

# ***PRINCÍPIOS DE ELETRÔNICA ANALÓGICA***

Prof. Luiz Antonio Vargas Pinto

Revisada em 22-03-2010

© 2007-2010



## Índice

Introdução.....	3
Fonte retificadora ½ onda e filtro a capacitor.....	4
Fonte retificadora de onda completa e filtro a capacitor.....	4
Junção.....	4
Diodo Zener.....	4
Curva Característica.....	4
Regulador CC.....	5
Exercício.....	5
Transistor Bipolar.....	6
As correntes no transistor.....	8
Ganho (hfe).....	8
Polarização.....	9
Polarizando com técnica de $i_c \leq 10 \text{ mA}$ .....	9
<i>Considerações</i> .....	9
Polarizando com técnica de $i_c > 10 \text{ mA}$ .....	12
<i>Considerações</i> .....	12
O circuito equivalente de Thévenin.....	14
Condições Quiescentes (ideais).....	17
Reta de Carga.....	17
Análise geral.....	18
Características de configuração.....	21
Classe A.....	23
Classe B.....	23
Classe AB.....	24
Classe D.....	24
Classe G.....	26
Classe H.....	26
Classe I.....	27

## Introdução

Este material foi desenvolvido baseado em apontamentos e estudos desenvolvidos durante aulas teóricas e práticas, e podem evidentemente apresentar erros e inconsistências. Se forem evidenciadas, peço a gentileza de me informarem em meu site:

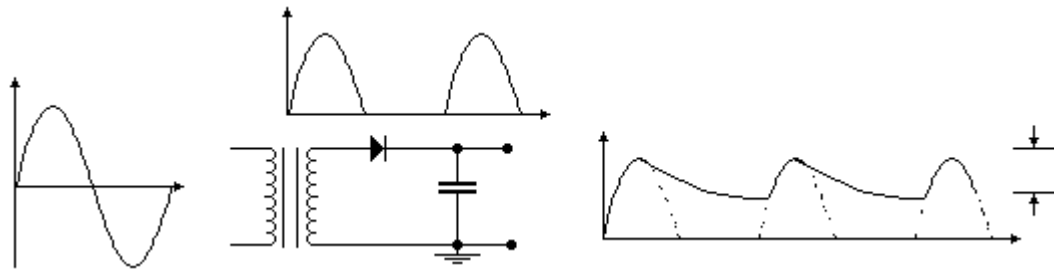
[www.vargasp.com](http://www.vargasp.com) ou [www.vargasp.net](http://www.vargasp.net)

Obrigado.

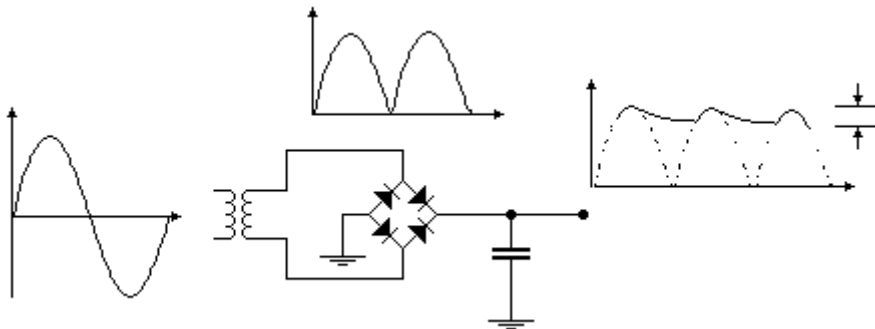
Sucesso em seus estudos.

Prof. Eng° Luiz Antonio Vargas Pinto

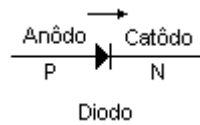
## Fonte retificadora 1/2 onda e filtro a capacitor



## Fonte retificadora de onda completa e filtro a capacitor



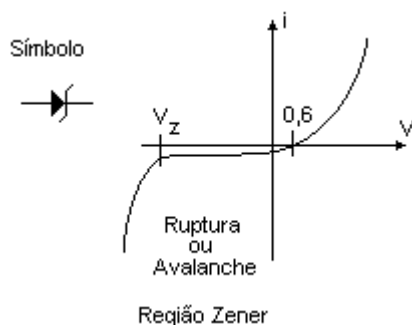
## Junção



## Diodo Zener

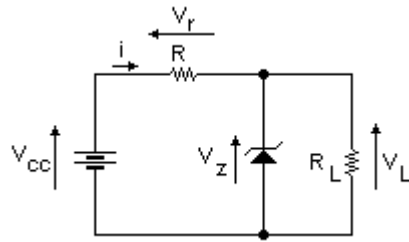
Dos diodos que são fabricados, o diodo Zener foi construído para trabalhar com tensão reversa. Assim ele se comporta como um diodo comum, mas, quando sob tensão reversa (acima ou no valor  $V_Z$ ) ele conduz.

## Curva Característica



# Regulador CC

Seja o circuito seguinte:



Dados:

- Carga  $10 \text{ mA} \leq i_L \leq 40 \text{ mA}$
- $V_L = 12 \text{ V}$
- $V_{CC} = 18 \text{ V}$

Características básicas necessárias para que o diodo Zener funcione como regulador (protetor da carga):

1.  $I_{LMAX} = 40 \text{ mA}$
  2. Zener sempre conduzindo ( $I_{LMIN} = 5 \text{ mA}$ )
  3.  $V_{CC} > V_L$  ( $I_{ZMIN}$ )
  4. A presença de R
- $i = i_z + i_L$  ou  $i = i_L + i_z$

$$i = i_{LMAX} + i_{ZMIN}$$

$$i = 40 + 5 = 45 \text{ mA}$$

Condição que garante que o Zener está conduzindo

$$V_{RLIM} = 18 - 12 = 6 \text{ V} \quad (\text{tensão na resistência limitadora})$$

$$R_{LIM} \cdot i = V_{RLIM}$$

$$R_{LIM} = \frac{6}{45 \times 10^{-3}} = 133,33 \Omega$$

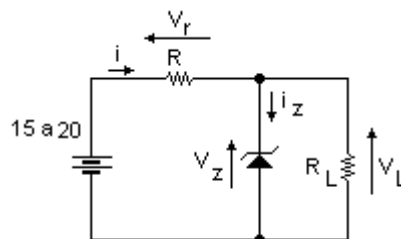
$$120 \Omega \leq 133,33 \leq 150 \Omega$$

e adotamos  $R = 150 \Omega$  porque é ainda capaz de conduzir de tal forma que  $i_{ZMIN} < 5 \text{ mA}$  e o Zener corta.

## Exercício

É necessário alimentar uma carga de  $500 \Omega$  com uma tensão de  $10 \text{ V}$  a partir de uma fonte que fornece uma tensão que pode ter uma variação de  $15 \text{ a } 20 \text{ V}$ .

Dado  $i_{ZMIN} = 5 \text{ mA}$



Em condição de Zener conduzindo,  $V_Z = V_L = 10V$  e  $i_L = 10 / 500 = 20 \text{ mA}$  o que faz com que  $i = 5 + 20 = 25 \text{ mA}$ . Claro que nesta situação a fonte estaria operando em condição mínima e em consequência disto:

$$V_r = 15 - 10 = 5V \Rightarrow R_{MAX} = \frac{5}{25 \times 10^{-3}} = 200\Omega$$

Quando  $V_{CC} = 20V$ , o Zener ainda está conduzindo, porém, sua corrente agora é máxima, mas sua  $V_Z$  ainda é  $10V$ . Assim, nesta situação,  $V_r = 20 - 10 = 10V$

Considerando que  $R$  não muda, então teremos:

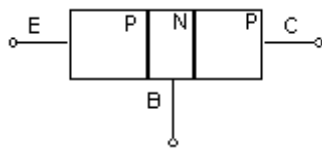
$$i = \frac{10}{200} = 0,05A$$

E como  $V_Z$  não muda, quem muda é  $i_Z$  que passa a ser  $i_{ZMAX}$

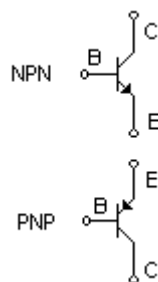
$$i_{ZMAX} = 0,05 - 20 \times 10^{-3} = 0,03A$$

E desde que o Zener suporte essa corrente, esse será o valor de  $R$  limitador a ser adotado.

