que que uma ligação covalente é quebrada, o elétron e o buraco se locomoverão em sentido contrário estabelecendo um corrente elétrica no cristal. Se este elétron preenche novamente um buraco e completa novamente uma ligação covalente, diremos que houve recombinação.

Na realidade não existe propriamente uma partícula correspondente ao buraco, mas o átomo ficando com uma falta de um elétron, podemos admitir que para todos os fins um buraco se comporte como uma partícula positiva.

B) IMPUREZAS

I) Impurezas doadoras:

Vamos supor que por um processo tecnológico qualquer, conseguimos substituir um átomo de germanio ou silício da rede cristalina por um átomo de fósforo. Como o átomo de fósforo tem 5 elétrons na sua camada de valência, o fósforo entrando na ligação covalente, o quinto elétron ficará fracamente ligado ao núcleo. Colocando vários átomos de fósforo no cristal, ficaremos com uma quantidade importante de elétrons facilmente removeis dos átomos. Chamaremos essas impurezas que fornecem elétrons ao cristal de impurezas doadoras ou impurezas de tipo N. (essa letra se relacionando a carga do elétron).

Também além do fósforo outros materiais pentavalentes como antimônio e arsênico poderão ser utilizados.

II) Impurezas aceitadoras:

Em lugar de colocar átomo tendo um elétron a mais do que os átomos do cristal, vamos colocar impurezas tendo 1 elétron a menos que os átomos do cristal. Essas impurezas serão então trivalentes podendo ser de índio, alumínio, galio e boro. Como esses átomos são trivalentes, a ligação covalente do cristal ficará incompleta, faltando um elétron. Isso significa que a ligação vai ficar com um buraco ou lacuna. Essas impurezas trivalentes dão origem - aos buracos são chamadas de impurezas aceitadoras, isso sendo que elas podem receber um elétron. Consequentemente, o cristal assim tratado será do tipo P, pois a falta do elétron proporcionará uma carga positiva as ligações covalentes.

É fácil de ver assim que a condutibilidade de um cristal tipo P se rá feita através de lacunas ou buracos e um semi condutor tipo N- através dos elétrons. Consequentemente, podemos dizer que:

Semi condutor tipo N (Impurezas doadoras P,As)	Portadores majoritários - elétrons Portadores minoritários - buracos
Semi condutor tipo P (Impurezas doadoras(B,al))	Portadores majoritários - buracos Portadores minoritários - elétrons.

III) Resistividade de um semi condutor:

Sabemos que elétrons e buracos se deslocam sob a ação de um campo elétrico e que a corrente será a soma das correntes, - devido ao movimento das cargas negativas e positivas. Desta maneira a resistividade do cristal dependerá deste número de buracos e elétrons; A resistividade será dada por:

$$\rho = \frac{1}{q (\mu_n \cdot n + \mu_p \cdot p)}$$

com q = carga do elétron = $1,6 \cdot 10^{-19}$ Coulomb.

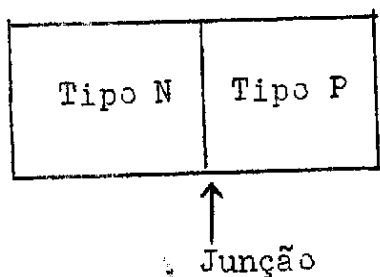
μ_n e μ_p = mobilidade dos elétrons e buracos

n e p = número de elétrons e buracos por unidade de volume do semi condutor.

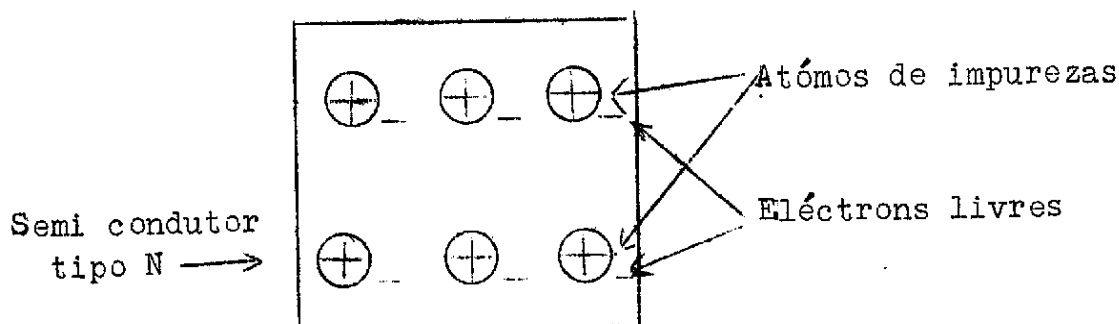
C) Estudo das funções:

Vamos imaginar que por em processo qualquer um cristal de germanio ou silício de tipo P foi feita uma dopagem diferente - em duas regiões do mesmo. Sabemos que as partículas estão em movimento sendo causado pelo efeito termico. Como o cristal foi tratado diferentemente nas suas duas regiões, teremos uma com elevada concentração de elétrons e outra com elevada concentração de buracos. Como há movimento desordenado das partículas é lógico que um certo número de buracos atravessarão o cristal para se recombinar com elétrons e vice versa. Esse fenômeno é chamado de difusão, de elétrons ou buracos de uma região de alta concentração para região de baixa concentração.

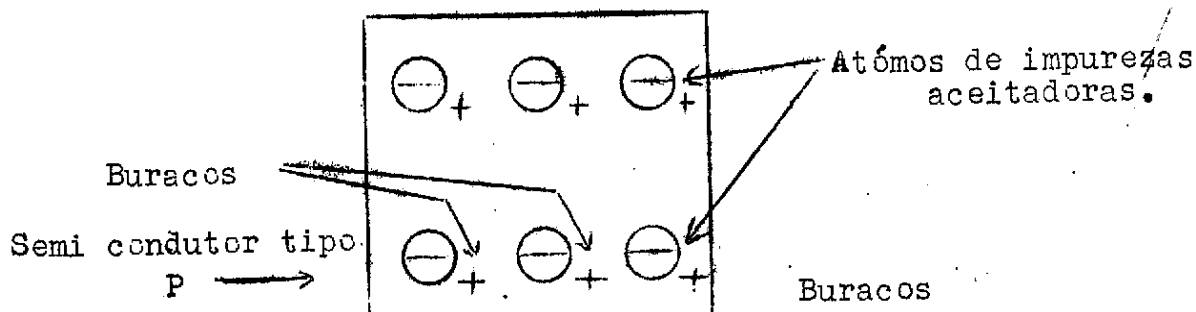
Vamos agora considerar um cristal apresentando uma parte onde foi acrescentado impurezas tipo N e outra onde foi acrescentado impurezas tipo P. Essas duas regiões vão formar uma junção.



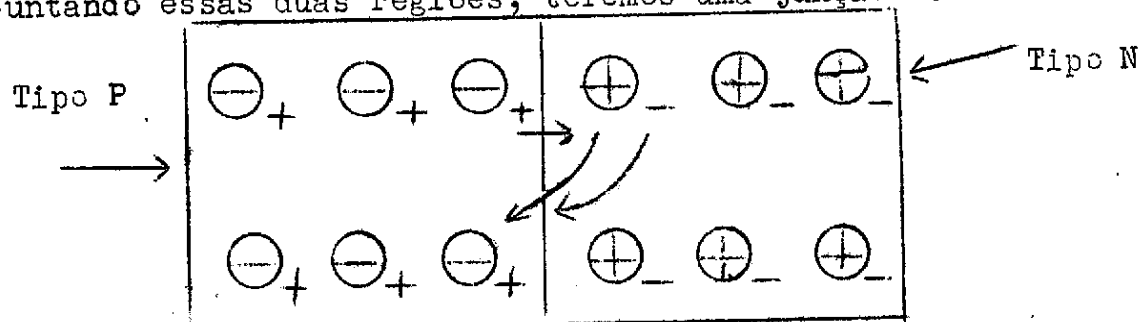
Na região tipo N os átomos de impurezas perdem os seus elétrons, ficando íons positivos, enquanto que os elétrons ficam livres podendo se deslocarem no cristal.



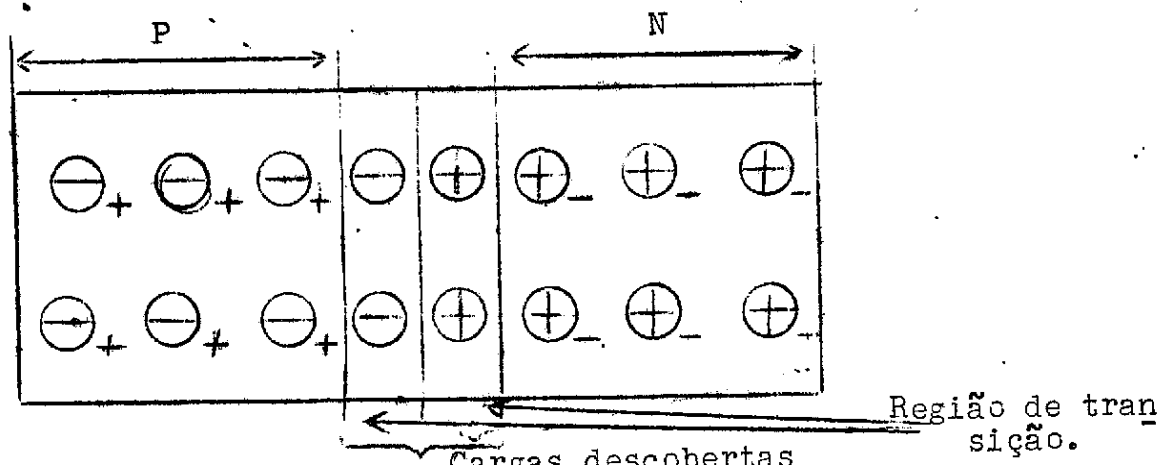
No semi condutor tipo P os átomos de impurezas são acoitadores tendo um elétron a menos. Consequentemente os átomos de impurezas, tornam-se íons negativos e a condução é feita através de buracos.



Juntando essas duas regiões, teremos uma junção P.N.



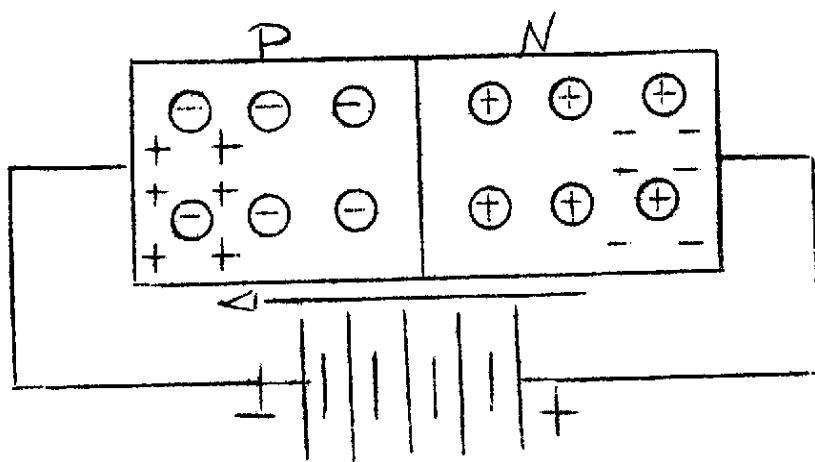
Mas do lado N temos muitos elétrons livres e inversamente ao lado P, muitos buracos. Consequentemente, terá um processo de difusão de uma região para outra e vice versa. Como sabemos que um elétron pode se recombinar com um buraco, os mesmos formarão novamente uma ligação covalente. Imaginando que os elétrons mais próximos à função se recombinam, teremos então a situação representada pela figura abaixo.



É lógico que os elétrons e buracos se recombinando deixam próximo a função, ions positivos e negativos resultantes do arrancamento - do elétrons e buracos. Esses ions assim formados são chamados de cargas descobertas e a região onde se formam essas cargas descobertas, região de transição. Torna-se evidente que essas cargas descobertas começam a repelir a aproximação de novos portadores de carga e assim o processo de difusão não se prossegue indefinidamente. Podemos então concluir que uma junção PN é um sistema físico, no - se processa uma série de fenômenos dinâmicos. Por outro lado essas cargas descobertas vão dar origem a uma barreira de potencial, essa barreira sendo obstáculo ao deslocamento de novos portadores para a junção.

I) Polarização inversa:

Vamos ligar o polo negativo de uma bateria no lado P - do semi condutor e o polo positivo no lado N do cristal.



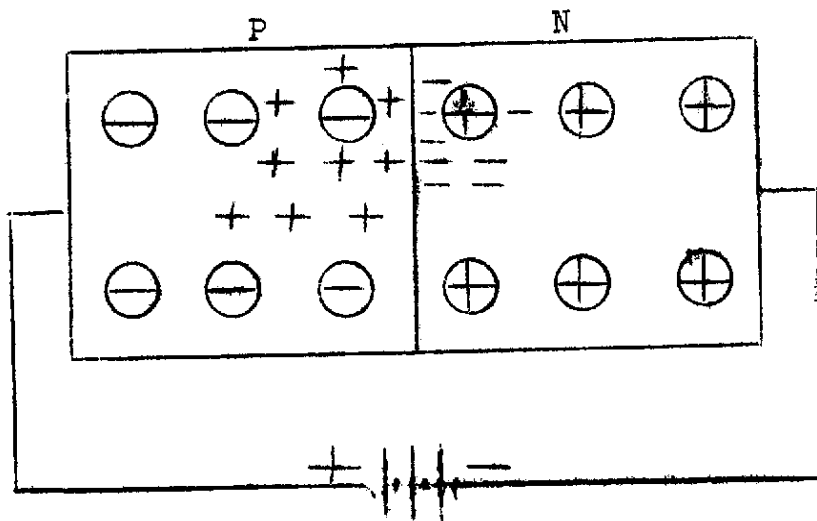
Sabemos que a barreira de potencial tende a impedir o deslocamento de elétrons e buracos para a junção. Os elétrons sendo fracamente ligados a estrutura, se deslocarão para o polo positivo da bateria e os buracos se deslocarão para o lado negativo da bateria.

Consequentemente, elétrons e buracos se afastando haverá um aumento da barreira de potencial, tornando praticamente impossível o deslocamento dos portadores.

Se colocarmos um micro-amperímetro no circuito, constataremos que a corrente é muito pequena; Praticamente nula. A existência dessa ligeira corrente de fuga, é devido aos portadores minoritários - que serão injetados na junção e nos darão uma corrente da ordem de

II) Polarização direta:

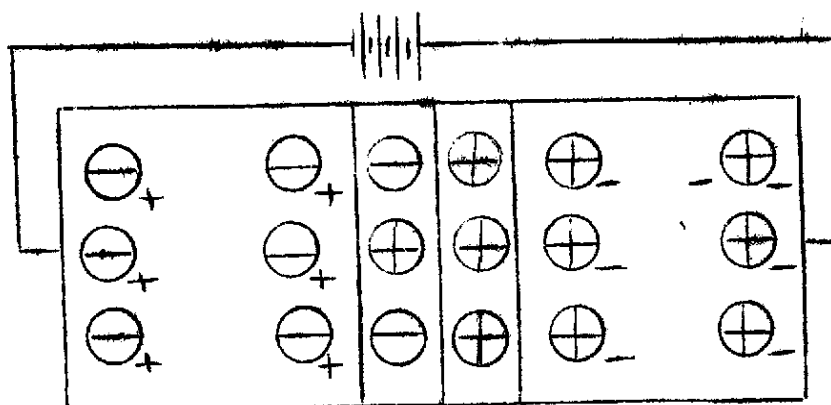
Vamos ligar agora a pilha ao contrário, assim ficará o lado P do cristal com o polo positivo da pilha e o lado N do cristal com o lado negativo da pilha.



Nesse caso se processará o fenômeno inverso, isso sendo que, os elétrons serão atraídos pelo polo positivo e os buracos pelo polo negativo. Como a tensão da bateria é superior a barreira de potencial - haverá injeção dos portadores na junção e se estabelecerá uma corrente elétrica chamada de corrente direta.

III) Capacitância de uma junção:

Vamos supor uma junção PN polarizada inversamente, na qual representaremos as cargas descobertas.



Esseura da região de transição.

Sabemos que em um capacitor, a tensão, carga e capacidade estão relacionadas entre si da maneira:

$$Q = C.V$$

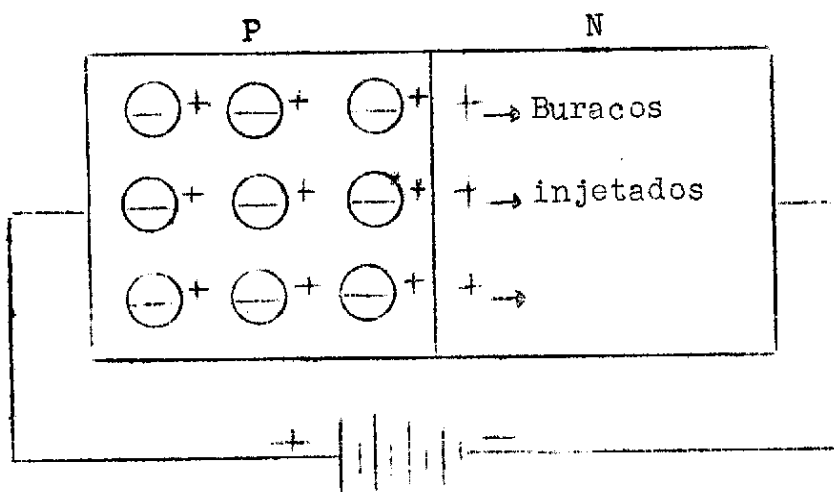
Quando a tensão inversa aplicada a junção aumentando, mais cargas - descobertas vão se formando, pois a largura da barreira de potencial aumenta. Este efeito apresentado pela função é então semelhante a um capacitor. A junção apresentará então uma capacitância que chamaremos, capacitância de transição.

