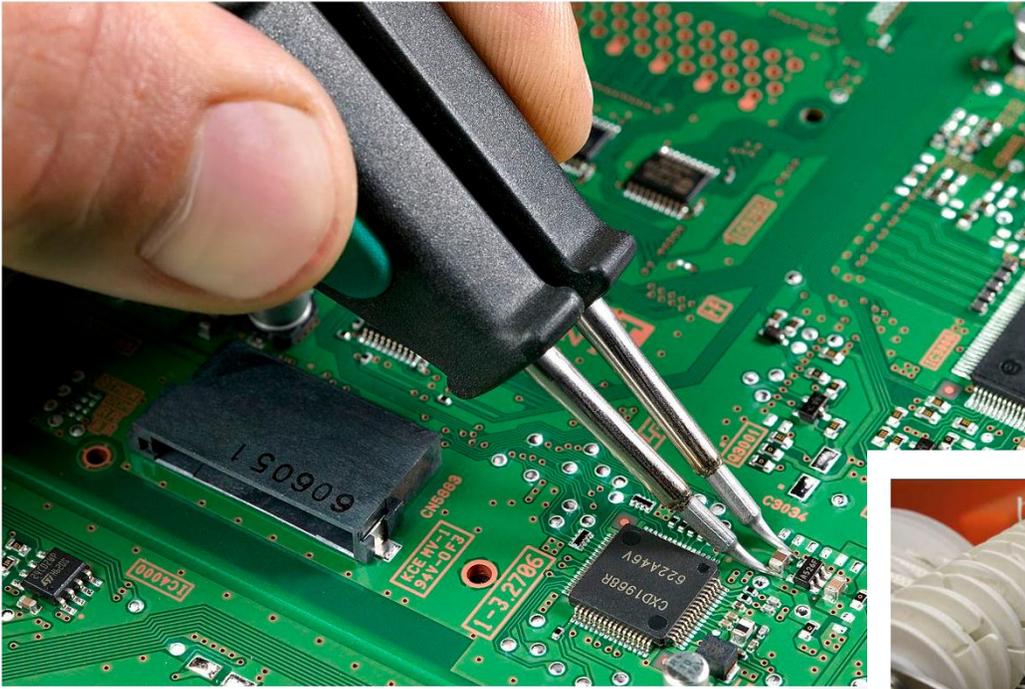


# Eletrônica Analógica II



Eng. Décio Rennó de Mendonça Faria

Fevereiro de 2018

## Sumário

1) Transistor como chave .....	5
2) Reta de carga .....	6
3) Parâmetros $\alpha$ e $\beta$ .....	7
4) Introdução aos amplificadores de baixo sinal .....	8
5) Amplificadores usando transistor BJT .....	9
5.1) Amplificador emissor comum com polarização fixa .....	11
5.2) Amplificador com polarização estável do emissor .....	19
5.3) Amplificador com polarização por divisor de tensão.....	23
5.4) Amplificador com polarização de realimentação no coletor .....	25
5.5) Seguidor de emissor.....	27
5.6) Amplificador base comum.....	28
5.7) O efeito da resistência $R_s$ do gerador no amplificador .....	30
5.7.1) O efeito da impedância na carga .....	31
5.7.2) O efeito da impedância da fonte $R_s$ .....	32
5.7.3) Efeito combinado de $R_s$ e carga .....	33
6) Circuitos multivibradores .....	33
6.1) Circuito integrado 555.....	34
7) Transistores de efeito de campo - FET .....	37
7.1) JFET .....	37
7.1.1) A equação de Shockley e a curva de transferência .....	39
7.1.2) Comparação do JFET com o transistor BJT .....	42
7.2) MOSFET tipo depleção .....	42
7.2.1) A equação e a curva de transferência do mosfet tipo depleção .....	44
7.3) MOSFET tipo intensificação .....	45
7.3.1) A equação e a curva de transferência do mosfet tipo intensificação .....	47
7.3.2) Determinação da constante $K$ .....	48
8) Polarização do FET .....	50
8.1) JFET com polarização fixa e autopolarização .....	50
8.2) JFET com polarização por divisor de tensão.....	54
8.3) Polarização do mosfet tipo depleção.....	57