## Transistor bipolar ou BJT



A conexão de junções alternadamente produz, de início, dois tipos de circuito:

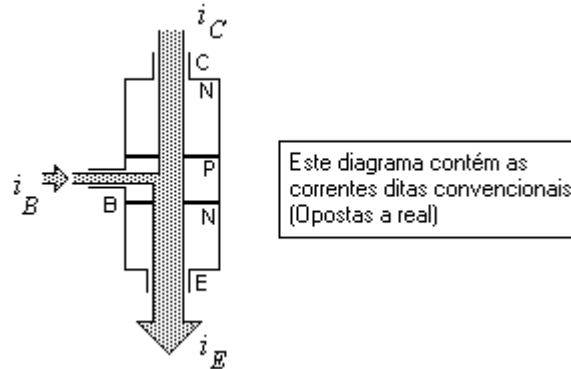


Onde a injeção de corrente na base (B) ou mesmo a retirada desta da base (B) propicia um efeito de circulação de corrente entre o coletor (C) e o emissor (E) fazendo a "ponte" entre o Coletor e o Emissor vencendo a largura da Base e as duas junções CB e BE.

No caso do **NPN**, em particular, ocorre entrada de corrente convencional, fazendo com que a corrente do emissor ( $i_C$ ) seja ligeiramente maior que a corrente de coletor ( $i_E$ )

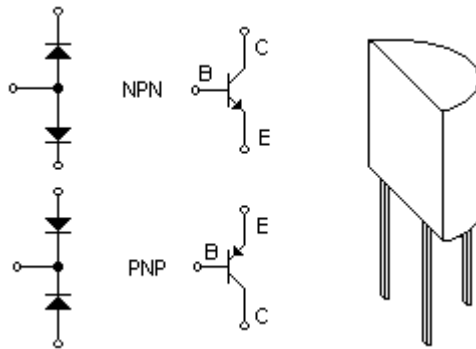
Claro que existe uma mínima parcela de corrente de retorno na base mas esta é muito menos intensa que aquela na direção Coletor-Emissor.

A influência da base sobre as junções é essencial. A injeção de elétrons desestrutura eletricamente o sistema desencadeando um fluxo de cargas em um único sentido favorável, tal como um diodo.



1. Observe que a largura da camada P é um obstáculo intransponível para o fluxo de elétrons do coletor para o emissor, uma vez que estes não “enxergam” as cargas no outro lado N. Por essa razão apenas é possível a passagem de elétrons mediante a injeção deles na base iniciando e controlando o fluxo principal do coletor para o emissor.
2. O transistor bipolar, tal como os diodos semicondutores apresenta uma ddp entre as junções. E em particular, a ddp entre Base-Emissor é muito próxima àquela no diodo. A menos que o fabricante especifique, esta corrente será um valor entre 0,6 e 0,7V. Sendo constante em cada componente, é usual denominá-la de “Resistência dinâmica”.
3. Também fica fácil observar que o transistor faz parte de um conjunto denominado de “Componentes Ativos”, isto é, somente funciona com fonte de alimentação externa ao componente (neste caso  $V_{CC}$ ).
4. As junções efetivamente não se fundem, fato este que conhecemos como efeito “Ruptura” e efeito “Avalanche”. Assim, podemos afirmar que as junções estão “Coladas” e isto é feito termicamente.
5. Embora, de início dê a falsa impressão de que o amplificador será utilizado em corrente contínua (CC), isto não é verdade. O que de fato é trabalhado, são as correntes necessárias para colocar o transistor em uma situação de “pré-amplificação”, fixando o fluxo mínimo ideal as necessidades do sinal a ser amplificado.
6. Vamos considerar ainda que existe a influência da temperatura no resultado final de amplificação posto que o  $\beta$  do sistema é muito sensível a temperatura.

## As correntes no transistor



De todas, a mais interessante é aquela que expressa o Ganho em CC:

### Ganho ( $h_{fe}$ )<sup>2</sup>

A relação  $I_C/I_B$  define a capacidade de reproduzir (controlar) o fluxo de corrente do coletor. Definimos:

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

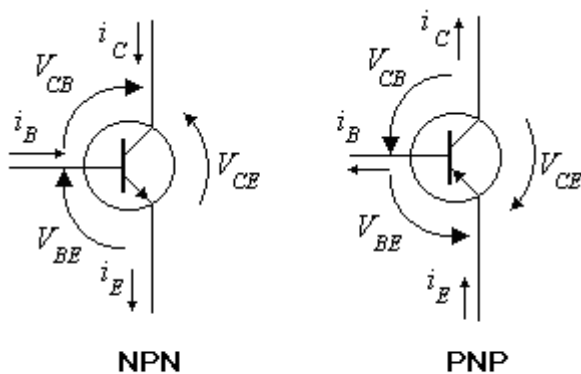
Como  $I_C \gg I_B$ , o ganho  $\beta$  é elevado.

- Definimos  $\alpha$  como a relação:

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

onde  $0,95 \leq \alpha \leq 0,99$

E ainda, como  $\alpha$  é sempre menor que 1, ou seja  $\alpha < 1$



Este modelo apresentado utiliza Correntes Convencionais

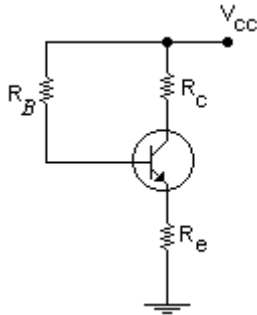
<sup>2</sup> Obtido do modelo de Ebers-Moll

## Polarização

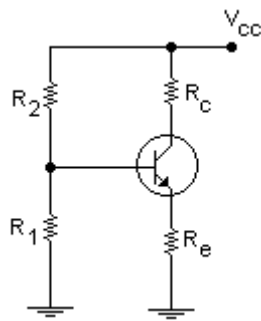
Iniciamos com um questionamento: porque polarizar ?

Temos sempre que ter em mente que o transistor é um componente Ativo, isto é, requer energia e componentes adicionais para funcionar da forma planejada.

Uma das formas mais comuns de polarização é por "injeção de corrente constante na base"



Este circuito funciona relativamente bem, porém tem o inconveniente de apresentar algumas instabilidades com variação de  $\beta$ , tensão e corrente de base. Daí um circuito melhorado, sugerido seria:



É o clássico amplificador com "divisor de tensão na base".

## Polarizando com técnica de $i_C \leq 10 \text{ mA}$

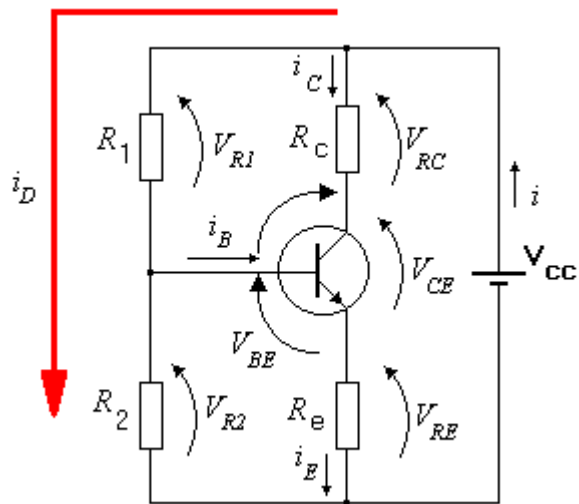
Em certas aplicações, o uso de algumas técnicas facilitam a polarização de transistores, tal como neste caso.