Chamando a L , a espessura da região de transição, A , a área da função e E a permissividade do material semi condutor, teremos a capacitância de transição C_T dada por:

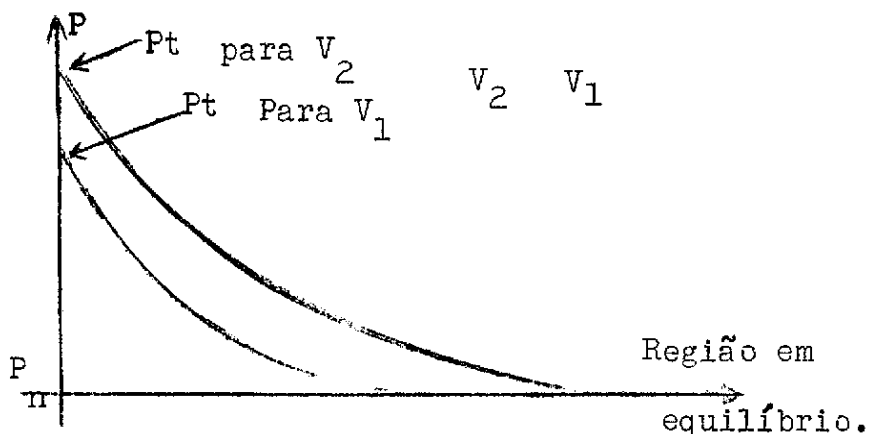
$$C_T = \frac{A \cdot E}{L}$$

É importante verificar que a capacitância varia com a espessura da região de transição, a mesma sendo função da tensão inversa aplicada. Geralmente, essa capacitância é incluída entre 5 e 100pf.

Agora se polarizarmos a junção diretamente, teremos um outro tipo de capacitância que tem efeito muito mais importantes do que a capacitância de transição. De fato, vimos que numa junção polarizada diretamente, vê seu efeito diminuto, pois sua espessura é pequena e - há injeção de buracos do lado P para o lado N e injeção de elétrons do lado N para o lado P. Considerando por exemplo, apenas a injeção dos buracos do lado P para o lado N, teremos a figura abaixo :



Na verdade convém notar que a injeção bilateral. Os buracos sendo -
injetados no lado N onde existe abundância de elétrons, haverá re-
combinação desses buracos com os elétrons. O número de buracos vai-
então diminuir até atingir o valor P_n que é a concentração de porta-
dores positivos longe da junção P_t sendo a concentração de buracos-
injetados no lado N. Poderemos então representar a curva dos porta-
dores para várias tensões:



Como estamos vendo, uma variação na tensão direta, provocará uma va-
riação no número de portadores injetados, o que para todos os efei-
tos representa a variação de carga total existindo no material N.
Esse fenômeno pode ser atribuído à existência de uma capacitancia -
chamada capacidade da ordem de difusão, sendo essa capacidade da or-
dem de várias centenas de picofarads.

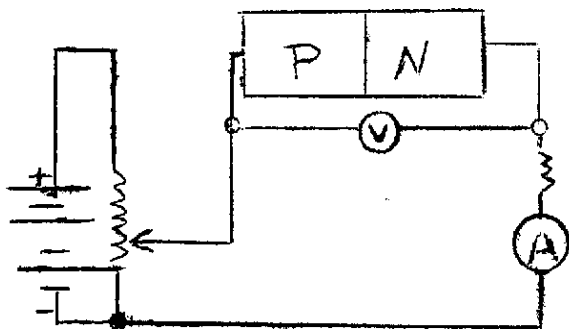
D) Diodos:

I) Diodo de junção:

Um diodo de junção é formado pela junção de dois materi-
ais semi condutores, um de tipo P, outro de tipo N. Já sabemos que-
na polarização direta o diodo oferece uma resistência baixa e que
em polarização inversa oferece resistência muito elevada 'passagem-
da corrente.

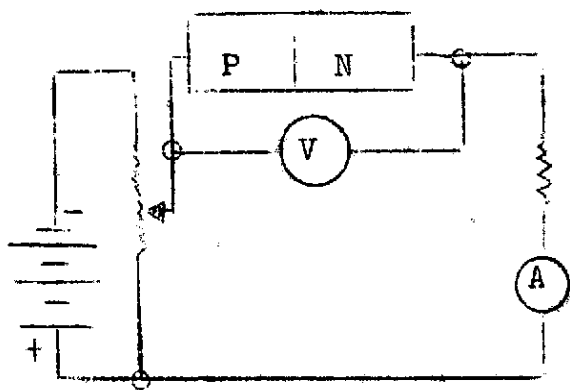
1º) Curva característica:

Se aplicarmos ao diodo uma tensão variavel e que este -
diodo esteja polarizado diretamente, podemos levantar experimental-
mente a curva traduzindo a função, $i = f(v)$.



Vamos verificar que a corrente vai começar a crescer a partir de um certo valor da tensão. (aproximadamente 0,4 volt par diodos de germanio, 0,8v para o silicio). Esse fenômeno é devido às cargas descobertas da barreira de potencial. Aumentando mais a corrente cresce de início muito lentamente e a seguir muito rapidamente atingindo valores elevados para uma D.D.P relativamente pequena. Nessa parte da curva a relação entre tensão e corrente, torna-se praticamente linear, obedecendo a lei de ohm.

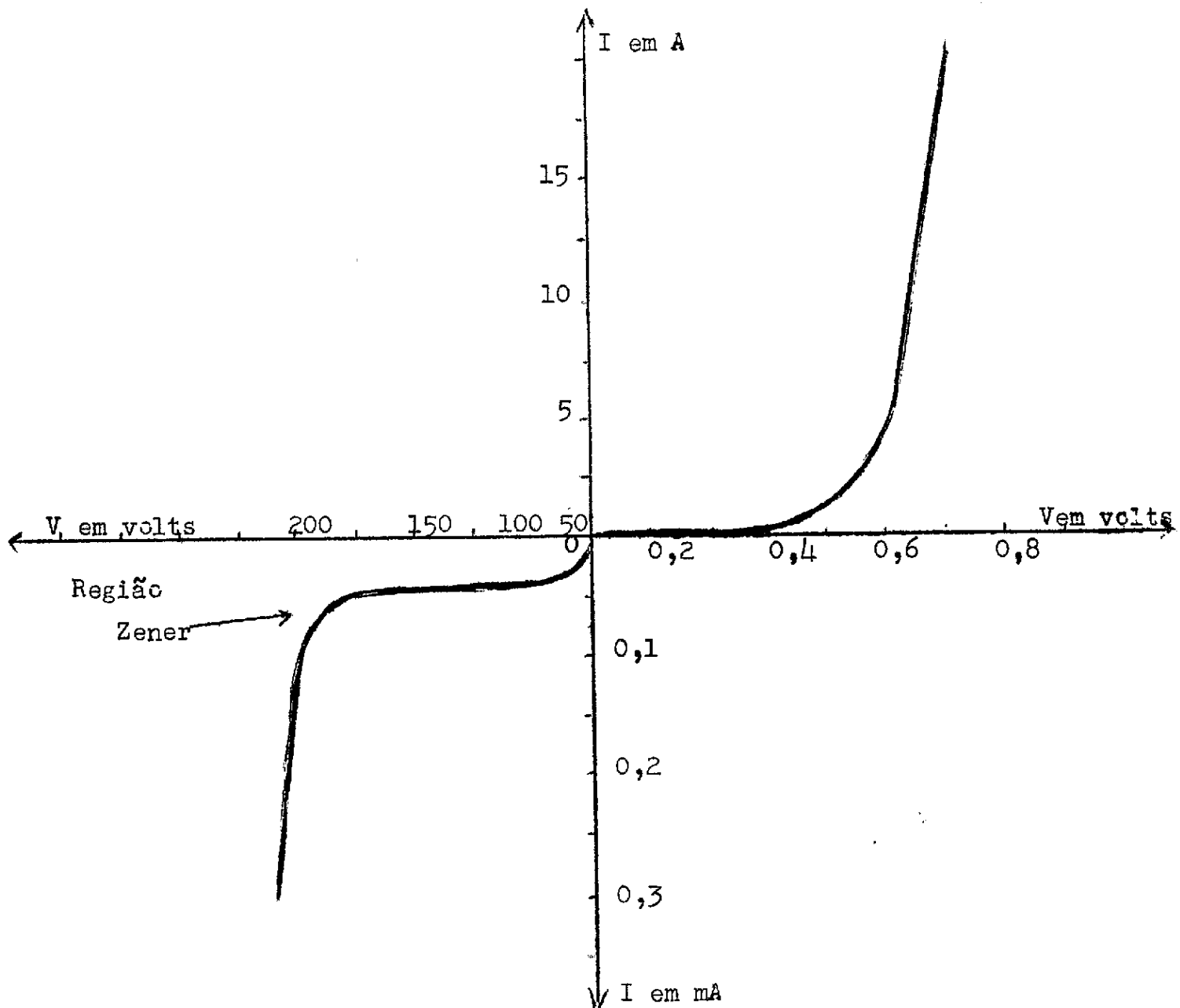
Aplicando agora uma tensão inversa ao diodo, ele ficará consequentemente polarizado inversamente.



Notaremos que existe também uma corrente circulando no circuito, embora infinitamente menor de que no sentido direto. Aumentando muito mais a tensão inversa vamos chegar em certo valor dessa tensão em que a corrente começa a aumentar bruscamente. Essa região em que a corrente inversa aumenta drasticamente se chama de região Zener. Nesse ponto para um pequeno aumento da tensão inversa, teremos grande aumento da corrente e

se o diodo não for construído para esta utilização, ele poderá ser danificado. Juntando as duas partes, obteremos a característica de um diodo de junção.

Observando essa curva poderemos notar a diferença que vai existir entre um diodo retificador que nunca deverá atingir a região de ruptura ou região Zener e um diodo Zener construído para trabalhar nesta fonte inversa da característica.

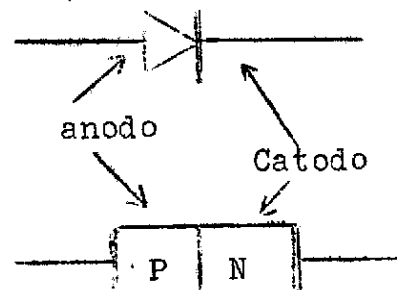


II) Diodo retificador:

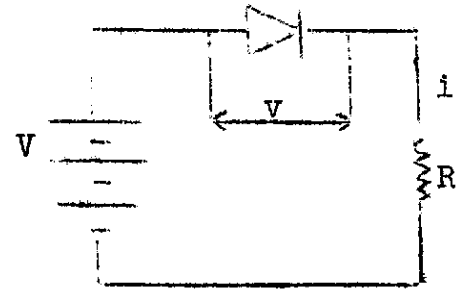
1a) Funcionamento em corrente contínua:

Como já sabemos num diodo semicondutor, a parte P do cristal representa o anodo e a parte N o catodo. Considerando seu funcionamento com uma tensão contínua, teremos duas condições:

- Polarização direta e inversa.

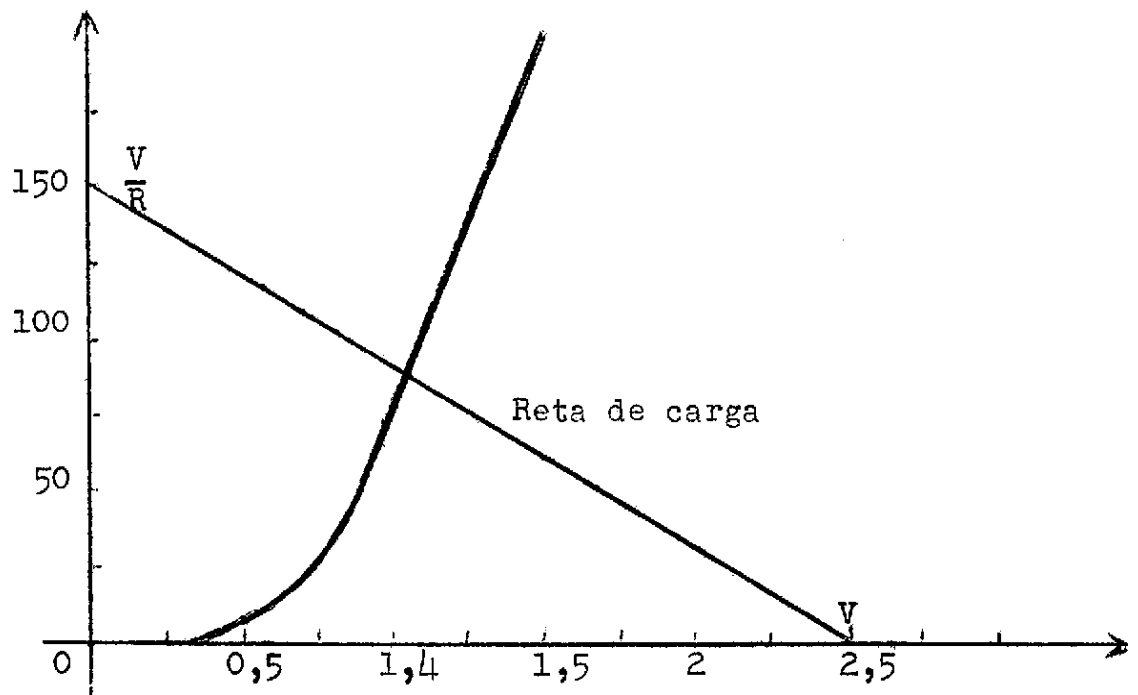


Na polarização direta podemos escrever a equação da malha do circuito sendo:



$$V = v + R \cdot i \Rightarrow v = V - R \cdot i$$

Colocando o diodo nos seus dois pontos extremos de funcionamento podemos traçar uma reta de carga.



A interseção da reta de carga com a característica nos dará o ponto de funcionamento e a tangente a curva neste ponto, será a resistência dinâmica do diodo no ponto de operação.

Na polarização só circulará a corrente de fuga do diodo e devemos sempre escolher um diodo cuja tensão Zener seja superior à tensão inversa de pico, de maneira que não haja possibilidade de ruptura da junção por efeito Zener.

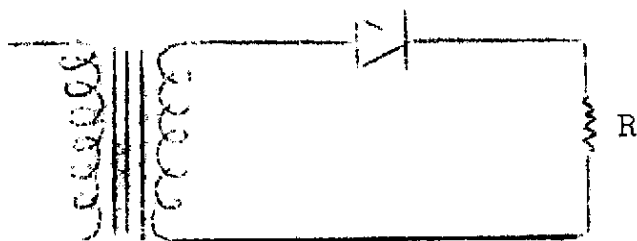
2º) Funcionamento em corrente alternada:

Se aplicarmos ao circuito uma tensão alternada em lugar de uma tensão contínua, haverá uma retificação do sinal alternado, como foi visto no capítulo, "fontes de alimentação".

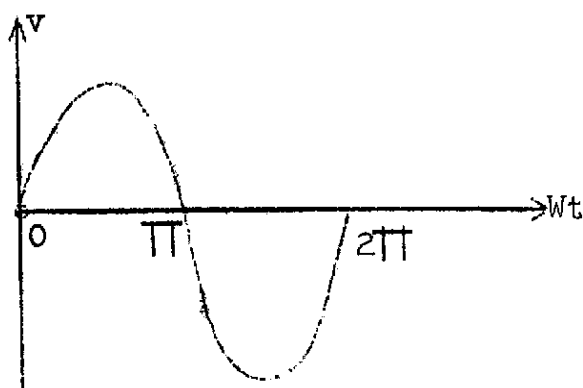
A tensão instantânea será de forma

$v = V_M \text{ Sen } \omega t$ e seu valor eficaz:

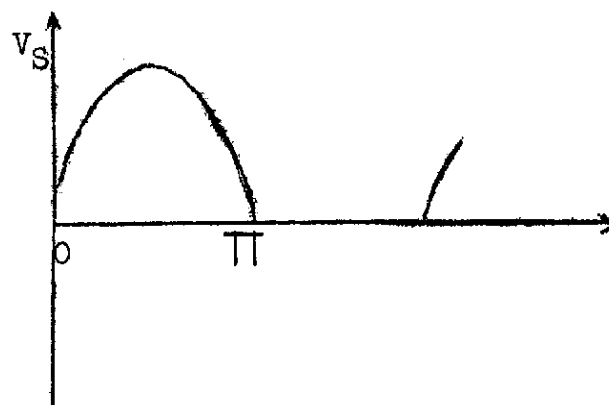
$$V = \frac{V_M}{\sqrt{2}}$$



No meio ciclo positivo, de 0 a π o diodo é polarizado diretamente e consequentemente deixará passar a meia alternancia. No meio ciclo negativo de π a 2π , sua polarização será inversa e o diodo oferecerá uma resistência muito alta a passagem da corrente.



Tensão na entrada



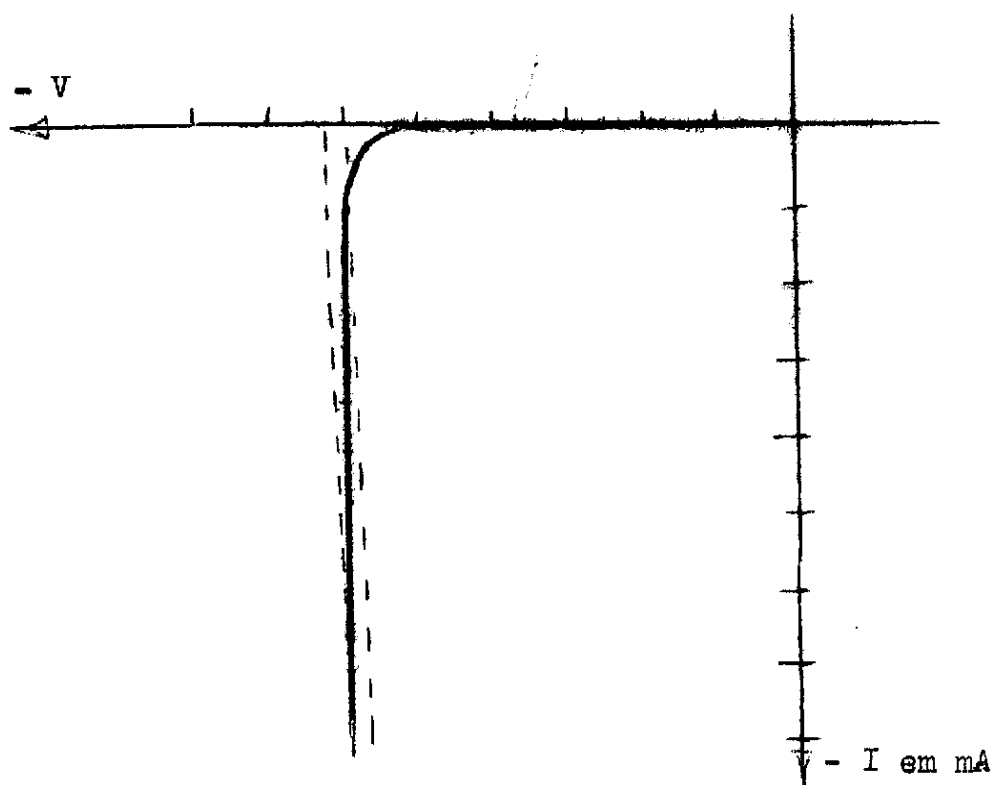
Tensão retificada

Na retificação com o diodo semi condutor, não se deverá esquecer a tensão inversa aplicada dele que deverá ser sempre inferior a sua tensão Zener, para que não haja perigo de destruição do diodo. Outros parâmetros a levar em consideração são a temperatura que uma junção é capaz de suportar e a potencia nela dissipada, a qual deverá ser inferior ao limite fornecido pelo construtor.