8.4) Polarização do mosfet tipo enriquecimento .....	59
8.5) Polarização do mosfet tipo enriquecimento com divisor de tensão .....	62
9) Amplificar J-FET para pequenos sinais .....	63
9.1) A transcondutância do FET .....	63
9.2) Amplificador FET fonte comum .....	64
9.3) Seguidor de fonte.....	67
9.4) Amplificador gate comum .....	68
10) Amplificadores operacionais (AO).....	69
10.1) O amplificador operacional ideal .....	69
10.2) Curto circuito virtual .....	70
10.3) O amplificador operacional real .....	71
10.4) Razão de rejeição em modo comum (CMRR) .....	71
10.5) Valores de operação de um AO real .....	72
10.6) Banda passante de um amplificador operacional (BW) .....	72
10.7) Slew rate (SR).....	73
10.8) Ajuste de Offset .....	73
11) Circuitos com amplificadores operacionais .....	74
11.1) O amplificador inversor com realimentação negativa .....	74
11.2) O amplificador não inversor .....	75
11.3) O amplificador somador .....	75
11.4) O amplificador subtrator (diferencial) .....	76
11.5) Circuito Integrador .....	77
11.6) Circuito diferenciador .....	78
11.7) Circuitos integrador e diferenciador práticos.....	79
11.8) Circuito buffer .....	80
11.9) Circuito comparador .....	81
11.10) Detector de zero .....	82
11.11) Comparador por histerese.....	83
11.12) Comparador de janela baixa .....	84
11.13) Comparador de janela alta .....	85
11.14) Gerador de forma de onda quadrada .....	86
11.15) Gerador de sinal senoidal .....	87

11.16) Filtro passa baixa (FPB).....	87
11.17) Filtro passa alta (FPA).....	88
12) Tópicos avançados .....	89
12.1) Amplificador PUSH-PULL .....	89
12.2) Válvula Magnetron.....	91



### 1) Transistor como chave

No curso de eletrônica analógica I vimos que o transistor BJT é um dispositivo de corrente controlado por corrente sendo válida a seguinte relação:

$$I_C = \beta \cdot I_B$$

Onde  $\beta$  (beta) é o fator de amplificação que determina o quanto  $I_C$  varia com relação à  $I_B$ . Quando  $I_B = 0$  o transistor não conduz, e desde que esteja dentro dos limites do componente, podemos fazer  $I_B$  grande o suficiente para que  $I_C$  seja alto colocando  $V_{CE}$  muito próximo de zero.

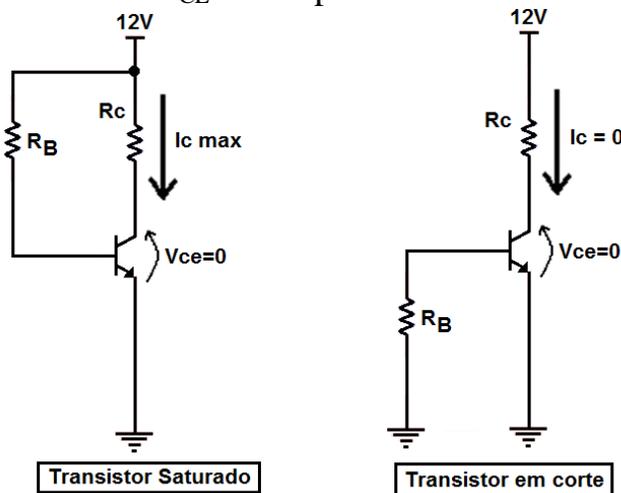


Fig. 1.1 Transistores em corte e saturação.

Nessa configuração o transistor pode ser usado como chave. Substituindo  $R_C$  por um relê ou por um LED este será controlado pela pequena corrente  $I_B$  que levará o transistor à saturação ou corte.

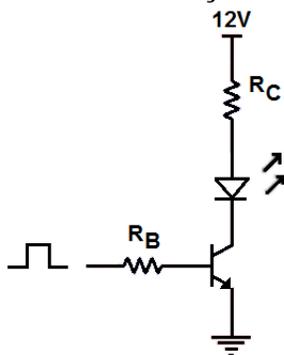


Fig. 1.2 Transistor funcionando como chave.

2) Reta de carga

Um recurso muito útil quando estamos analisando a polarização de um transistor é a determinação da reta de carga. A reta de carga permite visualizar todos os valores possíveis de corrente  $I_C$  e tensão  $V_{CE}$  do circuito. A reta de carga é utilizada com a curva  $I_C \times V_{CE}$ :