### Considerações

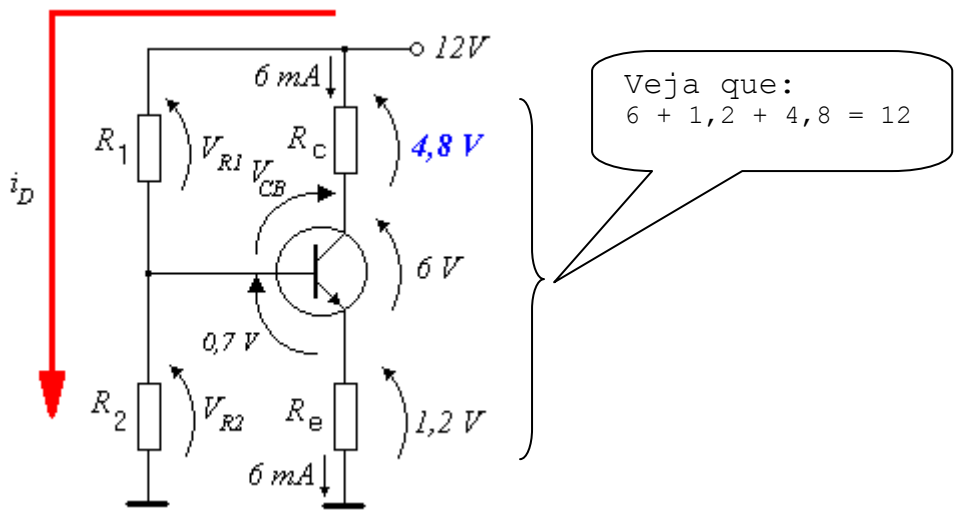
- ⊗  $I_C \leq 10 \text{ mA}$
- ⊗  $\beta \geq 100$
- ⊗  $V_{CE} = V_{CC}/2$
- ⊗  $V_{RE} = 0,1 V_{CC}$
- ⊗  $I_D = 0,1 I_C$
- ⊗  $I_C = I_E$
- ⊗ Apenas para efeito de cálculo,  $I_B = 0$  (desprezível comparada a  $I_C$ )

Exemplo de aplicação:

Determine o circuito de polarização para  $I_C = 6 \text{ mA}$  e  $V_{CC} = 12\text{V}$



O qual fica como:

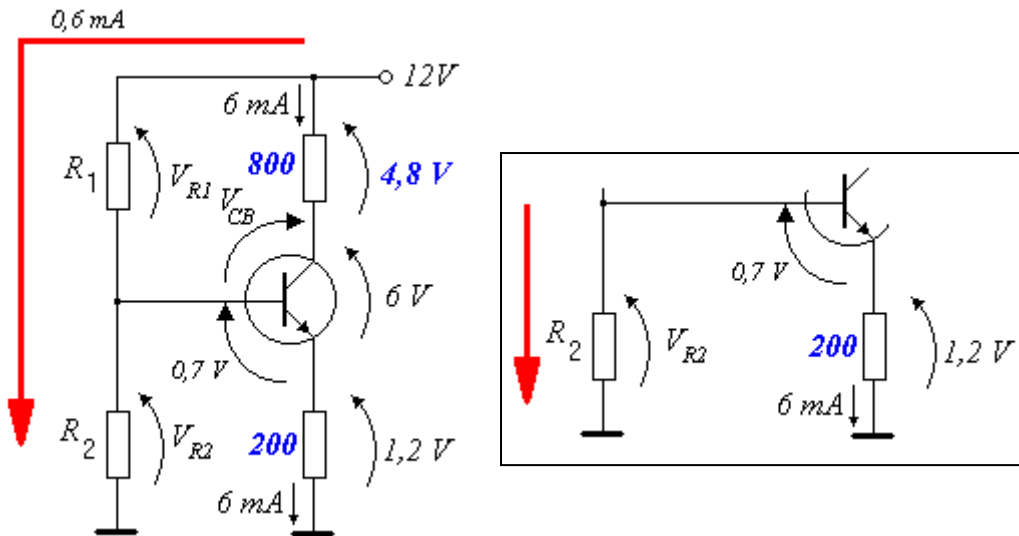


E por Ohm vemos que:

$$R_C = \frac{4,8}{6 \times 10^{-3}} = 800 \Omega$$

$$R_E = \frac{1,2}{6 \times 10^{-3}} = 200 \Omega$$

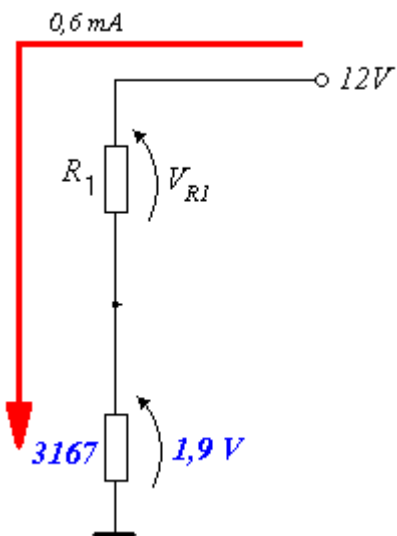
$$I_D = 0,6 \text{ mA}$$



Observe no detalhe que  $V_{R2} = 1,2 + 0,7 = 1,9 \text{ V}$   
 E a corrente que passa por  $R_2$  é  $I_D = 0,6 \text{ mA}$  e logo:

$$R_2 = \frac{1,9}{0,6 \times 10^{-3}} = 3167 \Omega$$

E ainda:

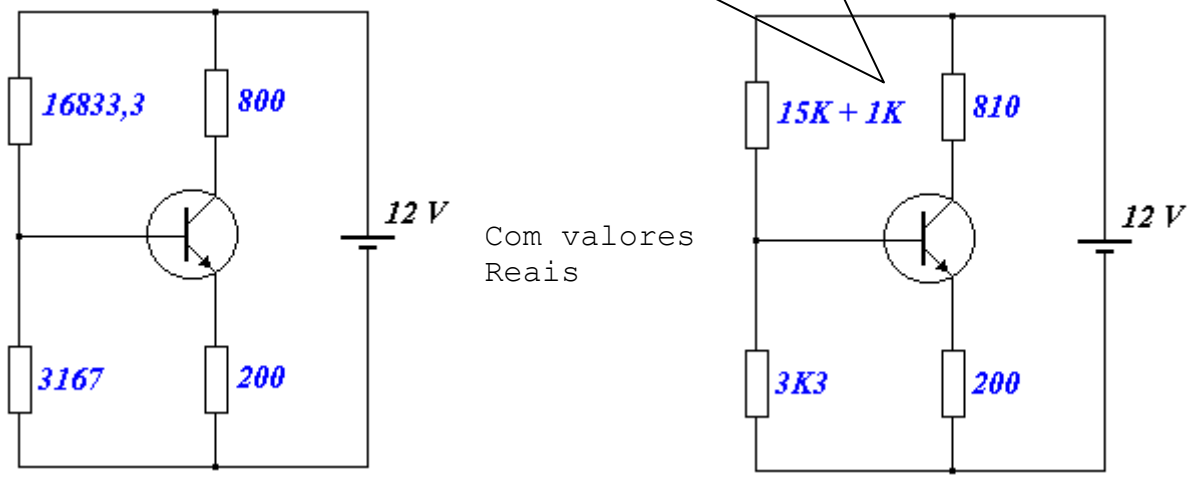


De onde tiramos que  $V_{R1} = 12 - V_{R2}$ , o que implica em que  $V_{R1} = 12 - 1,9$   
 e  $V_{R1} = 10,1 \text{ V}$

Daí  $R_1 = \frac{10,1}{0,6 \times 10^{-3}} = 16833,3$

E ficamos:

Se desejarmos boa precisão



### Polarizando com técnica de $i_c > 10 \text{ mA}$

Por outro lado, outras aplicações podem requerer mais que 10 mA e neste caso, o procedimento é diferente.