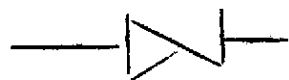
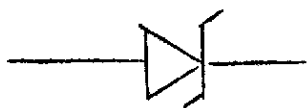
III) Diodo Zener:

Sabemos que ao contrário do diodo retificador o diodo Zener funciona na parte inversa da característica chamada "Zona Zener". Num diodo quando polarizado inversamente, circula ligeira corrente de fuga

Se aplicarmos uma tensão inversa elevada, consequentemente o campo elétrico na junção também será elevado. Esse campo poderá ser suficiente para acelerar os elétrons livres fazendo com que eles adquiram bastante energia para provocar por choque o rompimento de ligações covalentes. Por exemplo se um elétron livre sofre a aceleração do campo elétrico, quebra uma ligação; em lugar de um, existem três portadores de carga: um buraco e dois elétrons. Esses dois elétrons podem ser acelerados e provocar novamente a quebra de mais duas ligações covalentes, fornecendo sete portadores. Assim por diante em pouco tempo há multiplicação dos portadores de carga. A corrente aumenta, sendo limitado somente pela resistência externa do circuito e a tensão nos terminais do diodo se mantém praticamente constante. Este fenômeno é chamado ruptura da junção por avalanche.



O diodo Zener poderá ser simbolizado das maneiras seguintes e a tensão Zener variará dependendo o tipo e a construção do diodo, a tensão Zener podendo oferecer uma tolerância de 10%, 5%, 1% ou menos, dependendo da fabricação do diodo.

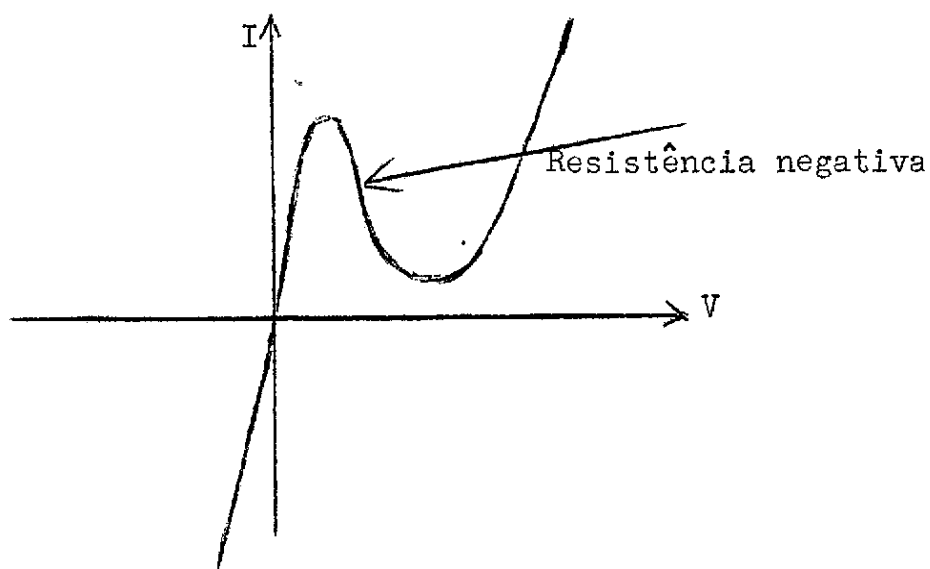


IV) Diodo Varicap ou Varactor:

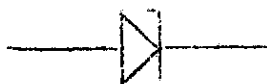
Vimos que uma junção quando polarizada inversamente, apresenta uma capacitância de transição, esta se originando, devido ao espaço entre os portadores de carga repelidos pelo campo elétrico. Como sabemos que a capacitância de um condensador é inversamente proporcional a espessura do dielétrico, isso sendo a largura da região de transição. Consequentemente a capacitância apresentada pelo diodo será inversamente proporcional a tensão aplicada nos seus terminais. Geralmente, a capacitância desses diodos varia de alguns picofarads até mais de 1000 pF. Deverá se tomar cuidado portanto, nunca alcançar a tensão inversa de ruptura.

V) Diodo Túnel:

O diodo túnel é um diodo cuja percentagem de impurezas, é muito maior do que no diodo comum. Devido a esta percentagem, ele apresentará numa certa região da característica, uma resistência negativa seja, uma inclinação contrária da característica.



Dependendo então do ponto de operação na característica, o diodo túnel poderá desempenhar funções de amplificador paramétrico, oscilador, conversor. Ele funcionará na sua característica direta e as limitações de utilização serão; corrente na condução, tensão inversa de pico e dissipação. A simbolização é representada na figura abaixo.



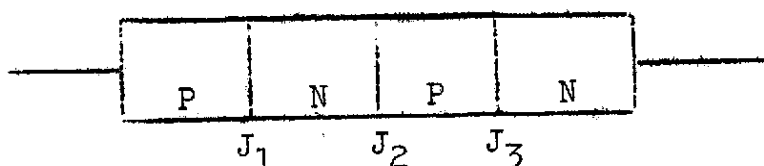
Símbolização do diodo Túnel.

VI) Diodo de Ponta:

Sabemos que um diodo de junção apresenta elevadas capacidades. Muitas vezes essas capacidades limitam a utilização nas frequências altas. Para remediar a este problema, poderemos utilizar o diodo de contato de ponta, cuja capacitância é muito menor devido ao tamanho físico do eletrodos cuja superfície em contato é exclusivamente limitada a seção do fio de platina ou ouro, fazendo contato no semi condutor. Em compensação sua capacidade em corrente é menor bem como sua tensão inversa de ruptura. A simbolização utilizada será a mesma do diodo semi condutor de junção.

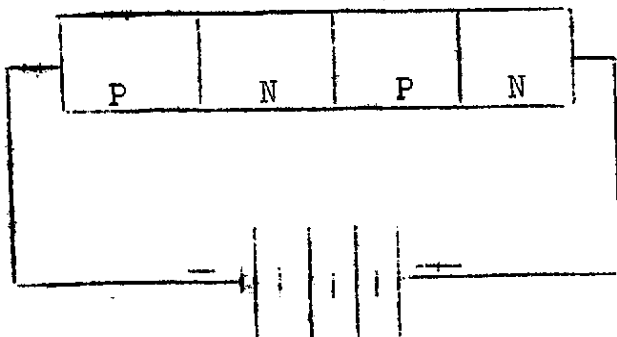
VII) Diodo controlado de silício: (SCR):

Composto de quatro camadas de silício, sendo duas tipo-N e duas tipo P, colocadas alternadamente.



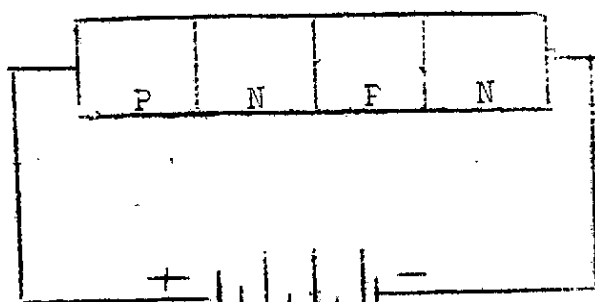
Obteremos assim tres junções, J_1 , J_2 , J_3 .

Se polarizarmos o diodo inversamente as junções J_1 e J_3 são polarizadas inversamente, enquanto a junção J_2 é polarizada diretamente. (J_2).



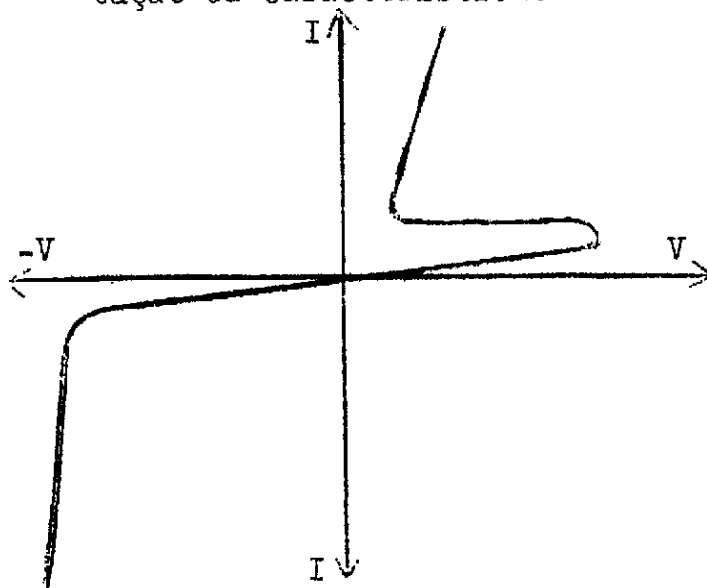
O diodo apresentará então, uma característica inversa de duas junções-polarizadas em sentido inverso colocadas em série. Uma corrente de fuga circulará até que haja ruptura das junções.

Se ligarmos agora o SCR em sentido direto, teremos duas junções po-



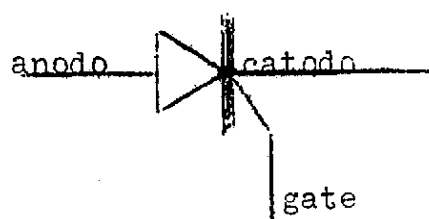
larizadas diretamente J_1 e J_3 e uma indiretamente J_2 . Circulará então uma corrente de fuga em J_2 até que o valor da tensão aplicada faça entrar em ruptura a junção J_2 .

Uma vez alcançada a ruptura de J_2 , poderemos diminuir a tensão que a corrente ainda estará elevada. Na figura abaixo temos a representação da característica.



Tendo em vista maior flexibilidade de utilização e controle mais preciso, a segunda camada será provida de um contato externo, chamado, gatilho ou gate. Assim a um certo-momento poderemos polarizar a junção e fazer com que o SCR entre em condução sem contudo, precisar de-chegar a tensão de ruptura J_2 .

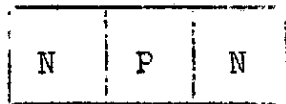
O SCR será então um dispositivo de tres terminais podendo ser utilizado como retificador controlado, cujo ponto de condução será determinada pela tensão aplicada no Gate. Suas limitações serão tensão -



máximas inversas e diretas bem como a dissipação máxima.

E) Transistor bipolar

O transistor bipolar é formado pela justaposição de materiais semi condutor, tipo N e P, obtendo-se assim duas funções. Dependendo da maneira como é feita a justaposição obteremos um transistor bipolar tipo NPN ou PNP.

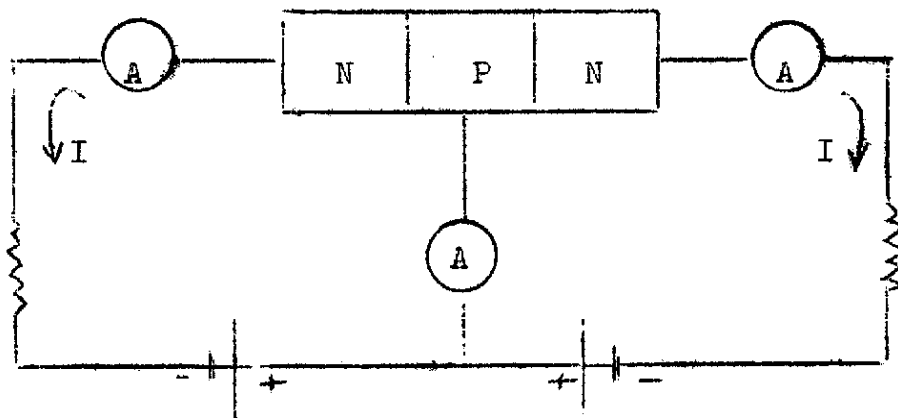


Tipo NPN



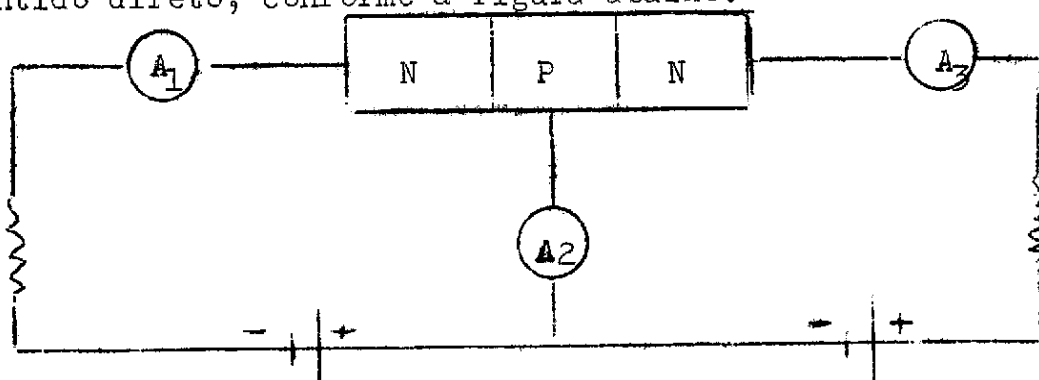
Tipo PNP

Se polarizarmos as duas funções no sentido direto, vamos observar - que nas duas funções circula uma corrente relativamente intensa devido à baixa resistência apresentada pelas funções em sentido direto.



Como estamos vendo esta configuração não traz vantagens evidentes - pois uma variação de corrente numa das funções tem pouca influência na outra.

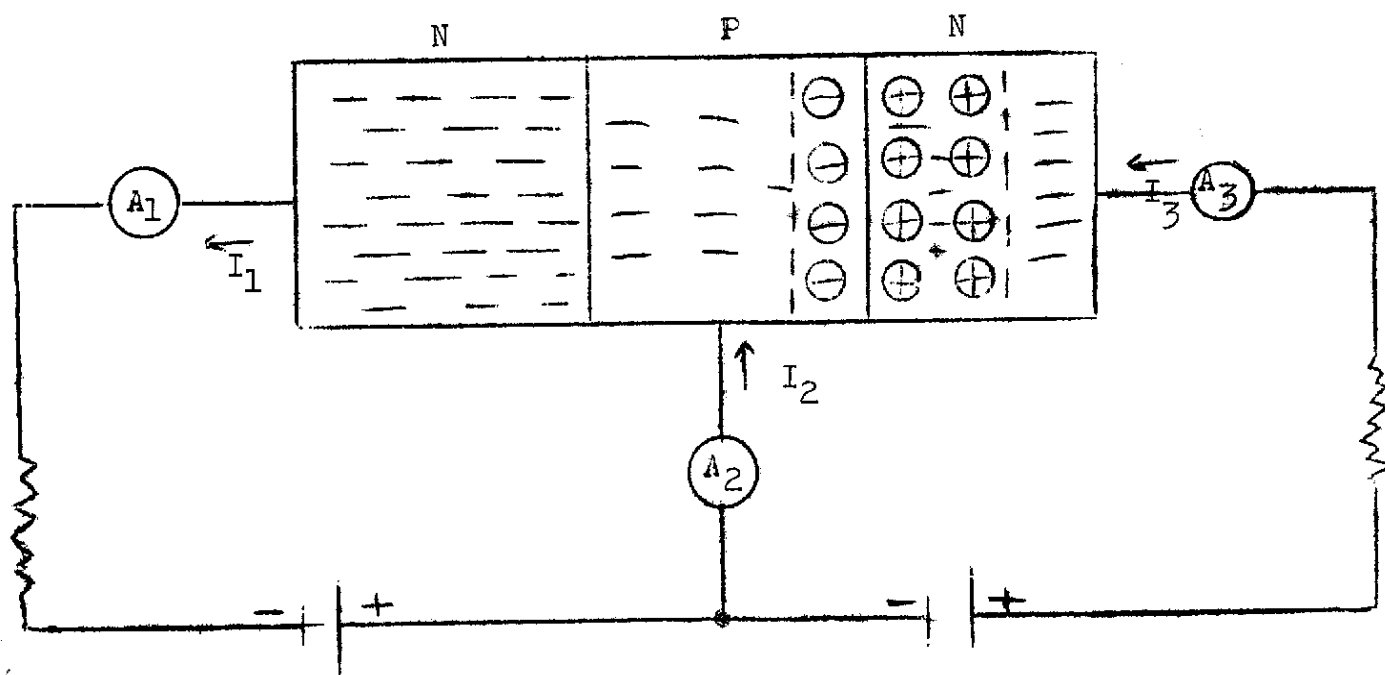
Vamos agora polarizar uma junção no sentido inverso e a outra no sentido direto, conforme a figura abaixo.



Num primeiro tempo vamos polarizar a função de direita inversamente. Esta função sendo polarizada inversamente, vamos registrar no miliamperímetro A_3 somente uma corrente de fuga, por exemplo $10 \mu A$. Vamos agora polarizar a função de esquerda no sentido direito. Com surpresa verificaremos que a corrente no terminal de direita que era somente a corrente de fuga, aumenta bruscamente apesar dessa função ser polarizada inversamente.