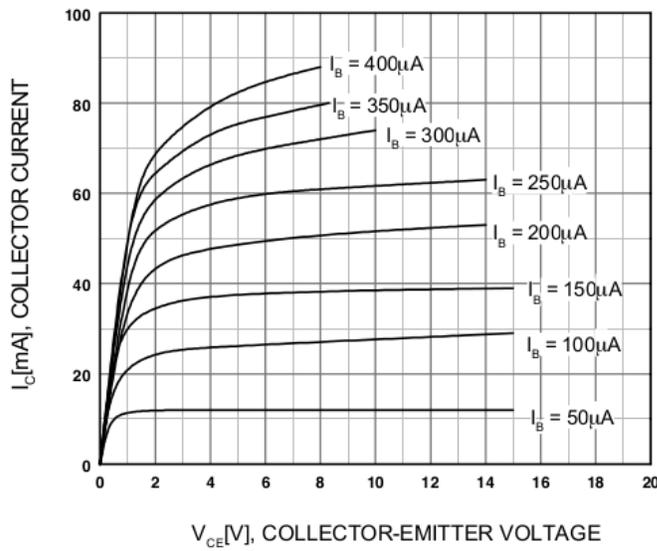
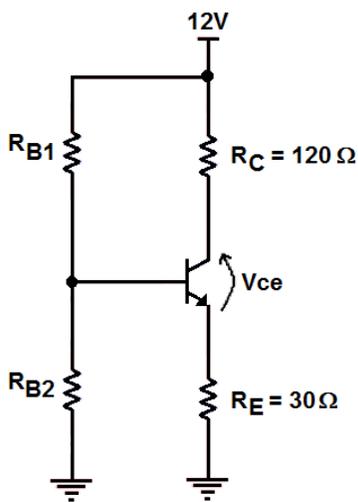


Fig. 2.1 Curva  $V_{CE} \times I_C$  de um transistor.

A reta de carga é traçada considerando o transistor em corte ( $I_C = 0$ ) e em saturação ( $V_{CE} = 0$ ), por exemplo:



Para  $I_C = 0$  temos  $V_{CE} = V_{CC}$   
 $V_{CE} = 12V$   
 Para  $V_{CE} = 0$  temos:  

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E}$$
  
 $I_C = 80mA$

Fig. 2.2 Exemplo de cálculo dos pontos da reta de carga.

Traçando a reta de carga na curva do transistor temos:

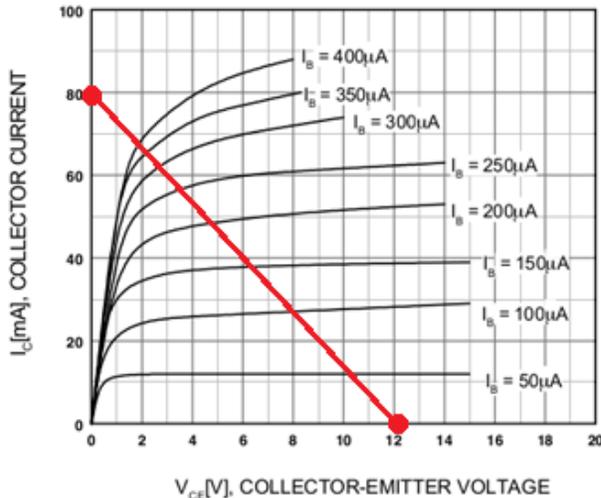


Fig. 2.3 Curva  $V_{CE}$  x  $I_C$  de um transistor com a reta de carga.

Nosso circuito possui somente valores de  $I_C$  e  $V_{CE}$  pertencentes à reta. Se por exemplo polarizarmos o transistor com  $150 \mu$ A de corrente de base, nosso circuito estará trabalhando com aproximadamente 6V de  $V_{CE}$  e 38mA de corrente de coletor.

### 3) Parâmetros $\alpha$ e $\beta$

Até o momento consideramos  $I_C = I_E$ , pois o valor de  $I_B$  normalmente é muito pequeno, porém para valores de  $\beta$  menores esta aproximação não é válida. Analisando pela Lei de Kirchhoff para correntes, fica claro que:

$$I_E = I_C + I_B$$

Assim, temos sempre  $I_E$  maior do que  $I_C$  sendo esta proporção calculada por:

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

Este parâmetro é sempre menor e muito próximo de 1. A relação entre  $\alpha$  e  $\beta$  é dada por:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta+1} \quad \text{e} \quad \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

### 4) Introdução aos amplificadores de baixo sinal

No campo dos circuitos eletrônicos, os amplificadores são circuitos capazes de aumentar os níveis de tensão e corrente de um sinal proporcionalmente aos níveis do sinal original sem alterar sua frequência e sem provocar distorções.



Fig. 4.1 Circuito amplificador de áudio.