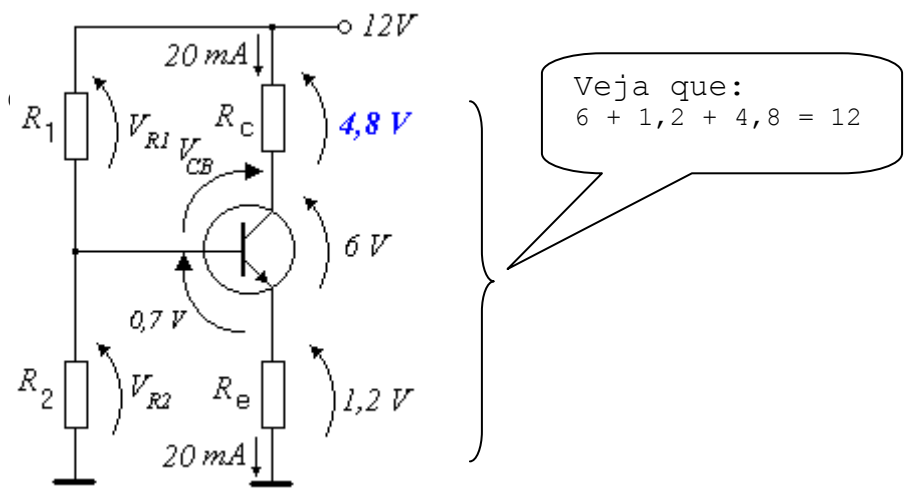
Isto porque  $I_B=0$  considerada no caso anterior, não vale mais e por conseqüência,  $I_D$  também não vale mais.

#### Considerações

- ⊖  $\beta \geq 100$
- ⊖  $V_{CE} = V_{CC}/2$
- ⊖  $V_{RE} = 0,1 V_{CC}$
- ⊖  $I_C = I_E$
- ⊖  $R_{BB} = 10 R_E$

#### Exemplo de aplicação:

Determine o circuito de polarização para  $I_c = 20 \text{ mA}$  e  $V_{CC} = 12V$  e  $\beta=330$

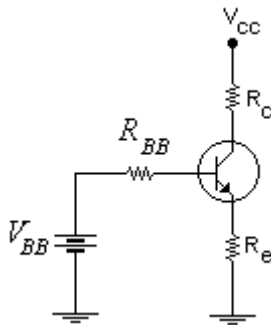


E por Ohm vemos que:

$$R_C = \frac{4,8}{20 \times 10^{-3}} = 240 \Omega$$

$$R_E = \frac{1,2}{20 \times 10^{-3}} = 60 \Omega$$

Para este tipo de análise consideremos o circuito equivalente de Thèvenin<sup>3</sup>:



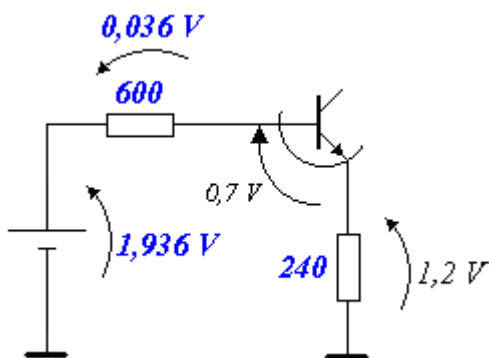
Como  $R_{BB} = 10 \times R_E$  Daí:

$$R_{BB} = 10 \times 60 = 600 \Omega$$

E como  $\beta = \frac{i_C}{i_B} \Rightarrow i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{20 \times 10^{-3}}{330} = 60,6 \times 10^{-6} \text{ A}$

$$V_{R_{BB}} = 600 \times 60,6 \times 10^{-6} = 0,036 \text{ V}$$

E teremos:



Porque  $V_{BB} = 1,2 + 0,7 + 0,036 = 1,936 \text{ V}$

<sup>3</sup> Homenagem a Léon Charles Thèvenin que desenvolveu uma técnica para reduzir circuitos elétricos

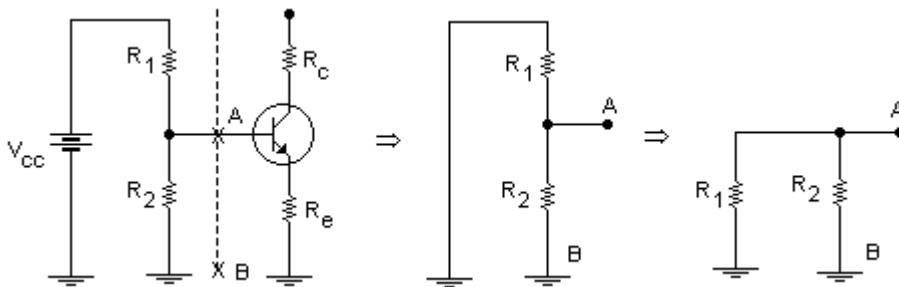
Obtidos da circuito equivalente de Thèvenin, temos:

$$R_1 = \frac{R_{BB} V_{CC}}{V_{BB}}$$

e  $R_{BB} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

## O circuito equivalente de Thévenin

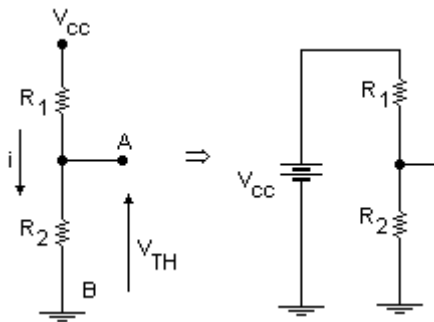
De acordo com Thévenin, podemos dividir um circuito respeitando algumas regras, ou seja:



De onde:

$$R_{TH} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Em seguida, determinaremos a Tensão de Thévenin:



De onde:

$$i = \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad \text{e} \quad V_{CC} = V_{R1} + V_{TH}$$

$$V_{TH} = R_2 \times \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \Rightarrow V_{TH} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_{CC}$$

Como  $V_{TH}$  será o  $V_{BB}$ , então:

$$V_{BB} = R_2 \times \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times V_{CC}$$

Multiplicando ambos os lados por  $R_1$

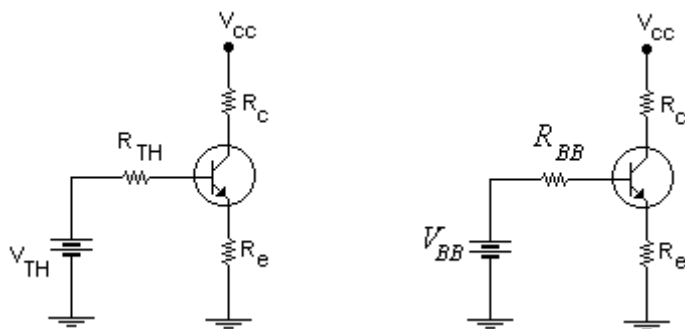
$$R_1 \times V_{BB} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \times V_{CC}$$

$$R_1 \times V_{BB} = R_{BB} \times V_{CC}$$

$$R_1 = \frac{V_{CC} \times R_{BB}}{V_{BB}}$$

Conforme queríamos demonstrar.