Apesar disso, no terminal ligado à região P, circula uma corrente-baixa (por exemplo, $0,02 \text{ mA}$). Consequentemente, no terminal de esquerda passará a circular uma corrente igual a soma das duas correntes anteriores, sendo $I_1 = I_2 + I_3 = 0,02 + 0,98 = 1 \text{ mA}$.

Se olharmos dentro da junção vamos observar que os elétrons muito abundantes na região N da esquerda, são injetados na direção da junção pelo campo elétrico.



Os elétrons da região N, atravessam a junção de esquerda e penetram na região P, onde existe um número elevado de buracos, havendo um processo de recombinação. Se a largura desta região P for bastante reduzida, muitos elétrons injetados sob a ação do campo elétrico conseguirão atingir a região N da direita. Vamos supor por exemplo que um elétron atinge o ponto A na junção da direita. Este elétron será atraído pelas cargas descobertas localizadas na região N, percorrerá esta região e finalmente será captado pelo terminal positivo da bateria. Torna-se evidente que a medida que os elétrons são injetados da região N da esquerda para a região P, elétrons vão também sendo injetados pelo terminal da bateria.

I) Ganho do transistor bipolar:

Considerando o terminal de esquerda como sendo a entrada e o de direita como saída podemos expressar o ganho de corrente como sendo:

$$G_i(DC) = \frac{\text{corrente de saída}}{\text{corrente de entrada}} = \frac{I_3}{I_1}$$

No caso citado:

$$G_i(DC) = \frac{0,98}{1} = 0,98$$

Devemos notar que o q. foi exposto é o ganho DC, pois envolve variáveis contínuas. Geralmente o que interessará será o ganho AC, sendo a variação de corrente em torno de um ponto de operação, seja:

$$G_i(AC) = \frac{\Delta I_3}{\Delta I_1}$$

Considerando somente o transistor (desprezando o circuito externo) tendo uma resistência de entrada de 25Ω e uma resistência de saída de $5K\Omega$ (polarização inversa), teremos para o exemplo citado:

$$* \text{ Tensão de entrada: } I_1 \cdot R_e = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 25 = 0,025V$$

$$* \text{ Tensão de saída: } I_3 \cdot R_s = 0,98 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = 4,9V$$

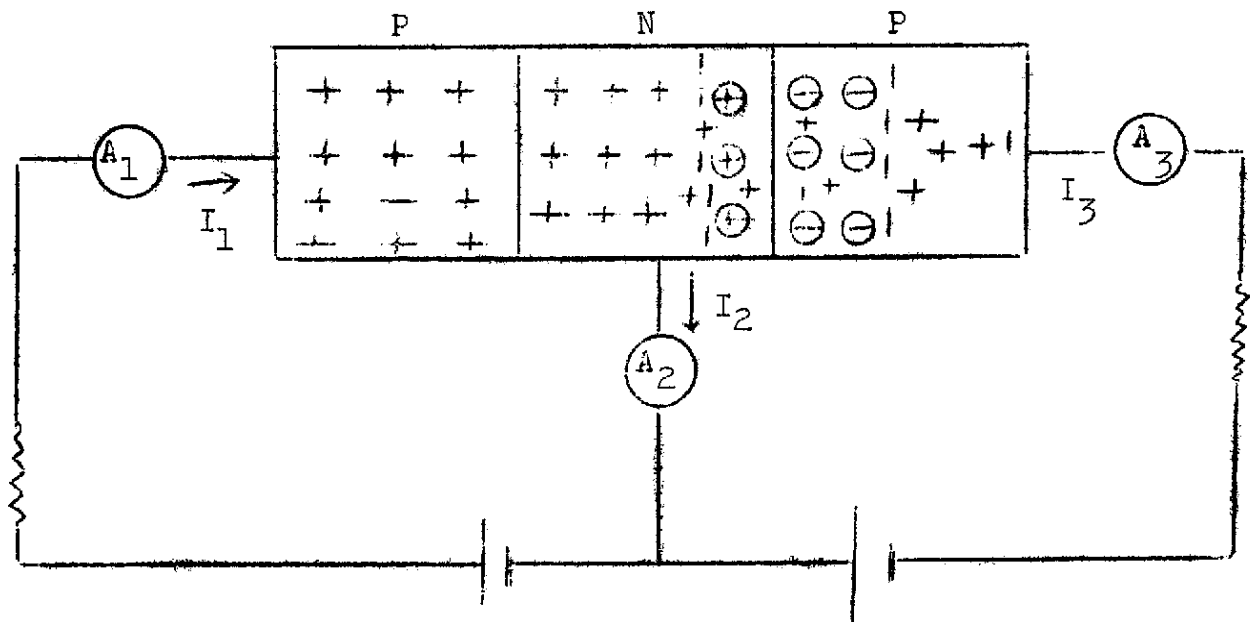
$$* \text{ Ganho de tensão: } G_v = \frac{V_s}{V_e} = \frac{4,9}{0,025} = 196$$

$$* \text{ Ganho de potência: } G_p = \frac{P_s}{P_e} = \frac{I_3^2 R_s}{I_1^2 R_e} =$$

$$\frac{0,98^2 \cdot 5 \cdot 10^3}{1^2 \cdot 25} = 192$$

Desta maneira estamos vendo que o transistor tem uma característica semelhante à válvula de vácuo, esta característica sendo o poder - de amplificação.

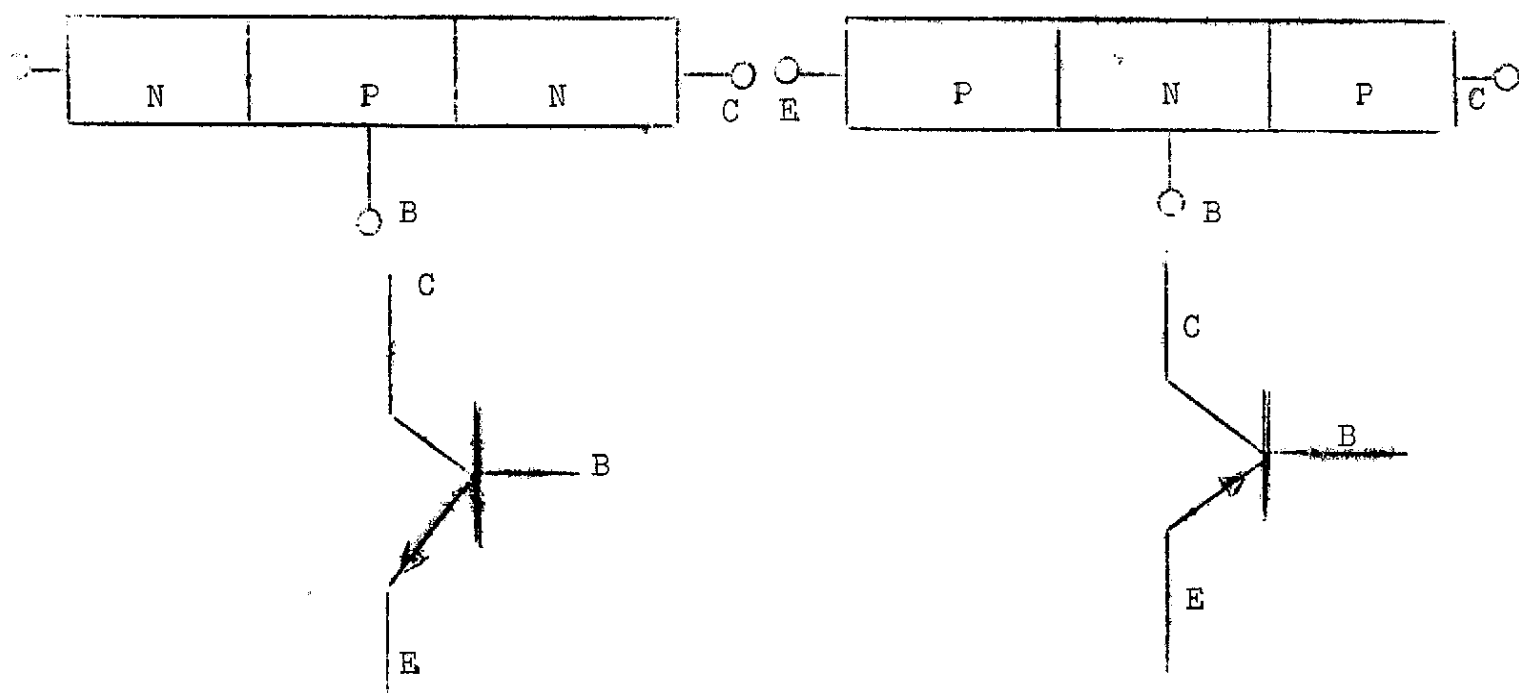
Do mesmo jeito seria o funcionamento do transistor PNP, mas em lugar dos elétrons serem os portadores responsáveis pelo fluxo da corrente, são os buracos.



A única diferença será a ligação das pilhas de maneira que a junção de esquerda esteja polarizada diretamente e a função da direita po- larizada inversamente.

II) Convenções utilizadas no transistor bipolar:

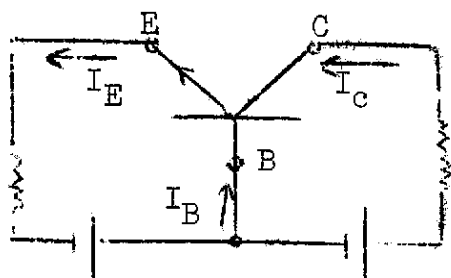
Num transistor os terminais recebem os nomes de emissor, base e coletor. Na figura abaixo teremos a representação simbólica e denominação dos terminais sendo:



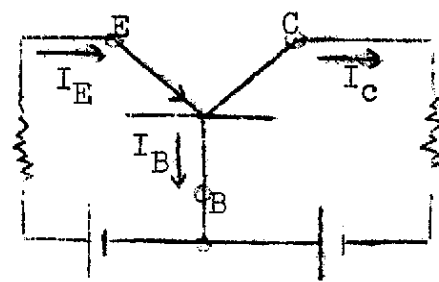
Transistor NPN

Transistor PNP

1ª) Sentido das correntes no transistor:



Tipo NPN



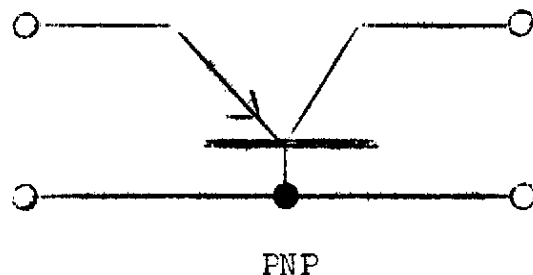
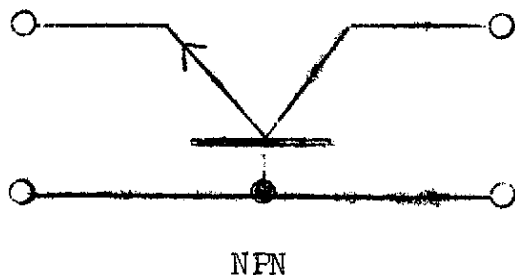
Tipo PNP

O terminal da esquerda é chamado emissor, pois é aquele que emite os portadores de carga em direção a base; Esses portadores sendo recolhidos ou coletados pelo coletor.

III) Ligações do transistor bipolar:

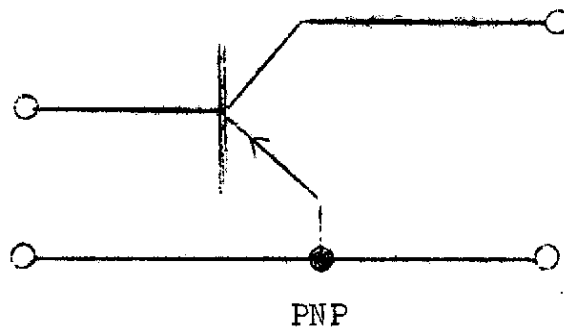
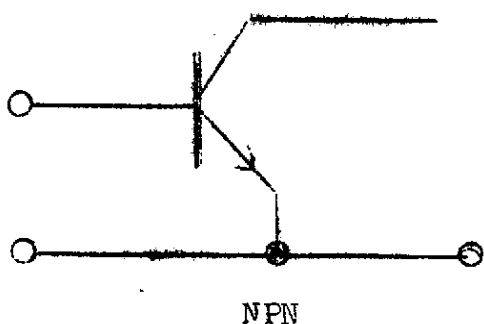
Existem tres maneiras possiveis de ligar um transistor bipolar, sendo:

1º) Base comum:



Na base comum a entrada é feita entre base e emissor e a saída entre base e colector. Esta configuração pode ser relacionada a montagem grade comum da válvula de vácuo.

2º) Emissor comum:



Nesta configuração de emissor comum é feita entre base e emissor e a saída entre emissor e colector. Podemos assimilar esta configuração ao catodo comum da válvula de vácuo.

Do circuito equivalente intuitivo, podemos escrever as equações das malhas de entrada e saída :

* Escrevendo v_e em função de i_e e i_c :

$$(1) \quad v_e = i_e \cdot r_{eb} + \cancel{\mu} v_e$$

$$(2) \quad v_c = (i_c + \alpha i_e) r_{cb}$$

$$(3) \quad v_e = i_e \cdot r_{eb} + \cancel{\mu} (i_c + \alpha i_e) r_{cb}$$

$$(4) \quad \Rightarrow \quad v_e = i_e r_{eb} + \cancel{\mu} \cdot r_{cb} \cdot i_c + \cancel{\mu} \cdot \alpha \cdot i_e \cdot r_{cb}$$

$$(5) \quad \Rightarrow \quad v_e = i_c (r_{eb} + \cancel{\mu} \cdot \alpha \cdot r_{cb}) + \cancel{\mu} \cdot r_{cb} \cdot i_c$$

No circuito equivalente T:

$$(6) \quad v_e = i_e \cdot r_e + r_b' (i_e + i_c) \quad \text{ou}$$

$$(7) \quad v_e = i_e (r_e + r_b') + i_c \cdot r_b'$$

Comparando as equações 5 e 7 temos:

$$(8) \quad r_b' = \cancel{\mu} \cdot r_{cb}$$

$$(9) \quad r_e + r_b' = r_{eb} + \cancel{\mu} \cdot \alpha \cdot r_{cb}$$

Substituindo r_b' da equação 9 pela 8 podemos escrever.

$$(10) \quad r_e = r_{eb} + \cancel{\mu} \cdot \alpha \cdot r_{cb} - \cancel{\mu} \cdot r_{cb}$$

$$(11) \quad r_e = r_{eb} + \mu \cdot r_{cb} (\alpha - 1)$$

Como $\alpha < 1$, inverteremos a equação assim:

$$(12) \quad r_e = r_{eb} - \mu r_{cb} (1 - \alpha)$$

* Escrevendo v_c em função de i_e e i_c :

No circuito intuitivo:

$$(13) \quad v_c = r_{cb} (i_e + \alpha \cdot i_e)$$

$$(14) \quad v_c = r_{cb} \cdot i_c + \alpha \cdot i_e \cdot r_{cb}$$

No circuito em T

$$(15) \quad v_c = (i_e + \alpha' i_e) r_c + (i_e + i_c) r_b$$

$$(16) \quad v_c = i_e (r_b' + \alpha' \cdot r_c) + i_c (r_c + r_b')$$

Comparando as equações 14 e 16, teremos:

$$(17) \quad r_{cb} = r_c + r_b'$$

$$\text{Como } r_b' = \mu \cdot r_{cb}$$

$$(18) \quad r_{cb} = r_c + \mu r_{cb} \Rightarrow r_c = r_{cb} - \mu r_{cb}$$

$$(19) \quad r_c = (1 - \mu) r_{cb} \text{ e } r_b' + \alpha' r_{cb} = \alpha \cdot r_{cb}$$

tirando o valor de α' :

$$\alpha' r_c = \alpha \cdot r_{cb} - r_b'$$

$$\Rightarrow \alpha' = \frac{\alpha r_{cb} - r_b'}{r_c}$$

$$\text{como } r_b' = \mu \cdot r_{cb}$$

$$\Rightarrow \alpha' = \frac{\alpha \cdot r_{cb} - \mu \cdot r_{cb}}{r_c}$$

$$\Rightarrow \alpha' = \frac{r_{cb} (\alpha - \mu)}{r_c}$$

$$\text{como } r_c = (1 - \mu) r_{cb}$$

$$\alpha' = \frac{r_{cb} (\alpha - \mu)}{r_{cb} (1 - \mu)}$$

$$\boxed{\alpha' = \frac{\alpha - \mu}{1 - \mu}}$$

Uma vez conhecidos os parâmetros r_{eb} , r_{cb} , α e μ ; torna-se possível calcular os parâmetros do circuito equivalente em T.