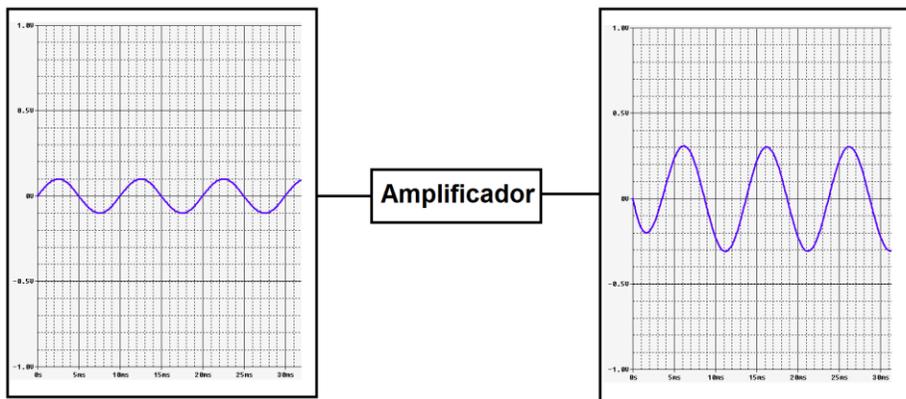


Fig. 4.2 Amplitude do sinal sendo amplificada.

Na imagem acima, perceba que somente os valores de tensão foram alterados. Neste exemplo podemos perceber uma amplificação incorreta do sinal no início da onda (a amplitude está menor do que deveria). Como se trata de uma situação real, a distorção aparece no momento em que o circuito é ligado. Neste momento inicial os capacitores ainda estão carregando e as tensões de polarização não colocaram os transistores na polarização correta.

Fique atento a estes detalhes. Depois desse momento inicial o amplificador não pode apresentar nenhuma distorção deste tipo.

5) Amplificadores usando transistor BJT

Vamos agora analisar como o transistor BJT pode funcionar como amplificador. Como exemplo, vamos utilizar um transistor NPN com polarização com divisor de tensão em classe A conforme estudado no curso de eletrônica analógica I.

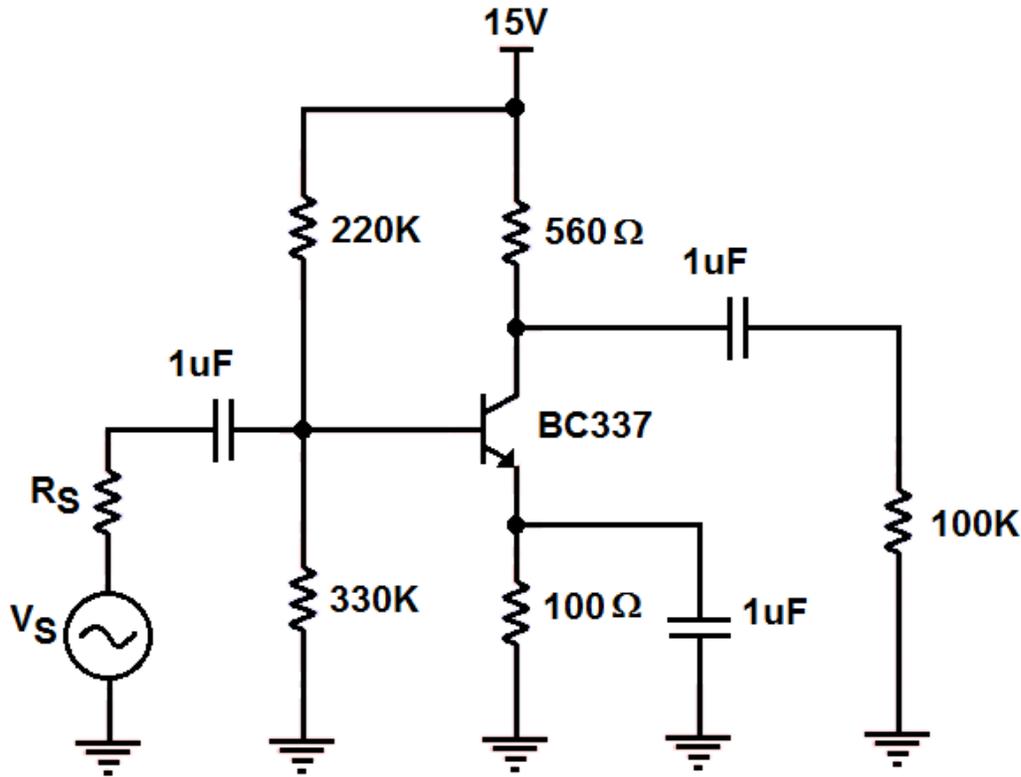


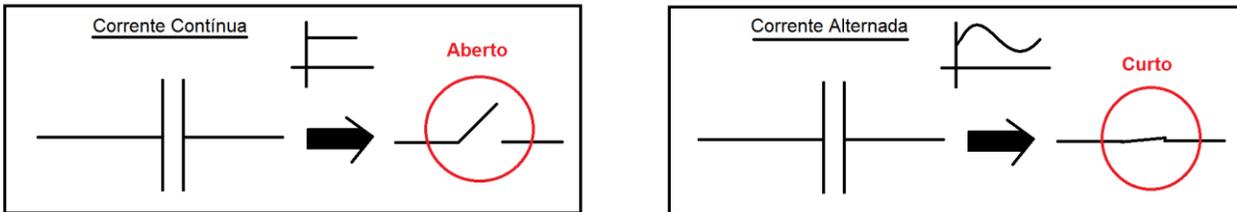
Fig. 5.1 Circuito amplificador.