e cujo circuito equivalente final será:



Prosseguindo em nossos cálculos, teremos:

$$R_1 = \frac{12 \times 600}{1,936} \Rightarrow R_1 = 3719\Omega$$

E ainda, se  $R_{BB} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$

$$600 = \frac{3719 \times R_2}{3719 + R_2} \Rightarrow 600(3719 + R_2) = 3719 \times R_2$$

$$2231400 + 600R_2 = 3719 \times R_2$$

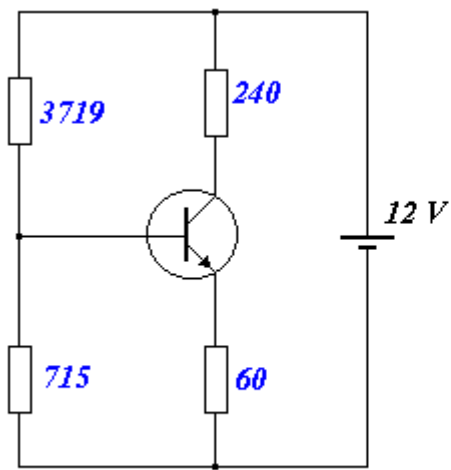
$$2231400 = 3719 \times R_2 - 600R_2$$

$$2231400 = (3719 - 600) \times R_2$$

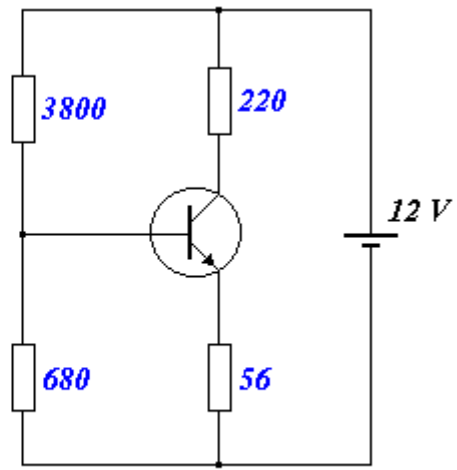
$$R_2 = \frac{2231400}{3119}$$

$$R_2 = 715\Omega$$

E ficamos:



*Calculado*



*Real*

## Condições Quiescentes (ideais)

Considerando nas condições Quiescentes:

$$V_{BE} \approx 0,7V$$

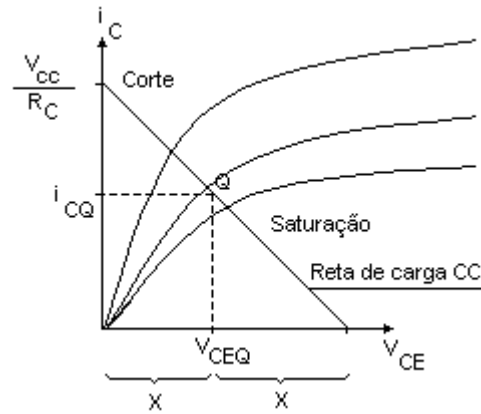
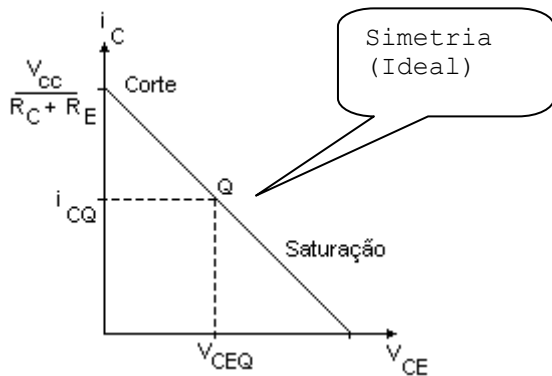
$$\text{e se } R_e \gg R_B (1 - \alpha)$$

Esta última consideração elimina as variações de  $\beta$  de modo que:

$$I_E \cong \frac{V_B - 0,7}{R_E} \text{ e } I_{CQ} = I_{EQ}$$

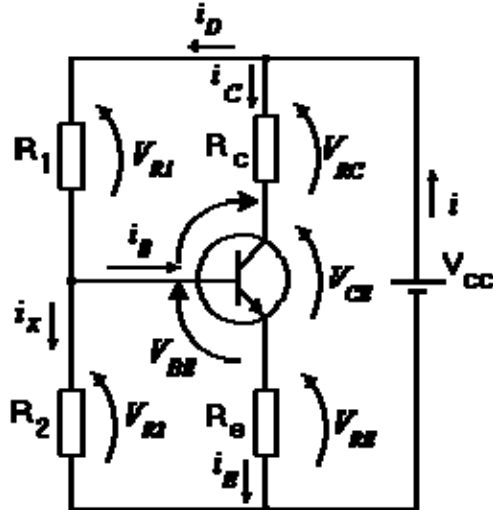
## Reta de Carga

Lembrando que  $V_{CC} = V_{CE} + I_C(R_C + R_E)$  representa a Reta de Carga



## Análise geral

Seja dado um circuito de polarização, no qual são conhecidos  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_C$ ,  $R_E$ ,  $V_{CC}$ ,  $V_{BE}$  e o  $\beta$ , porque o transistor em uso tem suas características de datasheet já conhecidas:



Por Kirchof, teremos as seguintes equações:

$$\begin{cases} V_{CC} - V_{RC} - V_{CE} - V_{RE} = 0 \\ V_{CB} + V_{RC} - V_{R1} = 0 \\ V_{R2} - V_{RE} - V_{BE} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{CC} - R_C i_C - V_{CE} - R_E i_E = 0 \\ V_{CB} + R_C i_C - R_1 i_D = 0 \\ R_2 i_X - R_E i_E - V_{BE} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} i = i_C + i_B \\ i_D - i_B - i_X = 0 \\ i_X + i_E = i \end{cases}$$

Mas:

$$\frac{i_C}{i_E} = \alpha \Rightarrow i_E = \frac{i_C}{\alpha}$$

$$\begin{cases} V_{CC} - R_C i_C - V_{CE} - \frac{R_E}{\alpha} i_C = 0 \\ V_{CB} + R_C i_C - R_1 i_D = 0 \\ R_2 i_X - \frac{R_E}{\alpha} i_C - V_{BE} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{CC} - R_C i_C - \frac{R_E}{\alpha} i_C - V_{CE} = 0 \\ V_{CB} + R_C i_C - R_1 i_D = 0 \\ R_2 i_X - \frac{R_E}{\alpha} i_C - V_{BE} = 0 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{CC} - R_C i_C - \frac{R_E}{\alpha} i_C - V_{CE} = 0 \\ V_{CB} + R_C i_C - R_1 i_D = 0 \\ R_2 \left( i_D - \frac{i_C}{\beta} \right) - \frac{R_E}{\alpha} i_C - V_{BE} = 0 \end{cases}$$