Recapitulando:

$$* r_e = r_{eb} - \mu \cdot r_{cb} (1 - \alpha)$$

$$* r_b' = \mu \cdot r_{cb}$$

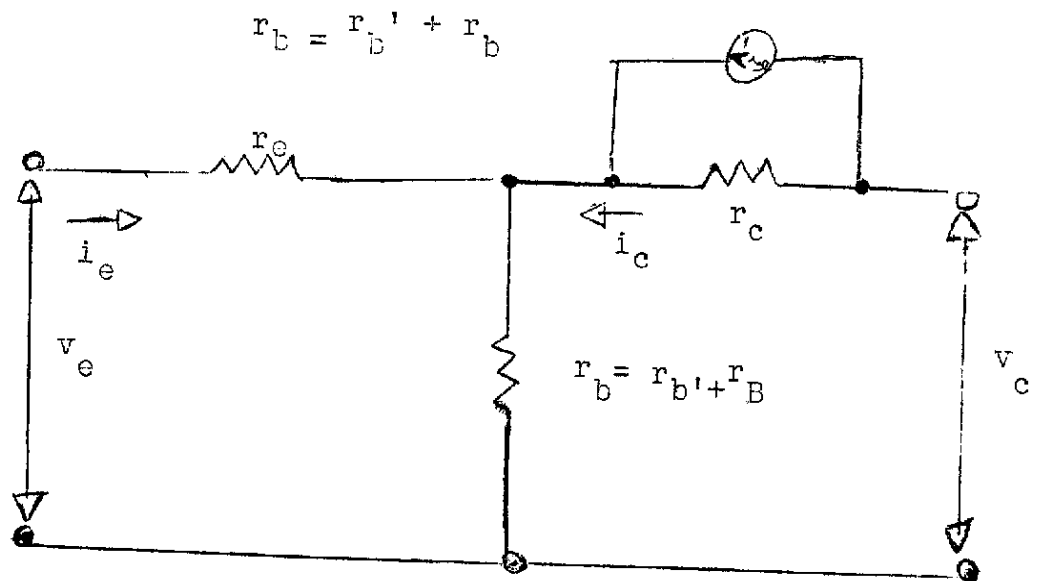
$$* r_c = (1 - \mu) r_{cb}$$

$$* \alpha' = \frac{\alpha - \mu}{1 - \mu}$$

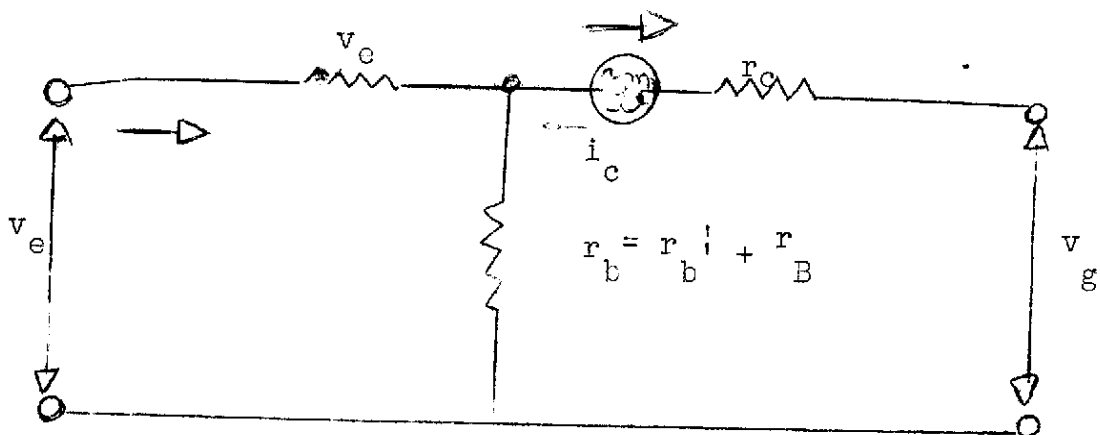
Em conclusão podemos observar que no circuito equivalente intuitivo a interação, entre saída e entrada é representada pelo gerador μ ; v_c enquanto no circuito equivalente T, esta interação é representada por r_b' . Como μ é um número muito pequeno da ordem de 10^{-4} teremos:

$$\alpha' \approx \alpha, \quad r_c \approx r_{cb}, \quad r_b' \neq r_{cb}, \quad \text{e } r_e \neq r_{eb}.$$

Para obter o circuito equivalente em T do transistor falta acrescentar em serie com r_b' , uma resistencia r_b correspondente à resistencia ohmica intrínseca do cristal. Esta resistencia sendo de um valor, apreciavel não poderá ser omitida, e teremos assim a resistencia da base:



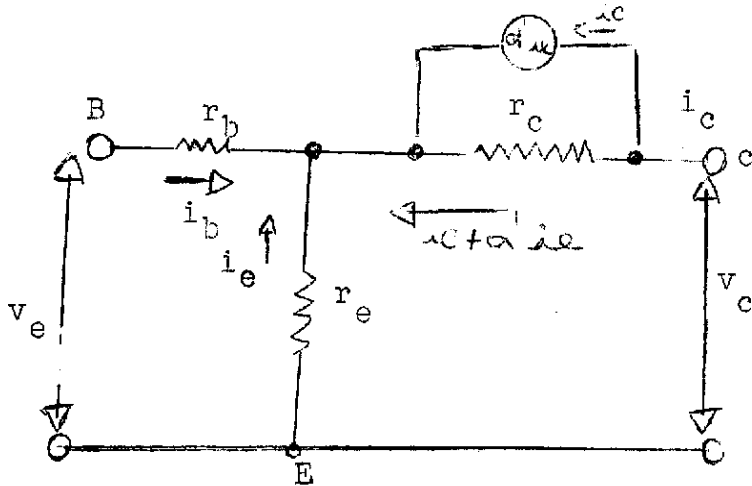
Muitas vezes por conveniência pode - se preferir trabalhar com um gerador de tensão em vez de corrente. Basta simplesmente substituir este gerador de corrente $\alpha \cdot i_e$ em paralelo sobre r_c por um gerador de tensão de valor $r_m \cdot i_e$ onde $r_m = \alpha \cdot r_c$ em série com r_c



Esses parametros analisados serão validos tanto para o transis-
tor PNP como NFN.

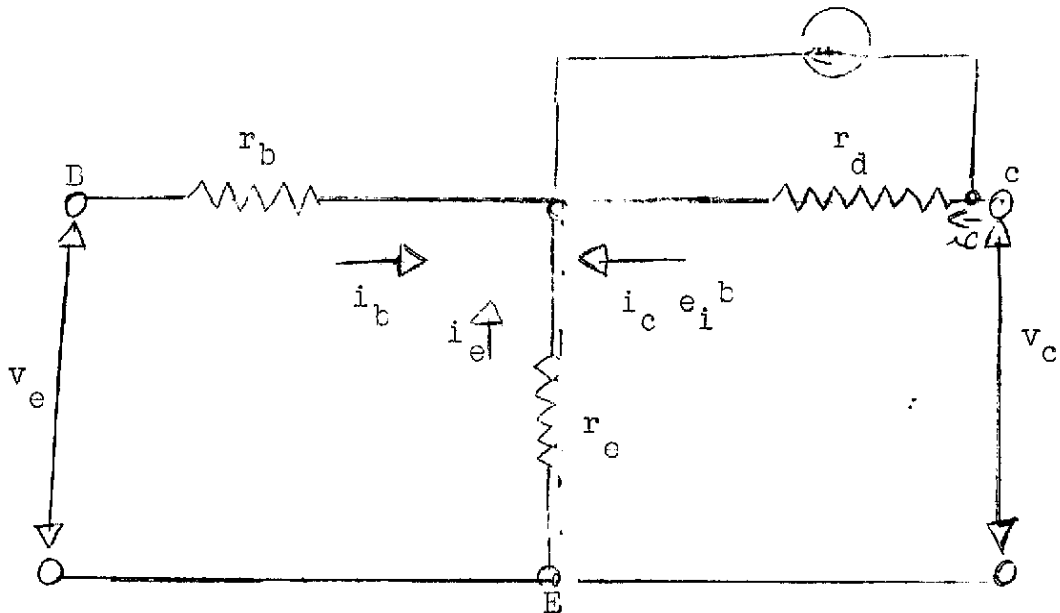
III Circuito equivalente T emissor comum

Neste modelo, a entrada será feita entre B e E, a saída sendo entre E e C. Contudo o circuito T abaixo apresenta a desvantagem de conter um gerador de corrente $\alpha \cdot i_e$, proporcional a



a corrente de emissor em vez da corrente de Base que é, a corrente de entrada. Vamos então lhe preferir um modelo - no qual podemos exprimir a corrente de coletor em relação a i_b .

Utilizaremos para um gerador $\beta \cdot i_b$, tendo o cuidado de mudar também a resistência de coletor r_c por r_d .



Podemos agora relacionar os parâmetros α_e com α' e r_c com r_d . Comparando os dois modelos estamos vendo que as quedas de tensão nas resistências r_e , r_b . São iguais e consequentemente r_c deve ser igual a r_d .

$$(i_c + \alpha' i_e) r_c = (i_c - \alpha_e i_b) r_d$$

Como $i_e + i_b + i_c = 0 \Rightarrow i_c = -(i_b + i_e)$

$$\Rightarrow \left[i_c = -\alpha' (i_b + i_c) \right] \cdot r_c = (i_c - \alpha_e i_b) r_d$$

$$\Rightarrow i_c \cdot r_c - r_c \cdot \alpha' \cdot i_b - \alpha' \cdot i_c \cdot r_c = (i_c - \alpha_e i_b) r_d$$

$$\Rightarrow i_c r_c (1 - \alpha') - r_c \cdot \alpha' \cdot i_b = (i_c r_d - \alpha_e i_b) r_d$$

Para que a expressão seja válida os coeficientes de i_c e i_b devem ser iguais dos dois lados da equação assim:

$$\boxed{r_c (1 - \alpha') = r_d}$$

$$\Rightarrow \alpha_e = \frac{\alpha' r_c}{r_d} \quad \text{como } r_d = r_c (1 - \alpha')$$

$$\alpha_e = \frac{\alpha' r_c}{r_c (1 - \alpha')}$$

$$\boxed{\alpha_e = \frac{\alpha'}{1 - \alpha'}}$$

Nos sabemos que $\alpha' \simeq \alpha$ em consequencia como $\beta =$

$$\frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad \text{podemos dizer que } \alpha_e \simeq \beta$$

Os circuitos equivalentes que temos visto até agora foram deduzidos das características físicas dos transistores. Podemos exprimir os modelos a partir de considerações mais ligadas às funções, do transistor dentro do circuito elétrico. Um desses circuitos equivalente é o circuitos híbridos.

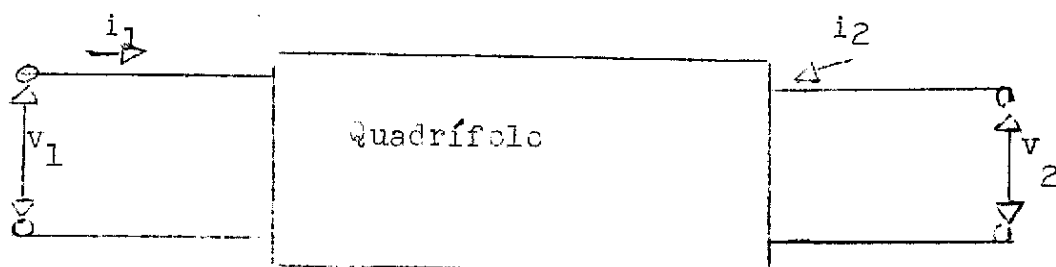
IV - Circuito equivalente híbrido

No circuito híbrido considera-se o transistor como um quadrípolo com dois terminais de entrada e dois de saída, embora dois desses terminais serem comuns.

Nesse modelo as tensões e corrente vão ser expressidas em função dos parâmetros, h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} , chamados parâmetros híbridos.

Primeiramente vamos exprimir a tensão de entrada v_1 e a corrente de saída i_2 em função da corrente de entrada i_1 e a tensão de saída v_2 :

$$\begin{aligned} v_1 &= h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot v_2 \\ i_2 &= h_{21} i_1 + h_{22} \cdot v_2 \end{aligned}$$



Se colocarmos em curto a saída do quadrifólo teremos $v_2 = 0$ assim :

$$\begin{aligned} * \quad h_{11} &= \frac{v_1}{i_1} \quad \text{para } v_2 = 0 \\ * \quad h_{21} &= \frac{i_2}{i_1} \quad \text{para } v_2 = 0 \end{aligned}$$

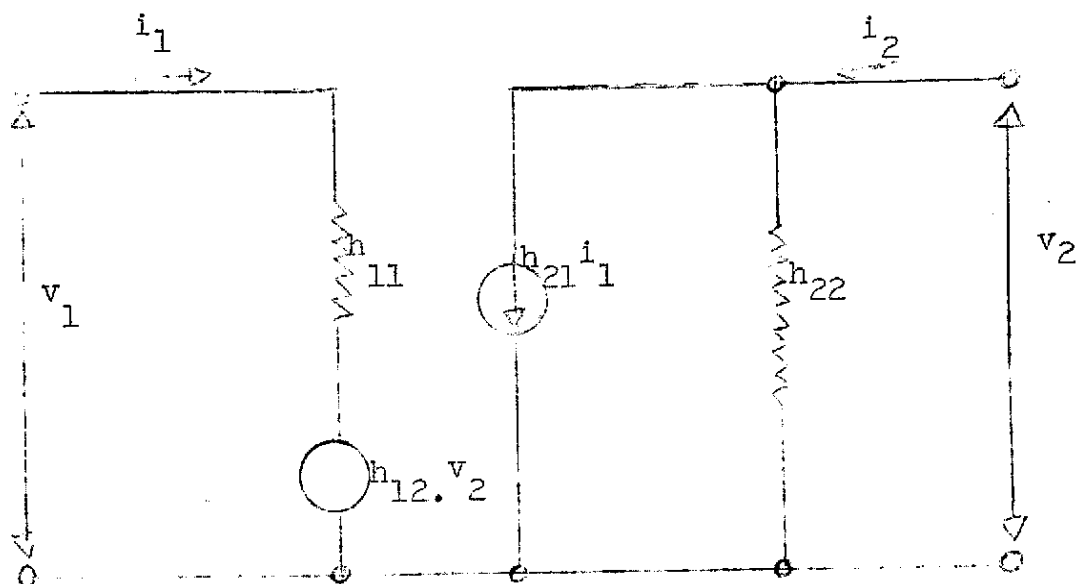
Na primeira equação temos então a relação da tensão de entrada sobre a corrente de entrada isso sendo a resistência vista entre os terminais de entrada do quadrifólo quando a saída é curto-circuitada. A segunda equação representa o ganho de corrente com saída curto-circuitada.

Podemos agora fazer o contrário e deixar a entrada, aberta assim $i_1 = 0$:

$$\begin{aligned} * \quad h_{12} &= \frac{v_1}{v_2} \quad \text{para } i_1 = 0 \\ * \quad h_{22} &= \frac{i_2}{v_2} \quad \text{para } i_1 = 0 \end{aligned}$$

Na primeira equação teremos um ganho de tensão inverso e na segunda a condutância de saída do transistor quando a entrada está aberta. Resumindo podemos dizer que h_{12} e h_{21} são números adimensionais, h_{11} uma resistência, e h_{22} uma condutância. Em consequência o circuito equivalente será chamado circuito híbrido.

Como todas as considerações acima foram feitas para um quadrípolo genérico, precisa discriminar qual vai ser a configuração utilizada. Para isso bastará acrescentar aos parâmetros as letras e, b, c, dependendo que a configuração é emissor comum, base comum ou coletor comum. Podemos então traçar um circuito híbrido genérico para o transistor.



Podemos verificar que se $v_2 = 0$

$$v_1 = h_{11} \cdot i_1 \text{ e } i_2 = h_{21} \cdot i_1 \text{ e que se } i_1 = 0 \quad v_1 = h_{12} \cdot v_2$$

$$\text{se } i_1 = 0 \quad v_1 = h_{12} \cdot v_2 \text{ e } i_2 = h_{22} \cdot v_2$$

Muitas vezes em lugar de utilizar algarismos, os construtores utilizam as seguintes convenções.

- 11 = i (input - entrada)
- 22 = o (output - saída)
- 21 = f (forward - frente)
- 12 = r (reverse - reverso)

GENÉRICO		EC	BC	CC
Resistencia de entrada	h_{11}	h_{ie}	h_{ib}	h_{ic}
Condutancia de saída	h_{22}	h_{oe}	h_{ob}	h_{oc}
Ganho de corrente	h_{21}	h_{fe}	$h_{fb} = \alpha$	h_{fc}
Inverso do ganho	h_{12}	h_{re}	h_{rb}	h_{rc}

Até agora estudado os circuitos equivalentes sem levar em consideração os circuitos externos do transistor. Vamos passar então a estudar seu funcionamento dentro de um circuito.

H) Características de amplificação do transistor

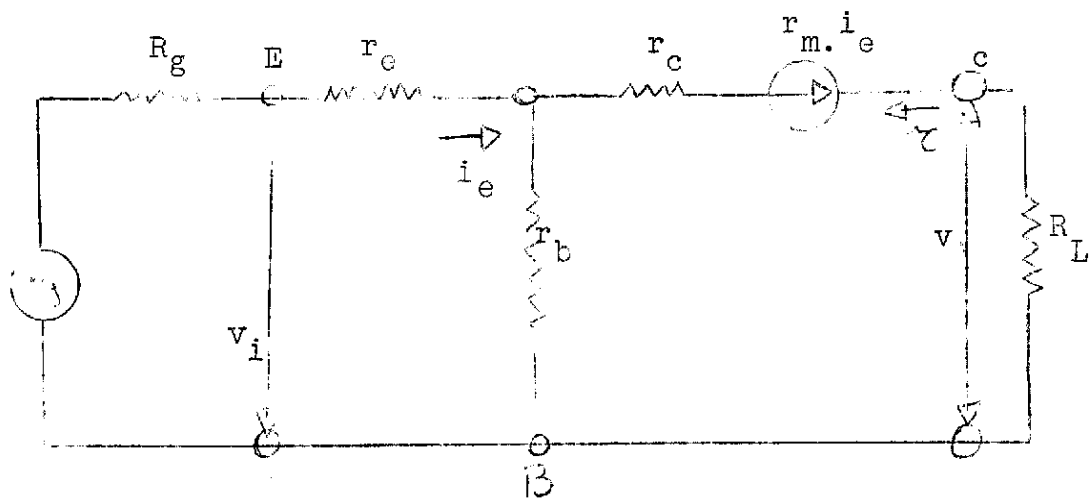
Vimos que os parâmetros h correspondem a casos de funcionamento tal como saída em curto ou entrada aberta. Contudo quando um transistor esta funcionando num circuito, ele alcança também uma infinidade de pontos entre esses extremos, e modificará seus parâmetros.

Esse estudo terá então por finalidade exprimir certas grandezas em função dos parâmetros do transistor e do circuito externo no qual ele está interligado.