As tensões de polarização DC e as correntes do circuito seguem a teoria já estudada em eletrônica analógica I. Vamos neste momento analisar somente o sinal alternado.

Neste circuito, temos alguns capacitores e uma fonte de corrente alternada que representa o sinal a ser amplificado. Este sinal pode ser proveniente de um microfone, de um sensor, etc. ou proveniente de um estágio anterior de amplificação. A resistência de 100K representa a carga de saída que receberá o sinal amplificado.

Vimos no curso de eletricidade que, um capacitor, em regime permanente (depois que o circuito estabiliza) não conduz a corrente contínua. Vimos também que, para capacitores com valores elevados, a corrente alternada passa por ele como se fosse um condutor. Desta forma vamos definir um procedimento importante em nossa análise:

**Considere como curto circuito o capacitor em corrente alternada e circuito aberto em corrente contínua.**



Baseado nessa técnica podemos redesenhar nosso circuito para corrente alternada.

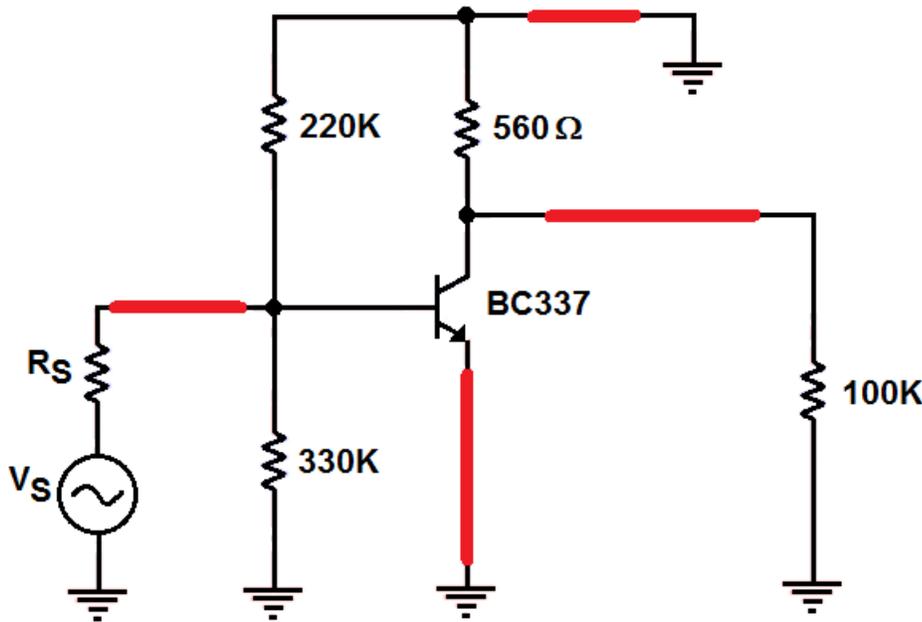


Fig. 5.2 Circuito amplificador visto pelo sinal a ser amplificado.

Tome muito cuidado, lembre-se que é o circuito que a corrente alternada “enxerga” e não o circuito verdadeiro.

Perceba que a fonte foi substituída por um terra. Isso ocorre porque a fonte possui capacitores de filtro. Estes capacitores de filtro aterram a componente alternada que vem do retificador (ripple) e toda componente alternada que passa pelo amplificador e poderia ir em direção à fonte.

Com essa nova configuração, podemos começar nossa análise.

5.1) Amplificador emissor comum com polarização fixa

O primeiro circuito que vamos analisar é o circuito com um transistor NPN operando como emissor comum e polarização fixa.