Mas da malha externa:

$$V_{CC} - R_1 i_D - R_2 i_X = 0$$

$$V_{CC} = R_1 i_D + R_2 i_X$$

$$V_{CC} = R_1 (i_X + i_B) + R_2 i_X$$

$$V_{CC} = R_1 i_X + R_1 i_B + R_2 i_X$$

$$V_{CC} = (R_1 + R_2) i_X + R_1 i_B$$

$$V_{CC} = (R_1 + R_2) i_X + R_1 \frac{i_C}{\beta}$$

$$V_{CC} = (R_1 + R_2) (i_D - i_B) + R_1 \frac{i_C}{\beta}$$

$$V_{CC} = R_1 i_D - R_1 i_B + R_2 i_D - R_2 i_B + R_1 \frac{i_C}{\beta}$$

$$V_{CC} = (R_1 + R_2) i_D - (R_1 + R_2) i_B + R_1 \frac{i_C}{\beta}$$

$$V_{CC} = (R_1 + R_2) i_D - (R_1 + R_2) \frac{i_C}{\beta} + R_1 \frac{i_C}{\beta}$$

$$V_{CC} = (R_1 + R_2) i_D - (R_1 + R_2 - R_1) \frac{i_C}{\beta}$$

$$V_{CC} = (R_1 + R_2) i_D - R_2 \frac{i_C}{\beta}$$

$$i_D = \frac{V_{CC} + R_2 \frac{i_C}{\beta}}{R_1 + R_2}$$

Mas :

$$R_2 \left( i_D - \frac{i_C}{\beta} \right) - \frac{R_E}{\alpha} i_C - V_{BE} = 0$$

$$R_2 i_D - R_2 \frac{i_C}{\beta} - \frac{R_E}{\alpha} i_C = V_{BE}$$

$$R_2 \left( \frac{V_{CC} + R_2 \frac{i_C}{\beta}}{R_1 + R_2} \right) - R_2 \frac{i_C}{\beta} - \frac{R_E}{\alpha} i_C = V_{BE}$$

$$R_2 \left( \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2 \frac{i_C}{\beta}}{R_1 + R_2} \right) - R_2 \frac{i_C}{\beta} - \frac{R_E}{\alpha} i_C = V_{BE}$$

$$R_2 \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} + R_2 \frac{R_2 \frac{i_C}{\beta}}{R_1 + R_2} - R_2 \frac{i_C}{\beta} - \frac{R_E}{\alpha} i_C = V_{BE}$$

$$\frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} + \frac{R_2^2 \frac{i_C}{\beta}}{R_1 + R_2} - R_2 \frac{i_C}{\beta} - \frac{R_E}{\alpha} i_C = V_{BE}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} + \frac{R_2^2 i_C}{\beta(R_1 + R_2)} - \frac{R_2}{\beta} i_C - \frac{R_E}{\alpha} i_C = V_{BE}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} + \frac{R_2^2}{\beta(R_1 + R_2)} i_C - \frac{R_2}{\beta} i_C - \frac{R_E}{\alpha} i_C = V_{BE}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} + \frac{R_2^2}{\beta(R_1 + R_2)} i_C - \frac{R_2}{\beta} i_C - \frac{R_E}{\beta} i_C = V_{BE}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} + \frac{R_2^2}{\beta(R_1 + R_2)} i_C - \frac{R_2}{\beta} i_C - \frac{R_E(\beta+1)}{\beta} i_C = V_{BE}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} + \left( \frac{R_2^2}{\beta(R_1 + R_2)} - \frac{R_2}{\beta} - \frac{R_E(\beta+1)}{\beta} \right) i_C = V_{BE}$$

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} + \left( \frac{R_2^2}{R_1 + R_2} - R_2 - R_E(\beta+1) \right) \frac{1}{\beta} i_C = V_{BE}$$

De onde :

$$i_C = \frac{V_{BE} - \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}}{\left( \frac{R_2^2}{R_1 + R_2} - R_2 - R_E (\beta + 1) \right) \frac{1}{\beta}}$$

## Características de configuração

### 1) Impedância

Pouca ou nenhuma importância se dá à Impedância. É comum confundir-la com resistência (2ª Lei de Ohm  $V = R.I$ ) de onde:

$$R = \frac{V}{I} \text{ mas } Z = \frac{V}{I} \text{ também}$$

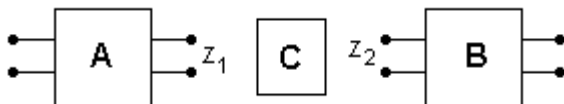
E que, aparentemente, é a mesma coisa; porém a relação entre a tensão e a corrente é **Impedância** porque resistência é física:

$$R = \rho \frac{\ell}{S}$$

Apenas o efeito final pode ser considerado igual. A unidade de  $Z$  é  $\Omega$ , ou seja:  $[Z] = \Omega$

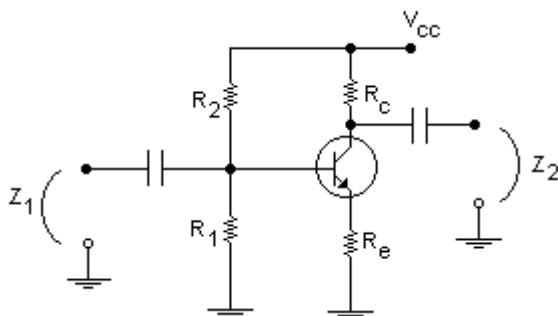
De uma forma muito simples podemos dizer que Resistência é uma propriedade e a impedância um efeito.

Agora, vamos considerar o seguinte caso:



Se for necessário conectar **A** e **B** haverá perdas, dadas as diferenças de impedância entre os dois elementos. Assim é preciso ajustar eletricamente os dois com o meio **C**.

Considerando o transistor devidamente polarizado podemos dizer que este apresenta característica resistiva das junções muito pequenas, e portando desprezível. Porém não se pode dizer o mesmo da impedância, ou seja:

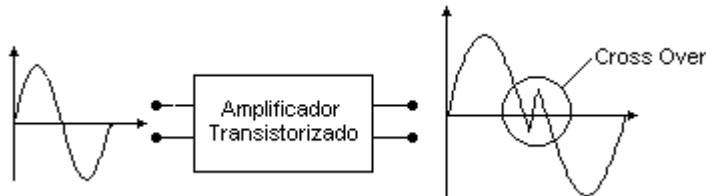


O ideal será  $Z_1 \gg Z_2$  posto que se  $Z_1$  é muito elevado, as correntes de entrada são muito baixas (base). Conforme as circunstâncias, dependendo da configuração adotada, podemos ajustar **C** para “nivelar”.

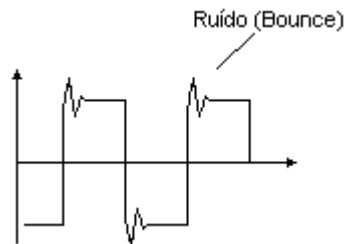
As impedâncias de **A** e **B** sofrerão aquilo que chamamos no jargão técnico de “Casamento de Impedância”.

## 2) Cross Over

Na prática é comum termos a seguinte ocorrência:



Que é uma distorção, diferença no sinal (Cross-over) e que exige compensação. A presença de perdas inerentes ao próprio processo de equilíbrio de cargas nas junções acarreta um atraso nas transições quando a DDP passa do semi-ciclo positivo para o negativo e vice-versa. Casos semelhantes são registrados em sistemas digitais onde as transições não são, nunca, instantâneas.