I Características de amplificação em função

dos parâmetros circuito em T:

Vamos neste primeiro estudo considerar a configuração base comum. No circuito equivalente em T. O tipo do transistor poderá ser PNP ou NPN visto que a análise é válida indiferentemente para os dois tipos. No circuito de junção base emissor temos um gerador de valor e_g de resistencia interna r_g , no circuito do coletor sendo inserida a resistencia de carga R_L . O circuito equivalente com gerador de tensão, r_m , i_e será:



A equação da malha esquerda será:

$$v_i = (r_e + r_b) i_e - r_b \cdot i_c$$

e da malha direita:

$$0 = -(r_m + r_b) i_c + (r_b + r_c + R_L) i_c$$

Para resolver o sistema podemos utilizar a regra dos determinantes sendo:

$$\Delta = \begin{vmatrix} r_e + r_b & -r_b \\ -(r_m + r_b) & r_b + r_c + R_L \end{vmatrix}$$

$$\Rightarrow \Delta = (r_e + r_b)(r_b + r_c + R_L) - r_b(r_m + r_b)$$

$$\Rightarrow \Delta = r_e \cdot r_b + r_e \cdot r_c + r_e \cdot R_L + r_b^2 + r_b \cdot r_c + r_b \cdot R_L - r_b \cdot r_m - r_b^2$$

$$\Rightarrow \Delta = r_b(r_e + r_c + R_L - r_m) + r_e(r_c + R_L)$$

Assim:

$$i_e = \frac{\begin{vmatrix} V_i & -r_b \\ 0 & r_b + r_c + R_L \end{vmatrix}}{\Delta}$$

$$i_c = \frac{\begin{vmatrix} r_e + r_b & V_i \\ -(r_m + r_b) & 0 \end{vmatrix}}{\Delta}$$

Sabemos que o ganho de corrente é a relação de $\frac{i_c}{i_e}$ sendo:

$$G_i = \frac{i_c}{i_e} = \frac{V_i (r_m + r_b) \Delta}{V_i (r_b + r_c + R_L) \Delta} = \frac{r_m + r_b}{r_b + r_c + R_L}$$

O ganho de tensão será então:

$$G_v = \frac{R_L i_c}{V_i} = \frac{V_i (r_m + r_b) R_L}{V_i \Delta}$$

$$G_v = \frac{(r_m + r_b) R_L}{r_b (r_c - r_m + R_L + r_e) + r_e (r_c + R_L)}$$

A resistência de entrada será dada por:

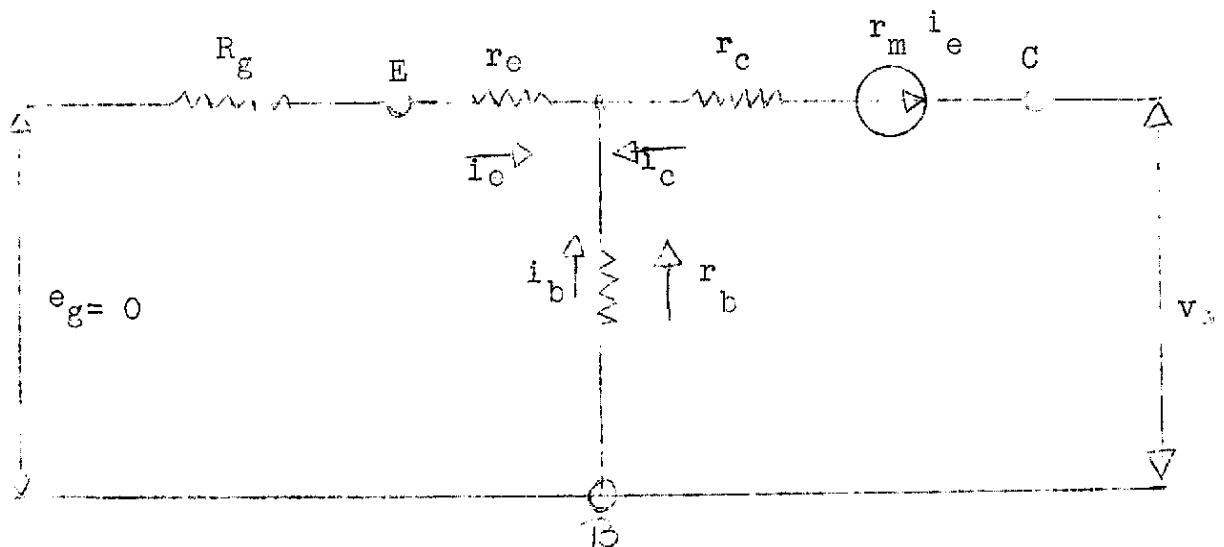
$$r_i = \frac{V_i}{i_e} = \frac{V_i \Delta}{V_i (r_b + r_c + R_L)}$$

$$r_i = \frac{r_b (r_c - r_m + R_L + r_e) + r_e (r_c + R_L)}{r_b + r_c + R_L}$$

$$r_i = r_e + \frac{r_b (r_c - r_m + R_L)}{r_b + r_c + R_L}$$

Podemos verificar que as três características dependem da resistência da carga R_L e não da resistência do gerador R_g .

Para deduzir a resistência de saída vamos fazer $C_g = 0$ e aplicar uma tensão entre coletor e base conforme a figura abaixo.



Escrevendo as equações das malhas e resolvendo o sistema para i_c teremos para a malha da esquerda.

$$0 = (R_g + r_e + r_b) i_e - r_b i_c$$

Malha da direita:

$$V_o = - (r_m + r_b) i_e + (r_b + r_c) i_c$$

Resolvendo pelos determinantes:

$$\Delta = \begin{vmatrix} R_g + r_e + r_b & r_b \\ - (r_m + r_b) & (r_b + r_c) \end{vmatrix}$$

$$i_c = \frac{\begin{vmatrix} R_g + r_e + r_b & 0 \\ -(r_m + r_b) & v_o \end{vmatrix}}{\Delta}$$

$$i_c = \frac{v_o (R_g + r_e + r_b)}{r_c (r_e + r_b + R_g) + r_b (R_g + r_e - r_m)}$$

A resistência de saída será então dada por:

$$r_o = \frac{v_o}{i_c} = \frac{r_c (r_e + r_b + R_g) + r_b (R_g + r_e - r_m)}{i_c}$$

$$r_o = r_c - \frac{r_b (r_m - R_g - r_e)}{R_g + r_e + r_b}$$

Podemos ver então que a resistência de saída depende de R_g e não de R_L .

Resta assim a determinar o ganho de potência sendo:

$$G = - \frac{i_c^2 \cdot R_L}{i_e^2 \cdot r_i} = - \frac{i_c v_o}{i_e v_i} = - G_i \cdot G_v$$

$$G = \left(\frac{r_m + r_b}{r_b + r_c + R_L} \right) \left(\frac{(r_m + r_b) R_L}{r_b (r_c - r_m + R_L + r_e) + r_c (r_c + R_L)} \right)$$

Para a configuração coletor comum as equações do transistor seriam:

$$G_i = \frac{r_c}{r_c - r_m + r_e + R_L}$$

$$G_v = \frac{r_c R_L}{r_b (r_c - r_m + r_e + R_L) + r_c (r_e + R_L)}$$

$$r_i = r_b + \frac{r_c (r_e + R_L)}{r_c - r_m + r_e + R_L}$$

$$r_o = r_e + \frac{(r_c - r_m) (R_g + r_b)}{R_g + r_b + r_c}$$

$$G_p = \frac{r_e^2 R_L}{(r_c - r_m + r_e + R_L) r_b (r_c - r_m + r_e + R_L) + r_c (r_e + R_L)}$$

Em todas as equações acima desenvolvida o fator v_m corresponde a $\alpha' r_c$

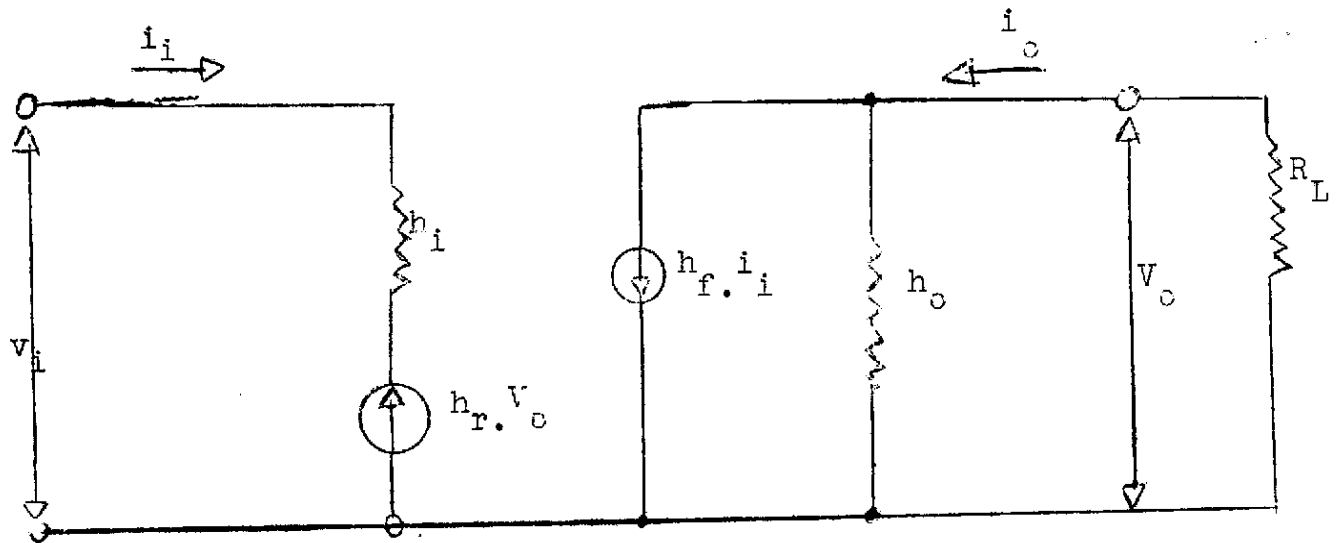
$$r_m = \alpha' r_c$$

Muitas vezes para uma primeira aproximação, poderá ser desprezados certos fatores das equações acima, pois os mesmos introduzem coeficiente muito pequenos.

II Características de aplicação em função dos parâmetros h:

Neste circuito equivalente o transistor é tratado como um quadrífelo, cujos parâmetros são h_i , h_o , h_f , h_r .

Nesta primeira parte vamos estudar a configuração base / comum. O circuito equivalente híbrido conforme a figura abaixo:



Considerando a malha esquerda:

$$* \quad i_i = \frac{v_i - h_r \cdot v_o}{h_i} \quad v_i = h_i \cdot i_i + h_r \cdot v_o$$

Na malha direita:

$$* \quad i_o = h_f \cdot i_i + h_o \cdot v_o \text{ como } v_o = -i_o \cdot R_L$$

$$- \frac{v_o}{R_L} = h_f \cdot i_i + h_o \cdot v_o \quad 0 = h_f i_i + \left(h_o + \frac{1}{R_L} \right) v_o$$

Temos então o sistema seguinte:

$$v_i = h_i \cdot i_i + h_r \cdot v_o$$

$$0 = h_f \cdot i_i + \left(h_o + \frac{1}{R_L} \right) v_o$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} h_i & h_r \\ h_f & h_o \end{vmatrix}$$

$$\Delta = h_f \cdot h_r - h_i \cdot h_o$$

E as equações do transistor serão:

$$G_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{h_f}{1 + h_o \cdot R_L}$$

$$G_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_f \cdot R_L}{(h_r h_f - h_i h_o) R_L + h_i}$$

$$r_i = \frac{V_i}{i_i} = \frac{(h_r h_f - h_i h_o) R_L + h_i}{1 + h_o R_L}$$

$$r_o = \frac{h_i + R_g}{(h_r h_f - h_i h_o) + h_o R_g}$$

Podemos assim relatando as equações acima verificar que na configuração base comum a resistência / de entrada é pequena da ordem de 50Ω e a resistência de saída elevada ($\approx 200 \text{ M}\Omega$). Na configuração emissor comum a resistência de entrada é $\approx 1,2 \text{ K}\Omega$ e a resistência de saída $30 \text{ K}\Omega$. esta configuração proporciona o ganho de potência mais elevado $\approx 10^5$. No coletor comum a resistência de entrada será grande $\approx 2 \text{ M}\Omega$ para uma resistência de saída $\approx 50 \Omega$. O ganho de potência é muito baixo.

I - Capacitancias intereletrodicas do transistor.

Como temos visto anteriormente uma junção semi-con-
dutora quando polarizada apresenta uma capacitancia.
Capacitancia de difusão quando polarizada diretamen-
te, Capitancia de transição quando polarizado indire-
tamente. Como um transistor é um elemento composto /
por duas junções sendo uma polarizada diretamente /
(emissor base) e a outra polarizada inversamente
(base coletor), o mesmo apresentara capitancias ,
intereletrodicas cujas reatâncias serão

$$X_{eb} = \frac{1}{2 \cdot F \cdot C_{eb}}$$

$$X_{bc} = \frac{1}{2 \cdot F \cdot C_{cb}}$$

Nas frequencias baixas e medias essas capitancias
terão pouca influencia sobre o comportamento do tran-
sistor mas não poderão mais ser desprezadas nas
frequencias altas.

O efeito dessas capacitancias nas frequencias altas
será uma redução do ganho de corrente ou seja uma re-
dução do fator α . A expressão da perda de ganho se-
rá dada pela expressão :

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \frac{F^2}{F_{\alpha}^2}}}$$

onde α ganho na frequencia considerada

α_0 ganho na baixa frequencia

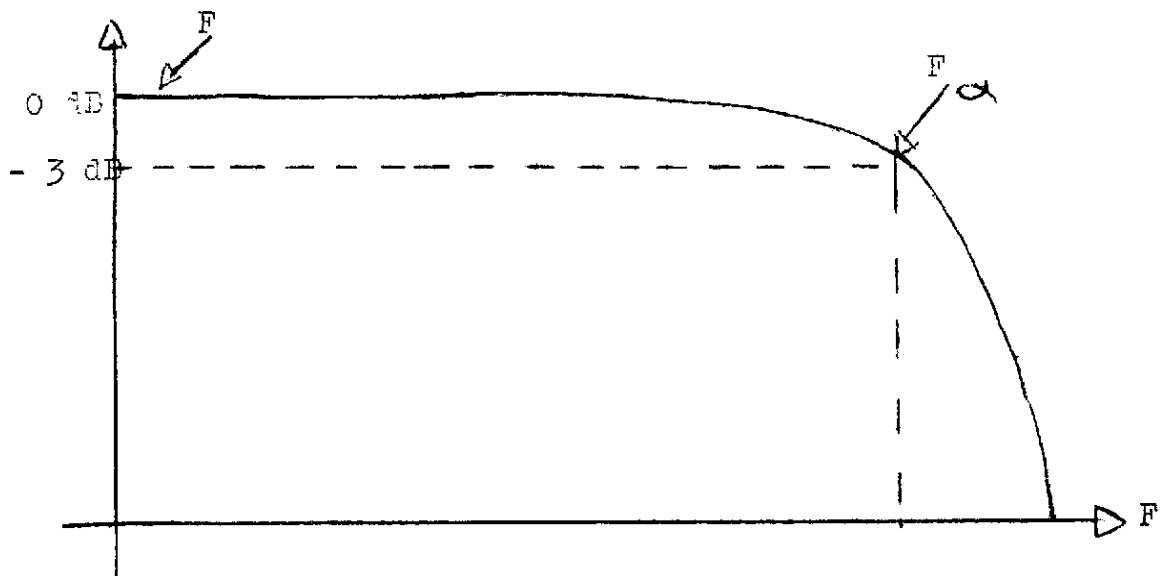
F_{α} característica do frequencia do transistor.
(frequencia de corte)

O valor de corte de frequencia do transistor dependerá do tamanho físico do cristal e é dado para uma perda de ganho de 3 dB seja 0,707

$$\text{Assim se } F^2 = F_c^2 \Rightarrow \alpha = \frac{\alpha_0}{1+1}.$$

$$\Rightarrow \alpha = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}} = \frac{\alpha_0}{1,414} = \alpha_0 \cdot 0,707.$$

Na figura abaixo, temos a curva do ganho



em função da frequência e podemos dizer que a partir da frequência de corte, o ganho cai de 6 dB por oitava.