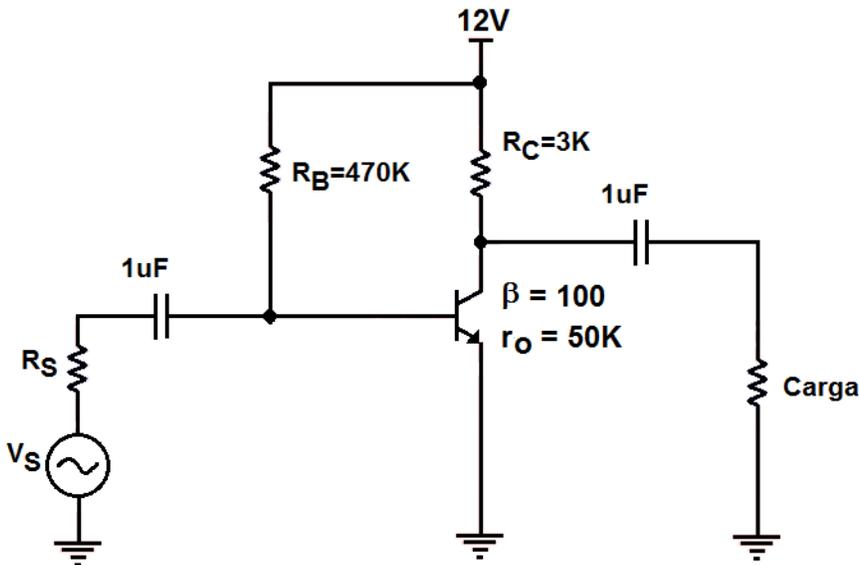


Fig. 5.1.1 Transistor NPN com montagem emissor comum e polarização fixa.

Os valores de  $V_S$ , sua resistência interna  $R_S$  e a resistência de carga não serão levados em conta nessa primeira análise. Vamos considerar que o circuito já está polarizado corretamente. O próximo passo é fazer a representação para sinais alternados.

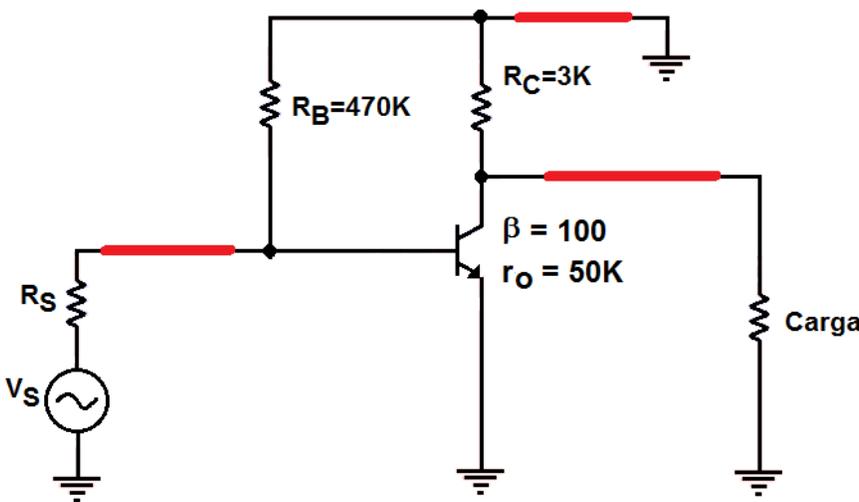


Fig. 5.1.2 Circuito equivalente AC do amplificador.

Redesenhando temos:

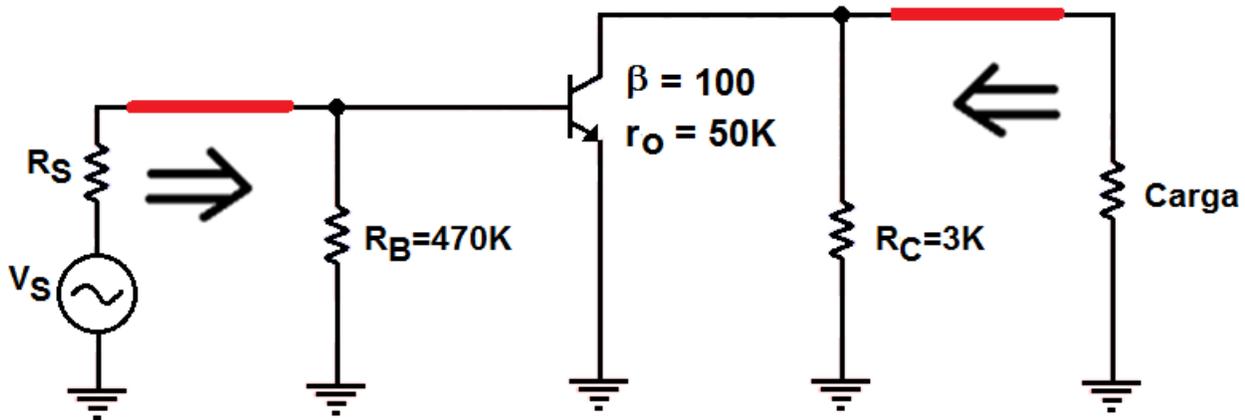


Fig. 5.1.3 Impedâncias de entrada e saída vistas pelo sinal de entrada e pela carga.