Cuja técnica de eliminação chamamos de “Debounce”

## 3) Causa Provável:

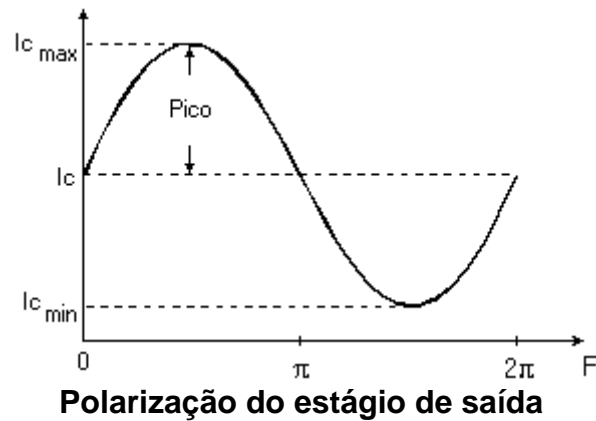
- { má escolha do transistor ou dos estágios
- { Insuficiência do componente

## 4) Classes de operação

O que determina o tipo de classe de operação de um amplificador, é o modo como os transistores do estágio de saída operam, na tentativa de se obter maior linearidade e/ou rendimento. A seguir, apresentaremos os princípios básicos e principais características de algumas dessas classes de operação. Existem outras classes que são utilizadas em circuitos de alta frequência (RF) ou controles de potência, mas não serão tratadas neste texto.

## Classe A

Certamente a classe que apresenta melhor característica de linearidade entre todas, mas também é a que tem menor rendimento que, idealmente, não passa de 25% (10%, típico). Isso se deve ao fato de que os transistores de saída estão sempre em condução pois existe uma corrente de polarização, constante, com valor no mínimo igual à máxima corrente de carga.



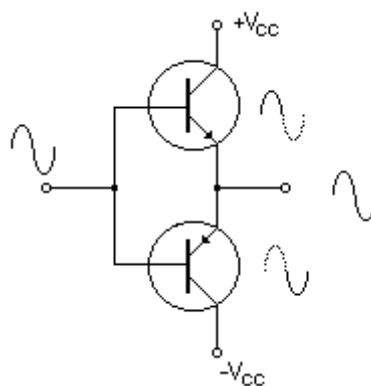
Onde:

$I_C$  - Corrente de polarização

$I_P$  - Máxima corrente na carga, sendo que  $I_C \geq I_P$

## Classe B

Ao contrário da Classe A, não existe corrente de polarização nos transistores de saída o que faz aumentar bastante o rendimento do circuito, idealmente 78,5% (50%, típico). Os transistores passam a conduzir apenas quando são excitados pelo sinal de entrada. No entanto, é necessário um par complementar de transistores, pois cada um fica responsável por um semi-ciclo do sinal de saída.



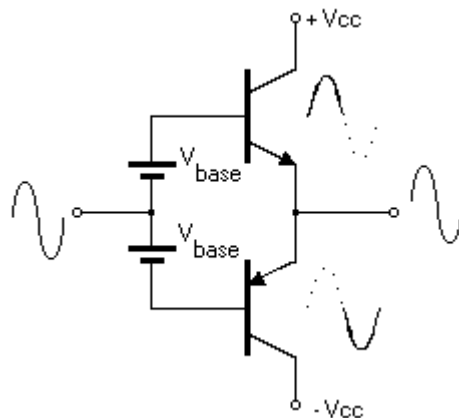
**Configuração complementar.**

Idealmente, os dois transistores são idênticos, ou seja, perfeitamente "casados" e estão no limite do corte, o que na prática não acontece. No entanto, durante a transição da operação de um transistor para outro há uma interrupção do sinal de saída pois o nível do sinal de entrada não é suficientemente grande para por os

transistores em condução. Ocorre a distorção de cross-over. Para grandes níveis de sinais (grandes potências) esta distorção é relativamente pequena pois o sinal passa a ser muito maior que o nível das harmônicas geradas; mas à medida que os níveis vão baixando (do sinal), a diferença também diminui fazendo com que a distorção passe a ser relevante.

## Classe AB

A classe AB é uma classe de operação intermediária à classe A e B onde, com uma pequena polarização do estágio de saída, tem-se alto rendimento (classe B) e boa linearidade (classe A). Basicamente, o modo de operação desta classe é o mesmo da classe B (par complementar).

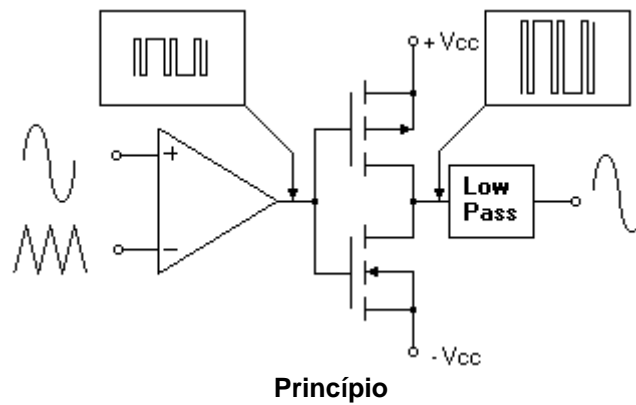


**Configuração complementar, com polarização**

Agora foi introduzida uma tensão de polarização nas bases dos transistores,  $V_{BIAS}$ . Essa tensão de polarização,  $V_{BIAS}$ , tem ordem de grandeza igual à tensão base/emissor,  $V_{BE}$ , do transistor, que agora, passa a ficar na "eminência de condução", não necessitando mais de uma parcela do sinal de entrada para fazê-lo. Desta forma, a corrente que circula pelos transistores de saída, na ausência de sinal, é bastante pequena, se comparada à que circula nos transistores de saída do classe A. Ultimamente, esta classe de operação tem sido largamente empregada em amplificadores contínuos.

## Classe D

Os amplificadores classe D também são conhecidos como "amplificadores chaveados" e isso se deve ao fato de que os transistores de saída não operam continuamente, como vimos até agora, e sim como "chaves", comutando a tensão de alimentação (+ e -  $V_{CC}$ ) à carga.

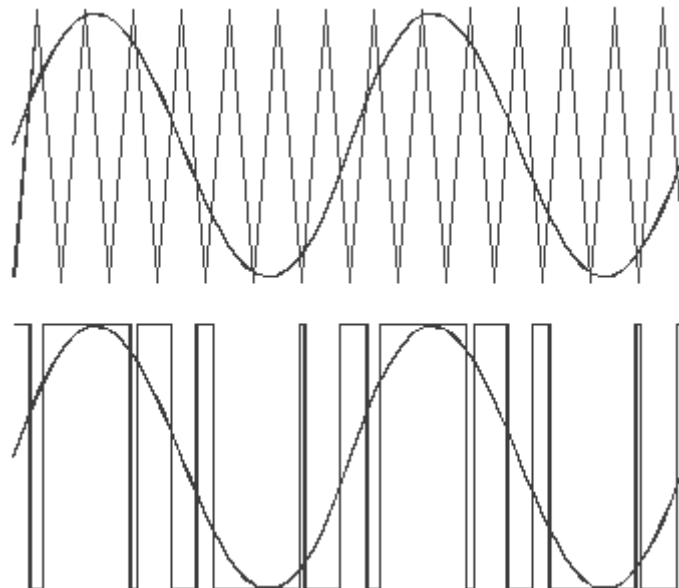


**Princípio**

À primeira vista o funcionamento destes amplificadores pode parecer um tanto quanto complexo, mas o princípio é simples:

O sinal de entrada (áudio, representado pela senóide) é constantemente comparado com uma referência (portadora, onda triangular) com frequência muitas vezes maior que a máxima frequência contida no sinal de áudio (20 kHz, teórico). O resultado é uma onda quadrada cuja a largura do pulso varia proporcionalmente à amplitude do sinal de entrada, áudio. Esse sinal (onda quadrada) é aplicado ao estágio de potência (transistores como "chaves") que por sua vez o envia à carga através de um filtro passa-baixas, que recuperará a "forma" original do sinal.

Esse é o princípio da "Modulação por Largura de Pulso" - **PWM - Pulse Width Modulation**.