As vezes pode ser interessante de exprimir a frequência máxima em relação à queda de ganho polareda assim:

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \frac{F^2}{F_c^2}}}$$

$$\frac{\alpha}{\alpha_0} = \frac{1}{\frac{1+F^2}{F_c^2}}$$

$$\frac{\alpha^2}{\alpha_0^2} = \frac{1}{1 + \frac{F^2}{F_c^2}}$$

$$\frac{\alpha_0^2}{\alpha^2} = 1 + \frac{F^2}{F_c^2}$$

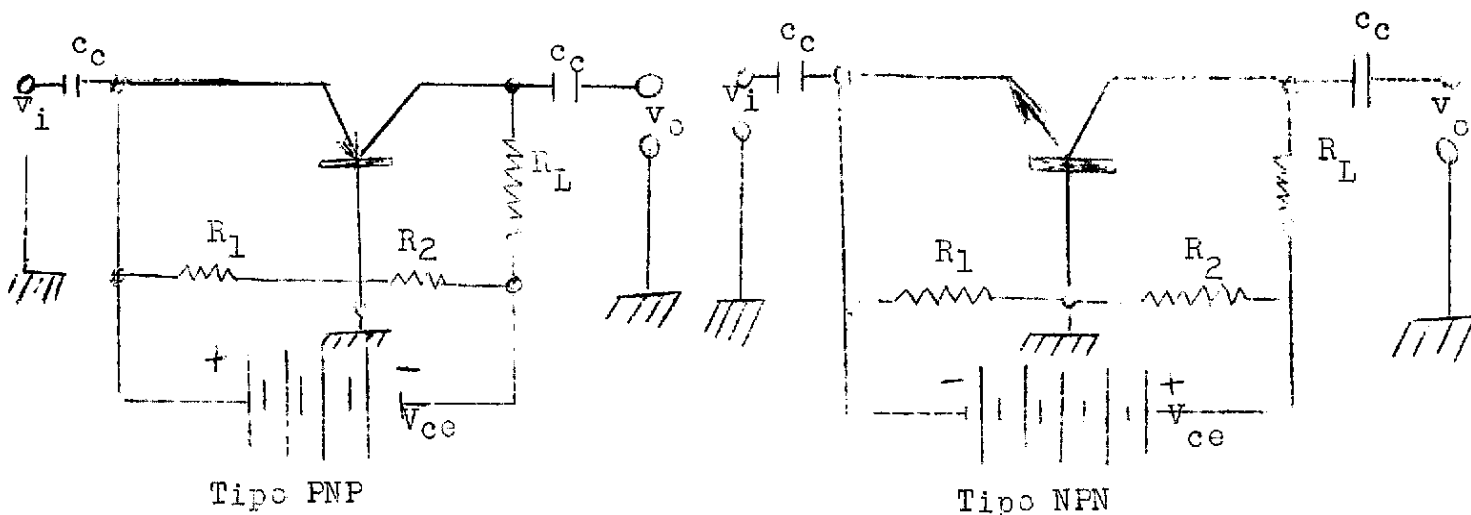
$$\Rightarrow \frac{F^2}{F_\alpha^2} = \frac{\alpha_o^2}{\alpha^2} - 1 \Rightarrow F^2 = F_\alpha^2 \left(\frac{\alpha_o^2}{\alpha^2} - 1 \right)$$

$$\Rightarrow F = F_\alpha \sqrt{\frac{\alpha_o^2}{\alpha^2} - 1}$$

J - Métodos utilizados para polarização dos transistores:

Temos visto que o transistor para um funcionamento normal precisava, de duas baterias sendo uma para polarizar a junção base emissor diretamente e outra para polarizar a junção base coletor inversamente. Contudo isso apresenta o problema de necessitar de duas fontes. Tendo em vista de simplificar o modelo, poderemos utilizar um divisor de tensão, para a polarização da base conforme as figuras abaixo:

19) Polarização "base comum":

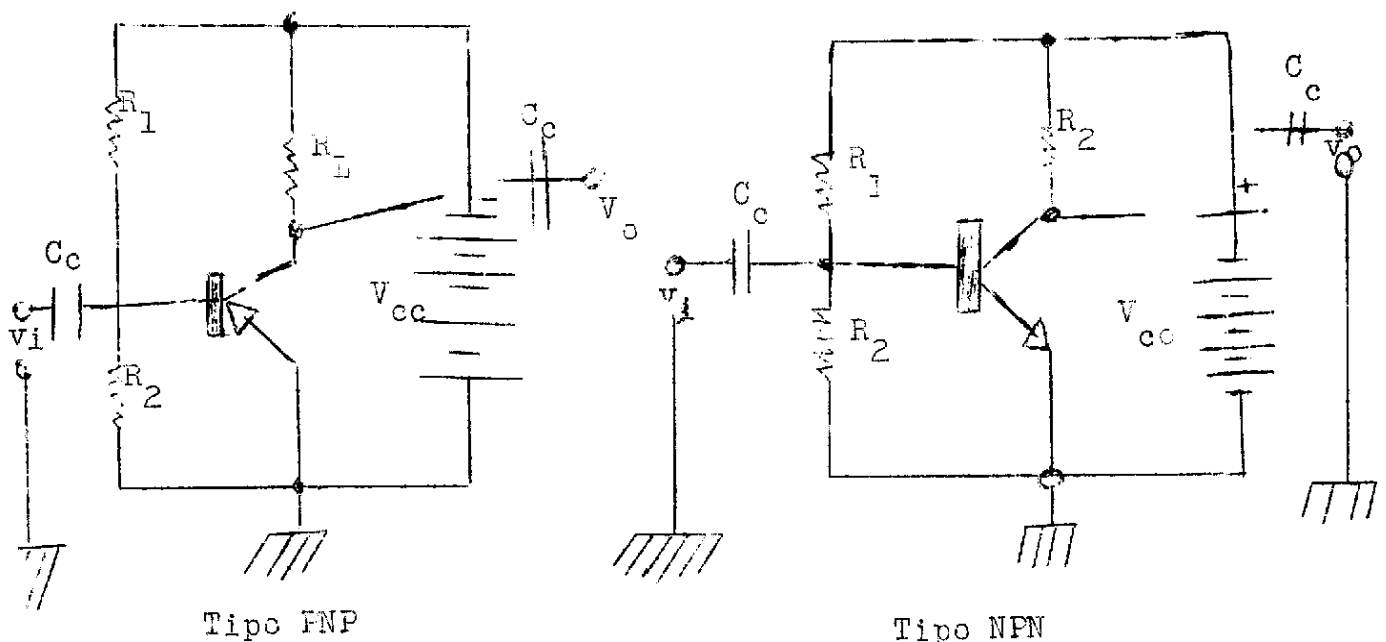


Por exemplo, tipo PNP a polarização das junções é feita pela fonte de tensão V_{ce} e pela fonte divisora. Assim para a junção emissor base temos o emissor positivo em relação à base negativa pois sua tensão é obtida pela fonte divisora, composta por R_1 e R_2 .

A junção coletor base verá seu coletor negativo em relação à base positiva, pois sua tensão é obtida pela fonte divisora, R_1 , R_2 . Escolhendo judiciosamente, os valores das resistências da fonte divisora, teremos conseguido uma polarização correta do transistor em corrente contínua. Para o modelo funcionar como amplificador, resta somente colocar a entrada e saída, o que poderá ser conseguido através de condensadores de acoplamento. Assim dinamicamente a entrada será entre emissor e base enquanto a saída se fará entre base e coletor. A explicação será válida também, para o tipo NPN apenas sendo necessário inverter a polaridade da fonte V_{CE} .

Nos dois tipos teremos assim preendidos através da fonte divisora os requisitos da polarização das junções base emissor e base coletor.

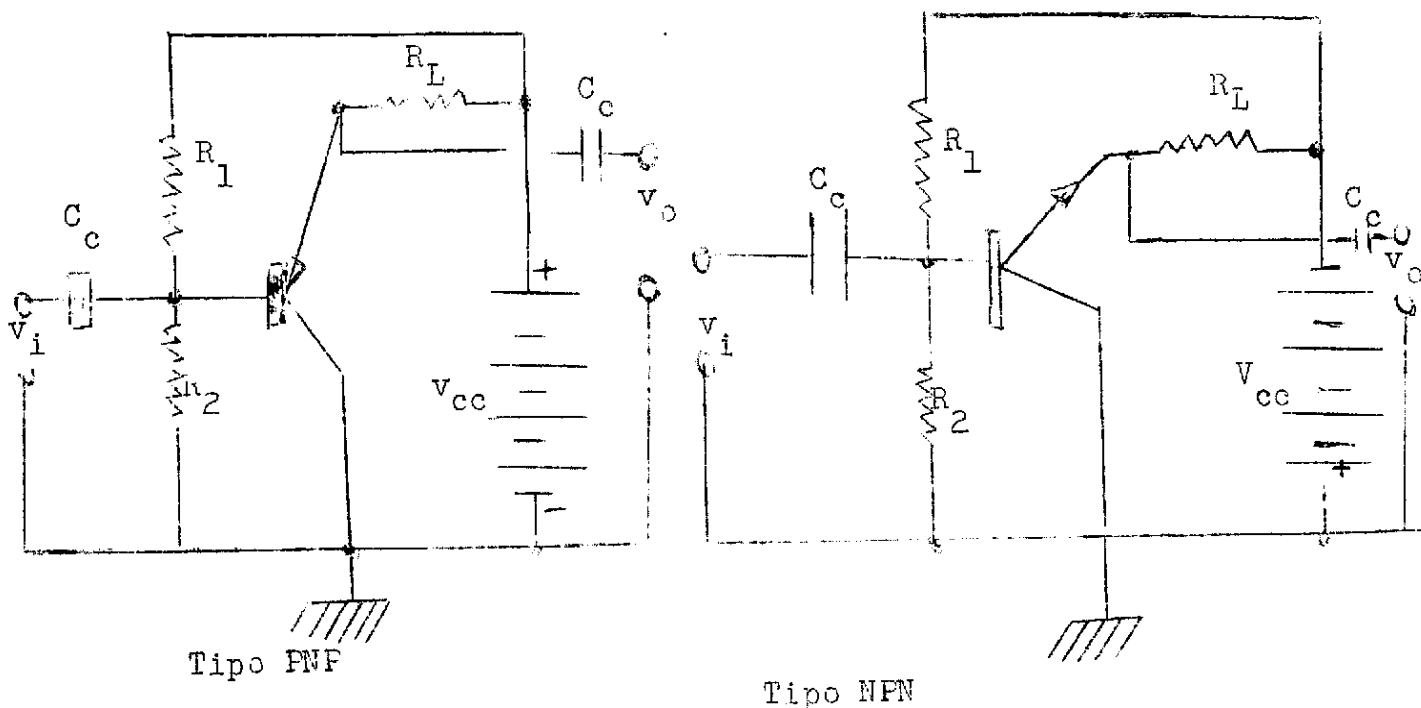
2º) Polarização "emissor comum":



A polarização das junções será conseguida através de um processo análogo, a ponte composta por R_1 , R_2 servindo de divisor de tensão de V_{CC} . Assim para junção EB, o emissor é negativo em relação a base, o que nos proporciona a polarização direta desta junção. Para a junção BC, o coletor é mais negativo do que a base. A condição de funcionamento sendo esta junção polarizada indiretamente.

fica satisfeita bem como a polarização do transistor se os valores das resistências da fonte divisora foram escolhidas judiciosamente. A descrição do funcionamento fica válida no caso do tipo NPN apenas bastando inverter a polaridade da filha. Para que este modelo possa funcionar como amplificador de um sinal v_i , poderemos realizar o acoplamento dinâmico, através de condensador de acoplamento. Dinamicamente a entrada será então entre base e emissor, enquanto a saída se fará entre emissor e coletor.

39) Polarização "coletor comum":



Nesses modelos a polarização das junções será obtido também através de uma fonte divisora. Assim para o tipo PNP o emissor será positivo em relação à base cujo potencial negativo é fixado pela divisão de R_L e R_2 . A junção EB será então polarizada diretamente. O coletor sendo ligado ao polo negativo da bateria, a base pela divisão das tensões se encontrará a um potencial menos negativo ou seja positivo em relação ao coletor. Esta junção será então polarizada inversamente conforme ao requisito de polarização. Para que o transistor possa atuar como amplificador, as ligações dinâmicas poderão ser realizadas através de condensadores de acoplamento. Assim a entrada será, entre base e o coletor enquanto a saída estará entre coletor e / emissor.

Em conclusão pode-se observar que com auxílio de uma ponte divisora podemos realizar a polarização das junções de um transistor com uma única fonte de alimentação.

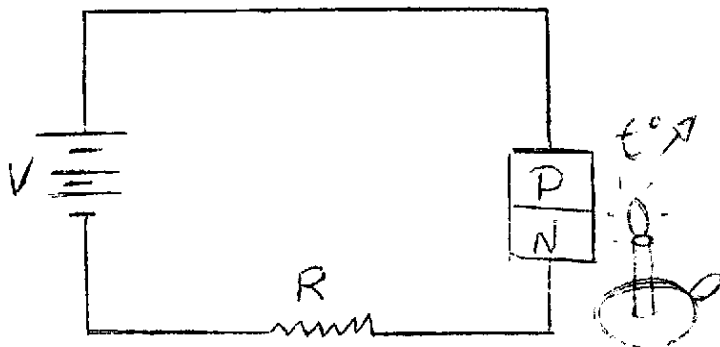
K) Efeito da temperatura, corrente de fuga e estabilização do transistor.

I Efeito da temperatura:

Se polarizarmos uma junção diretamente e que elevamos por qualquer processo a temperatura do diodo, ele tende a conduzir mais. Isso quer dizer que sua resistência diminui à medida que ele, tenta conduzir mais. Podemos

dizer que a resistência, uma junção apresenta um coeficiente de temperatura negativo.

Acontece a mesma coisa se o diodo for polarizado inversamente. Com o aumento de temperatura a corrente de fuga aumenta pois sua resistência inversa diminui.



Torna-se evidente que na realidade este fenômeno se processa sem fonte externa de aquecimento. Simplesmente a corrente atravessando a junção produz uma elevação de temperatura.

Em consequência disto, resultará então um aumento de corrente. Este aumento de corrente provocará novo aumento de temperatura.

Assim por diante, por efeito cumulativo a temperatura aumenta bem como a corrente de fuga. Tornara-se necessário de estabilizar o ponto de funcionamento de maneira que a corrente de fuga não atinge valores demasiadamente elevados.

Em consequência disto, resultará então um aumento da corrente. Este aumento de corrente provoca novo aumento de temperatura, assim por diante, por efeito cumulativo a temperatura aumenta bem como a corrente de fuga. Tornar-se-á necessário de estabilizar o ponto de funcionamento de maneira que a corrente de fuga não atinge valores demasiadamente elevados.

II- Corrente de fuga.

Num transistor a junção base emissor é polarizada diretamente. Enquanto a junção coletor base é polarizada inversamente. Uma corrente de fuga I_{DO} ou I_{CO} vai então existir nesta última junção. No caso de configuração base comum a corrente de coletor será:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CO}$$

Sabemos que esta corrente de fuga tem um valor muito pequeno em relação a I_E . Contudo se o aumento de temperatura for apreciável esta corrente de fuga aumentará prejudicando o funcionamento do transistor.

Portanto mesmo sem dispositivo de estabilização, a configuração EC apresenta boa estabilidade térmica. O mesmo não acontecerá com a configuração emissor comum de fuga é:

$$I_{CO}' = \beta \cdot I_{CO}$$

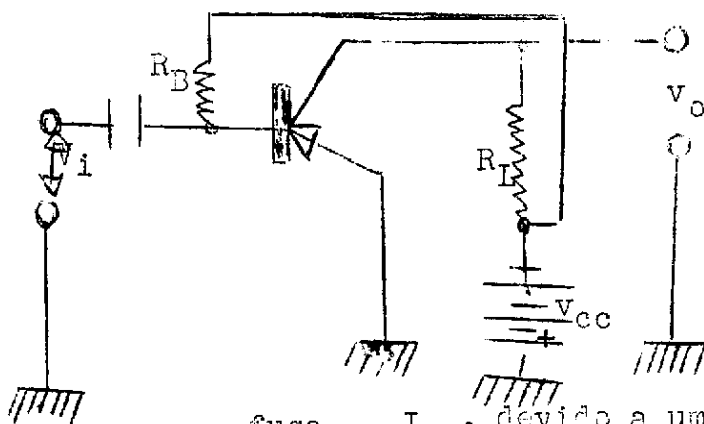
A corrente total de coletor será então:

$$I_C = \beta \cdot I_B + I_{CO}'$$

$\beta \cdot I_B$ Sendo a corrente útil de coletor.

Se desligarmos a polarização da junção base emissor a corrente de coletor, não cai para zero, mas a um valor que pode ser ainda extremamente elevado.

Essa corrente de coletor é a corrente de fuga I_{CO}' , resultante de I_{CO} amplificado pelo transistor. Como I_{CO}' pode atingir valores elevados e crescer ainda / mais com a elevação de temperatura, é preciso de encontrar um sistema para fixar o ponto de funcionamento. Na figura abaixo, bastante simples o circuito não apresenta boa estabilidade termica. De fato se a corrente



de fuga crescer, a tensão V_{CC} permanecendo fixa, poderá proporcionar um aumento da corrente de fuga pois nem um elemento entra em reação quando I_{CO} cresce, devido a elevação de temperatura.

Vamos supor agora que haja uma variação na corrente de

fuga I_{CO} , devido a um aumento de temperatura.

Se a corrente útil do coletor I_B não está alterada, a variação na corrente de fuga I_{CO} provocará, uma variação igual na corrente total de coletor I_C . Vamos imaginar agora que por um processo qualquer, passamos a estabilizar o circuito do transistor. Em torno da mesma gama de variação de temperatura, a estabilização terá o efeito de reduzir a variação da corrente total de coletor a um valor muito menor do que anteriormente, isto é sem estabilização. A variação entre estas duas relações se chama o fator de estabilidade do transistor. (K)

$$K = \frac{\text{Variação da corrente total de coletor (circuito não estabilizado)}}{\text{Variação da corrente total de coletor (circuito estabilizado)}}$$

A variação da corrente de coletor, sem estabilização é inteiramente devido ao cambio na corrente de fuga, contanto que a corrente útil seja constante.

Assim:

$$K = \frac{\Delta I_C}{I_C}$$

Para um circuito sem estabilização

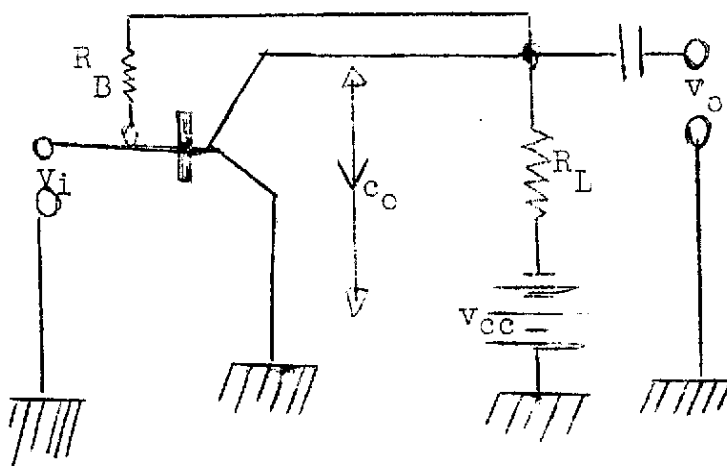
$\Delta I_c = \Delta I_{c0} \Rightarrow K = 1$. Para um circuito estabilizado ΔI_c é menor do que ΔI_{c0} , sendo K inferior a unidade.

Nos circuitos convencionais pode se obter um valor de $K \leq 0,1$ o que indica que uma variação da corrente de coletor causada pela variação da temperatura é $\leq$ a 1/10 da variação que poderia ocorrer com o mesmo circuito não estabilizado.