Desta forma, fica fácil visualizar que o sinal de entrada “enxerga” como impedância de entrada a resistência de entrada em paralelo com a junção base emissor do transistor.

Do lado da carga, a carga “enxerga” um resistor de 3KΩ em paralelo com a ligação entre coletor e emissor. Resta saber quanto vale a resistência entre base e emissor e a resistência entre coletor e emissor.

A resistência entre coletor e emissor é um parâmetro fornecido pelo fabricante do componente.

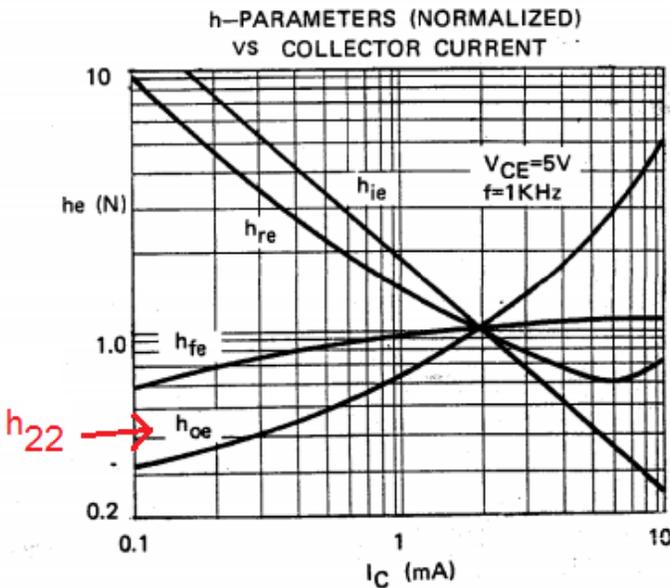


Fig. 5.1.4 Parâmetros h X Ic do transistor BC238 da Microeletronics.

Neste exemplo, o fabricante fornece um valor chamador  $h_{oe}$  que em alguns datasheets aparecem como  $h_{22}$ . Este valor é a condutância de saída do transistor e varia com a corrente de coletor. Para um determinado valor de  $I_C$  podemos calcular a resistência de saída do transistor (entre coletor e emissor) como:

$$r_o = \frac{1}{h_{oe}}$$

Entre as curvas da fig. 5.1.4 existe uma curva chamada  $h_{fe}$ , esta curva é a representação do valor de beta.

$$\beta = h_{fe}$$

Perceba que ele também varia com a polarização. Nos nossos exemplos vamos sempre considerar um valor fixo para  $\beta$  e fornecer o valor de  $r_o$  para o ponto de operação. Porém, na prática lembre-se que estes valores variam.

Continuando nossa tarefa, agora vamos encontrar o valor da resistência de entrada. O emissor do transistor, quando em condução, oferece uma dificuldade à passagem da corrente elétrica que varia com a corrente e pode ser representada por um valor de resistência. Para calculá-la usamos a seguinte fórmula:

$$r_e = \frac{26mV}{I_E}$$

O valor de 26mV vem de uma análise mais aprofundada da teoria de funcionamento dos semicondutores e é aplicada à toda junção PN de silício incluindo os diodos. Em nosso curso, basta usá-la.

Calculamos o valor da resistência do emissor “ $r_e$ ”, porém devemos saber qual o valor dessa resistência vista na base do transistor.

A resposta é: Na base a resistência  $r_e$  fica multiplicada por beta.

$$Z_{base} = \beta \cdot r_e$$

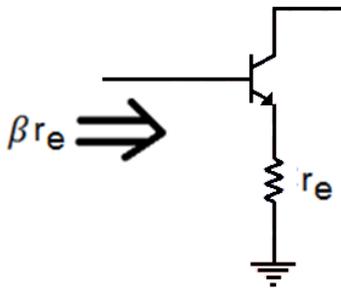
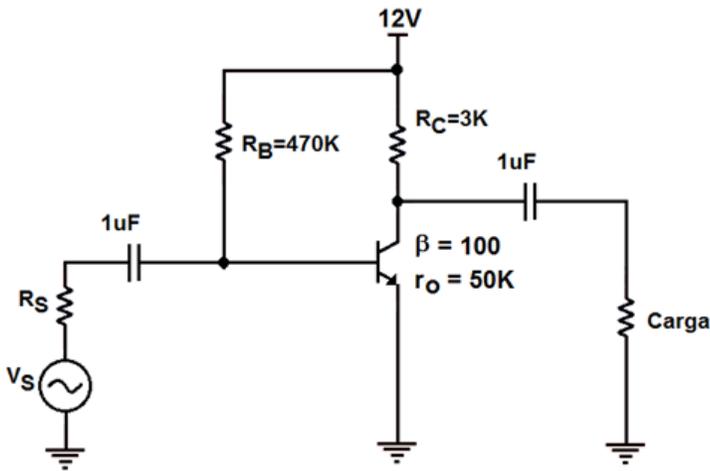


Fig. 5.1.5 Resistência vista na base do transistor.