**Princípio PWM**

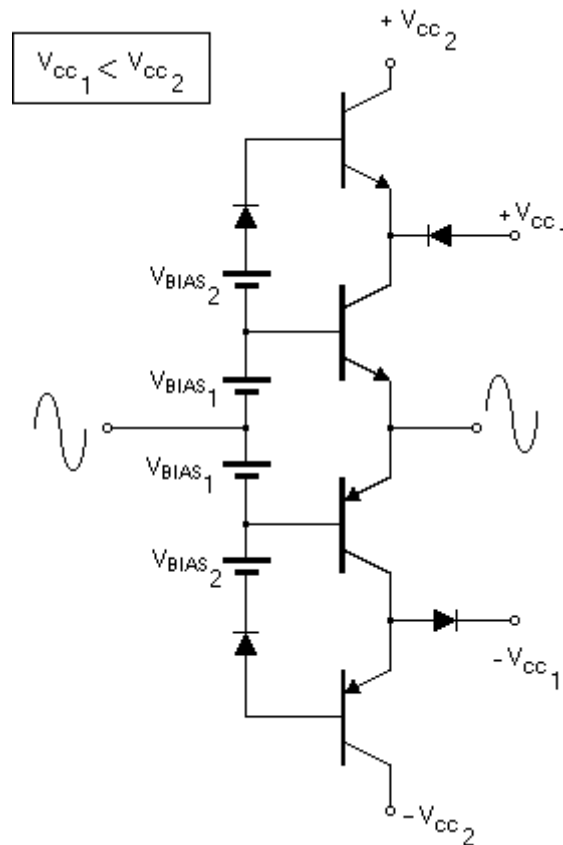
Essa classe de operação tem um rendimento bastante alto, que fica na casa dos 90% (típico), mas não tem a qualidade de baixa distorção, relativa, que um amplificador contínuo (classe A e AB) tem.

## Classe G

Essa classe de operação une a "linearidade" inerente aos amplificadores classe A com o maior rendimento dos amplificadores classe AB. Como?

Sabemos que um amplificador classe A é o que apresenta melhor característica de linearidade mas também é o que tem menor rendimento, e isso faz com que esta configuração seja praticamente inviável em grandes potências; já o amplificador classe AB não tem característica de linearidade tão boa quanto ao amplificador classe A mas, em contra partida, tem maior rendimento.

O amplificador classe G, então, utiliza um estágio classe A para baixos níveis de sinais (baixas potências) e acrescenta um estágio classe AB quando esses níveis ultrapassam um determinado limiar (grandes potências), determinado por  $+V_{CC1}$  e  $-V_{CC1}$ , aproveitando o que cada uma das classes oferece de melhor.



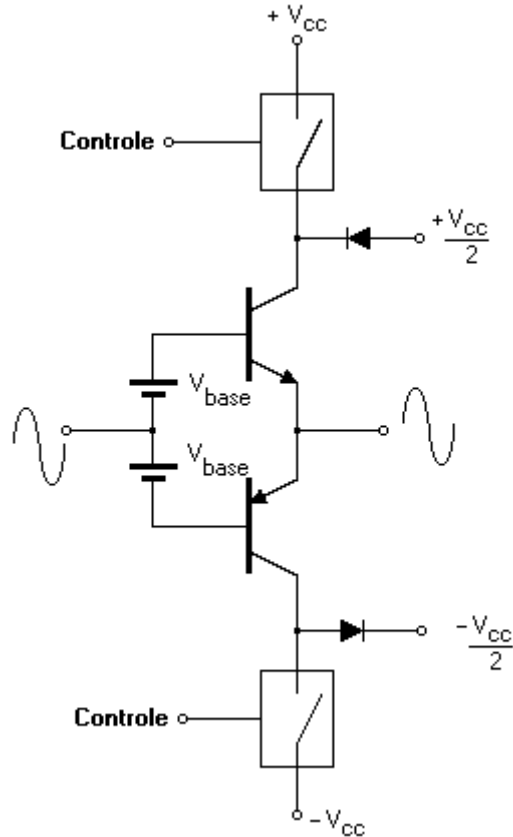
**Princípio do amplificador classe G**

Amplificadores classe G têm rendimento na casa dos 70% (típico).

## Classe H

Essa classe de operação tem um princípio bastante parecido com o da classe G (aumentar o rendimento em amplificadores contínuos) só que ao invés de ter dois tipos de classes (A e AB) trabalhando com diferentes potências, o estágio de saída opera em classe AB,

mas com diferentes níveis de tensão de alimentação. Assim, em baixas potências, atua uma fonte de alimentação com tensão mais baixa do que a fonte que atua em potências mais altas, ou seja, existe um "chaveamento" da tensão de alimentação do estágio de saída. Esse "chaveamento" ocorre toda vez que o sinal de áudio ultrapassa um certo limiar, determinado em projeto.



**Princípio do amplificador classe H**

Uma deficiência desta classe de operação é o fato de que, em altas frequências, a velocidade do "chaveamento" fica comprometida, devida à tecnologia dos componentes (ainda não são suficientemente rápidos), fazendo com que apareçam maiores níveis de distorção, relativamente aos de baixa frequência.

Em contrapartida, amplificadores classe H têm maior rendimento que amplificadores classe A, B e AB, e se igualam aos amplificadores classe G.

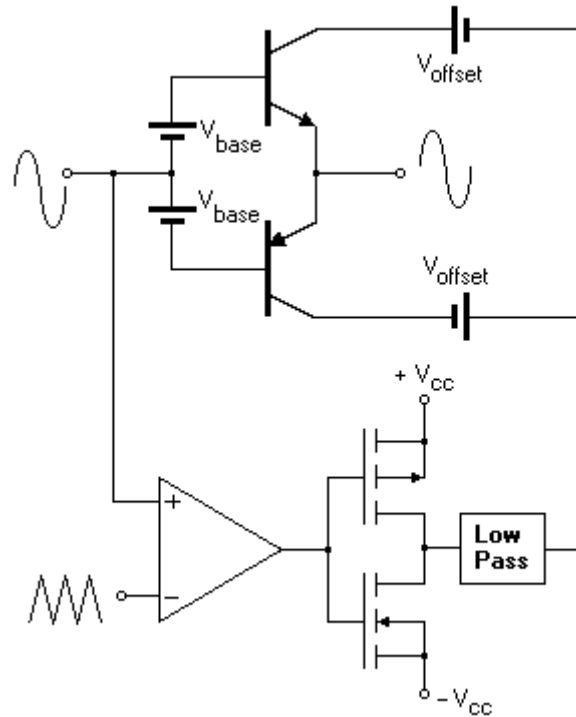
## Classe I

Essa classe de operação une a "linearidade" da classe A com a eficiência da classe D.

Já vimos que amplificadores classe A são a melhor opção para boa linearidade e os amplificadores classe D para alto rendimento; mas uma classe opera em modo contínuo e outra em modo "chaveado"!?

O sinal de áudio é aplicado simultaneamente ao amplificador classe A e ao classe D; o classe A fornece potência à carga (alto-falante) e o classe D fornece a alimentação ao classe A.

Desta forma, a tensão (fonte) fornecida ao estágio de saída classe A será sempre só, e somente só, o necessário para garantir que o sinal de áudio (potência) seja perfeitamente entregue à carga; ainda, é necessário um "resíduo" de tensão ( $V_{offset}$ ) nos transistores para que estes fiquem sempre na região de operação contínua.



**Princípio do amplificador classe I**

O rendimento desta classe de operação fica entre 70% e 80% (típico) o que, por analogia, seria um amplificador classe A com rendimento igual ao classe G ou H!