III) Circuitos de estabilização:

1º) Com resistência base emissor:

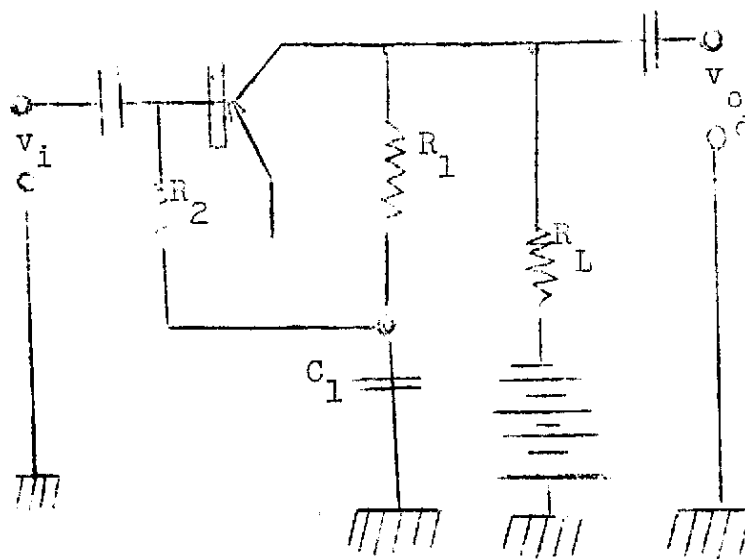
Na figura abaixo temos um dos métodos mais simples para se obter uma boa estabilidade do ponto de funcionamento, na configuração emissor / comum. O resistor de polarização de base é ligado ao coletor em lugar de ser ligado a fonte de alimentação.



Podemos observar que se a corrente de fuga I_{c0} aumentar, a corrente total de coletor $I_c = I_{c0} + I_B$ também tenderá a aumentar. Em consequência disso a tensão V_{CE} diminuirá pois a queda de tensão em R_L será maior; $V_{ce} = V_{cc} - R_L \cdot I_c$.

A corrente de fuga passará então a diminuir. Temos realizado assim a estabilização do ponto de funcionamento. Contudo este modelo apresenta uma grande desvantagem; de fato a resistência R_B sendo ligada diretamente ao coletor recolherá também o sinal amplificado C_A .

Assim não haverá uma realimentação negativa, na base do transistor visto que o sinal entre entrada e saída sofre uma defasagem de 180° . esta realimentação negativa proporcionará uma redução do ganho. Para evitar este inconveniente poderá ser utilizado o modelo abaixo cuja resistência da base de polarização é dividida



em duas resistências cuja união é desacoplada por um condensador. Essas resistências deverão ter valores convenientes pois R_1 não poderá ser pequeno em relação a R_L e r_o para não derivar parte do sinal de saída, como R_2 não poderá ser pequeno frente a r_i de maneira a não deri-

var o sinal de entrada. O melhor compromisso é $R_1 = R_2$ e o condensador de desacoplamento C_1 deverá apresentar baixa reatância à menor das frequências C_1 . O funcionamento C_C , será idêntico ao descrito anteriormente contudo não apresentando perda de ganho em C_1 , pois não haverá realimentação deste componente para a base do transistor de fato do circuito, ser desacoplado.

O fator de estabilidade deste circuito será então sabendo que:

$$I_c = \beta I_b + I'_{co}$$

como a tensão entre emissor e base é muito pequena em relação a V_{cc} podemos escrever:

$$I_b R_b + (I_b + I_c) R_l = V_{cc}$$

tirando o valor de I_b da primeira equação:

$$I_b \beta I_c - I'_{co} =$$

$$I = \frac{I_c - I'_{co}}{\beta}$$

substituindo:

$$\frac{I_c - I'_{co}}{I_c} \cdot \frac{R_b + (\beta + 1) R_l}{\beta} = \frac{I'_{co} (R_b + R_l) + \beta V_{cc}}{\beta}$$

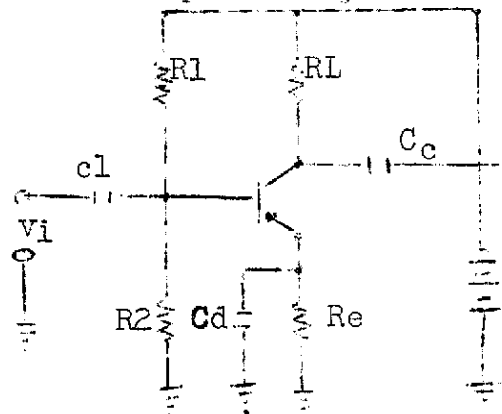
Como $K = \frac{\Delta I_c}{\Delta I'_{co}}$

Teremos. $K = \frac{R_b + R_l}{R_b + R_l + \beta R_l} = \frac{1}{1 + \frac{\beta R_l}{R_b + R_l}}$

$$K = \frac{1}{1 + \frac{\beta R_l}{R_b + R_l}}$$

2º) - Polarização por resistências de emissor e divisor de tensão

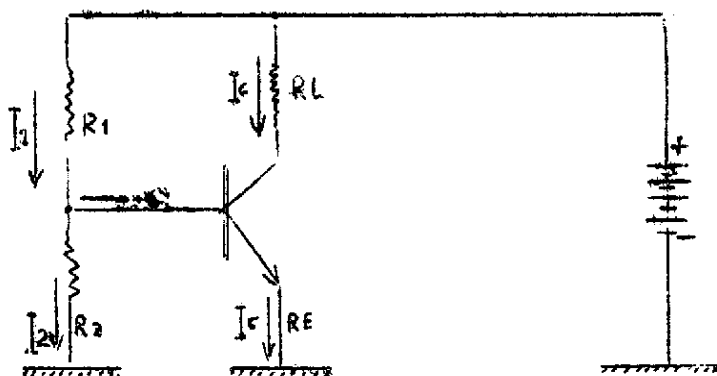
O sistema de polarização é mostrado na figura abaixo. De fato e/



resistência de emissor introduz uma realimentação de corrente CC. Para que não haja degeneração da corrente CA poderemos derivar este componente através de um condensador de alto valor colocado em paralelo sobre R_E .

Deveremos também ter o cuidado de dimensionar convenientemente as resistências R_1 e R_2 pois as mesmas, dinamicamente falando se encontram em paralelo sobre a entrada do transistor. A estabilização do transistor se processa de maneira seguinte. A base sendo ligada a um divisor de tensão, que se desprezamos a pequena variação da corrente de base I_b , poderemos considerar a tensão constante. A corrente circulando na resistência R_e determinará uma DDP que praticamente poderemos considerar igual a tensão entre base e massa, uma vez que a tensão V_{BE} é muito pequena. Se devido a um aumento de temperatura a corrente de fuga aumentar, a tensão de emissor aumentará igualmente procurando igualar-se a tensão de base. Assim progressivamente V_{BE} diminuirá, reduzindo a corrente do transistor. Temos assim realizado a estabilização em temperatura do transistor. Contudo, na prática a variação da corrente de base faz variar ligeiramente a tensão da ponte divisora e assim uma perfeita estabilização não poderá ser atingida. Mesmo assim pode-se reduzir a variação da corrente de coletor a 1/15 do valor que seria constatado no circuito desprovido de estabilização. Exprimindo o valor do K teremos:

$$I_c = \beta \cdot I_b + I'_{co} \text{ mas } I_b = I_1 - I_2$$



Assim:

$$I_c = \beta (I_1 - I_2) + I'_{co}$$

$$\Rightarrow I_c = \beta I_1 - \beta I_2 + I'_{co}$$

e $V_{cc} = R_1 I_1 + R_2 I_2$

Eliminando os I_1 :

$$\beta V_{cc} - R_1 \cdot I_c = \beta I_2 (R_1 + R_2) - I'_{co} \cdot R_1$$

$$\Rightarrow \beta \cdot V_{cc} - R_1 (I_c - I'_{co}) = \beta \cdot I_2 (R_1 + R_2)$$

Como a tensão V_{BE} é muito pequena podemos escrever: $I_c \cdot R_E = I_2 \cdot R_2$.

$$\text{Assim } I_2 = \frac{I_c \cdot R_E}{R_2}$$

$$\text{Como } I_c = I_b + I_e$$

$$\Rightarrow I_2 = \frac{(I_b + I_c) R_E}{R_2}$$

$$\beta \cdot V_{cc} - R_1 (I_c - I'_{co}) = \beta \cdot \frac{R_E}{R_2} (R_1 + R_2) I_b + I_c$$

$$\beta \cdot I_b = I_c - I'_{co}$$

$$\Rightarrow \beta \cdot V_{cc} - R_1 (I_c - I_{co}) = \frac{R_E (R_1 + R_2)}{R_2}$$

$$\Rightarrow (I_c - I_{co}) + \frac{\beta \cdot R_E (R_1 + R_2)}{R_2} \cdot I_c$$

Dividindo por R_1 e reorganizando:

$$I_{co} \left[1 + \frac{R_E (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot R_2} + \frac{\beta \cdot R_E (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot R_2} \right]$$

$$= I_{co} \left[1 + \frac{R_E (R_1 + R_2)}{R_1 \cdot R_2} \right] + \frac{\beta \cdot V_{cc}}{R_1}$$

O fator de estabilidade K sendo $\frac{\Delta I_c}{\Delta I_{co}}$

$$K = \frac{1 + \frac{R_E}{R_b}}{1 + (1 + \frac{\beta R_E}{R_b})}$$

$$= \frac{R_E + R_b}{R_E + R_b + \beta R_E}$$

$$K = \frac{1}{1 + \frac{\beta \cdot R_E}{R_b + R_E}}$$

Com $R_b = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$

3º-Calculo do condensador de desacoplamento:

Para que a contra-reação trazida pelo resistor de emissor. Seja pequena formaremos por base que a reatância apresentada ha mais baixa frequência deverá ser inferior ou igual a $\frac{1}{10}$ da resistencia do emissor Assim:

$$X_c \leq \frac{R_E}{10}$$

$$\frac{1}{2 \pi f \cdot C} \leq \frac{R_E}{10}$$

$$C \gg \frac{10}{2\pi F \cdot R_E}$$

$$C \gg \frac{1,6}{F \cdot R_E}$$

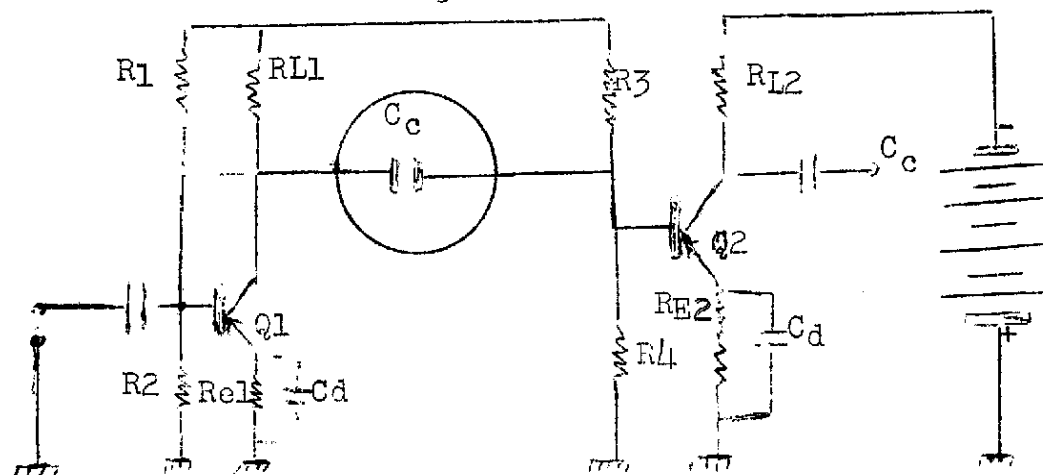
L) - Acoplamento dos circuitos transistorizados:

É bem evidente que muitas vezes, em único estágio não proporciona um ganho suficiente para a utilização desejada:

Precisamos assim ligar vários estágios um após o outro de maneira que os ganhos de cada um se multiplicam. Várias maneiras poderão ser utilizadas, dependendo das exigências requeridas.

Acoplamento R_C .

I - Podemos acoplar dois amplificadores transistorizados / através de circuitos R_C conforme a figura abaixo.



O condensador de acoplamento inter-estágio C_c nos bloqueará, o componente continua deixando passar a alternada.

Contudo devemos lembrar que dinamicamente o 2º transistor vai impor ao primeiro transistor meia carga em paralelo sobre R_{L1} . Esta carga imposta será devida a R_3 , R_4 , e a resistência de entrada de Q2. Assim R_{L1} será:

$$R_{L1} = \frac{1}{\frac{1}{R_{L1}} + \frac{1}{R_{L3}} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{E_{eb}}}$$

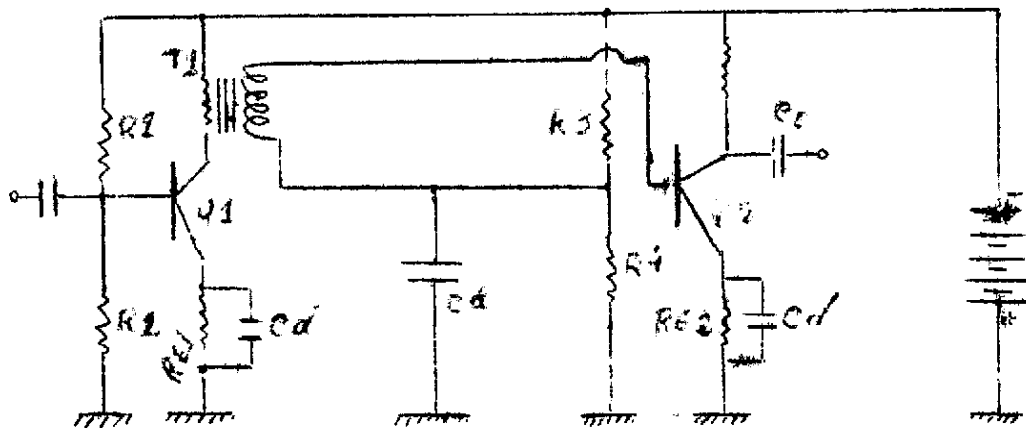
O cálculo de C_c será feita de maneira que na mais baixa das frequências a passar a sua reatância seja inferior ou igual a $\frac{R_{L1}}{10}$ assim:

$$X_{cc} < \frac{R_{L1}}{2 \pi F C} = \frac{1}{2 \pi F C} \frac{R'_{L1}}{10}$$

$$\frac{10}{2 \pi F R_{L1}} < C \Rightarrow$$

$$C > \frac{1,6}{F R_{L1}}$$

II - Acoplamento a transformador:



O acoplamento entre estagios quando feito por meio de um transformador judiciosamente calculado, proporciona um ganho bem mais elevado do que o acoplamento R_C . Para isso precisa-se que o casamento correto seja feito entre transformador e resistência e transistor, para que haja transferência máxima. o / condensador C_d serve para desacoplar a polarização assim dinamicamente o transformador está diretamente ligado a entrada de Q_2 .

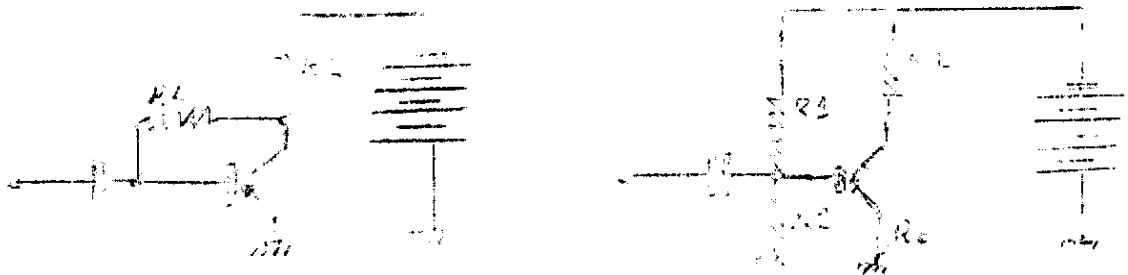
relação entre primário e secundário será calculada pela seguinte expressão:

$$n = \frac{Z_2}{Z_1}$$

M) - Realimentação negativa nos transistores:

Sabemos que nos circuitos não compensador temos distorções derivadas aos elementos não lineares do circuito.

Podemos reduzir em grande parte essas distorções pela utilização da realimentação negativa. Dois circuitos básicos poderão / ser utilizados:



No primeiro circuito temos a realimentação aplicada através da resistência de base R_b , ligada diretamente ao coletor do transistor, este tipo de realimentação tem a desvantagem de reduzir a impedância de entrada e de saída. Vamos admitir que uma corrente I_b está fluindo na base. No coletor a corrente será $I_c = \beta I_b$

• I_b esta corrente dará origem a uma queda de tensão em R_L cujo valor será : $V_L = \beta \cdot I_b \cdot R_L$.

A contracorrente I_b' criada por esta queda de tensão será na base;

$$I_b' = \frac{\beta \cdot I_b \cdot R_L}{R_b}$$

A corrente total na base será então:

$$I_i = I_b + \frac{\beta \cdot I_b \cdot R_L}{R_b}$$

$$\Rightarrow I_i = I_b \left(1 + \frac{\beta \cdot R_L}{R_b} \right)$$

se desligarmos R_b , a corrente de entrada será somente I_b , sen o efeito realimentação de reduzir a resistência de entrada a um valor de:

$$R_e' = \frac{R_e}{1 + \frac{\beta \cdot R_L}{R_b}}$$

O segundo circuito tem a propriedade de entrada a resistência de entrada.

Se uma corrente do sinal I_b fluindo na base determina no coletor uma corrente $I_c = \beta \cdot I_b$ corrente no emissor determinará uma queda de tensão no mesmo igual a $I_b \cdot (\beta + 1) R_E$, considerando R_E elevado a queda de tensão no mesmo será grande em relação a V_{be} .

R_{DP} desenvolvida será:

$V_e = R_e \cdot I_b (\beta + 1)$ e a resistência de entrada R_e será:

$R_e = R_e \cdot (\beta + 1)$ Como geralmente o valor de β é elevado podemos simplificar a expressão para:

$$R_e = R_E \cdot \beta$$