Com esses conceitos vamos achar os valores em nosso circuito.



$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B}$$

$$I_B = \frac{12 - 0,7}{470K}$$

$$I_B = 24,04\mu A$$

Para ficar mais exato, no lugar de calcular  $I_C$  vamos calcular  $I_E$  pela fórmula:

$$I_E = (\beta + 1) \cdot I_B$$

$$I_E = (100 + 1) \cdot 24,04\mu$$

$$I_E = 2,428mA$$

$$r_e = \frac{26m}{I_E}$$

$$r_e = \frac{26m}{2,428m}$$

$$r_e = 10,71\Omega$$

$$\beta \cdot r_e = 100 \cdot 10,71$$

$$\beta \cdot r_e = 1,071K\Omega$$

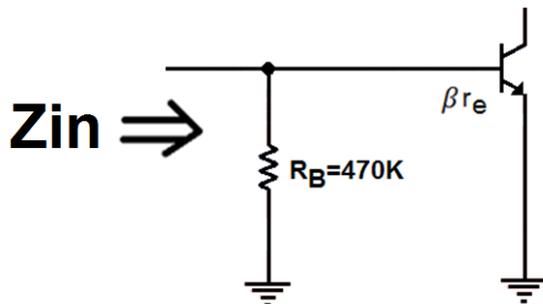


Fig. 5.1.6 Impedância vista pelo sinal de entrada no circuito.

$$Z_{in} = \frac{R_B \cdot (\beta \cdot r_e)}{R_B + (\beta \cdot r_e)}$$

$$Z_{in} = \frac{470K \cdot (1,071K)}{470K + (1,071K)}$$

$$Z_{in} = 1,068K\Omega$$

Calculando a impedância de saída:

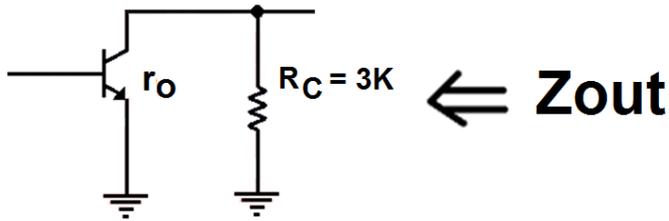


Fig. 5.1.7 Impedância vista pelo sinal de saída no circuito.

Sabendo que  $r_o = 50K$ , (calculado por  $r_o = 1/h_{oe}$ )

$$Z_{out} = \frac{R_C \cdot r_o}{R_C + r_o}$$

$$Z_{out} = \frac{3K \cdot 50K}{3K + 50K}$$

$$Z_{out} = 2,83K\Omega$$

Calculando o ganho de tensão:

Como os resistores  $r_o$  e  $R_C$  estão em paralelo, a tensão na saída ( $V_O$ ) é a corrente  $I_C$  vezes os dois resistores em paralelo.

$$V_O = -I_C \cdot (r_o // R_C)$$

$$\text{Mas } I_C = \beta \cdot I_B$$

Assim:

$$V_O = -\beta \cdot I_B \cdot (r_o // R_C)$$

Como

$$I_B = \frac{V_I}{\beta \cdot r_e}$$

$$V_O = -\beta \cdot \frac{V_I}{\beta \cdot r_e} \cdot (r_o // R_C)$$

Resolvendo:

$$\frac{V_O}{V_I} = - \frac{(r_o // R_C)}{r_e}$$

Assim o ganho de tensão do amplificador ( $A_V$ ) pode ser controlado principalmente pela variação de  $R_C$ .

$$A_V = - \frac{(r_o // R_C)}{r_e}$$

O negativo indica que o sinal de saída é invertido com relação ao sinal de entrada.



No nosso exemplo.  $R_C = 3K$ ,  $r_o = 50K$ , calculando:

$$A_V = - \frac{(50K // 3K)}{10,71}$$

$$A_V = -264,25$$

O ganho de corrente é uma relação entre a corrente que entra no circuito e a corrente que circula na resistência de coletor.  $A_i = I_o / I_i$ .

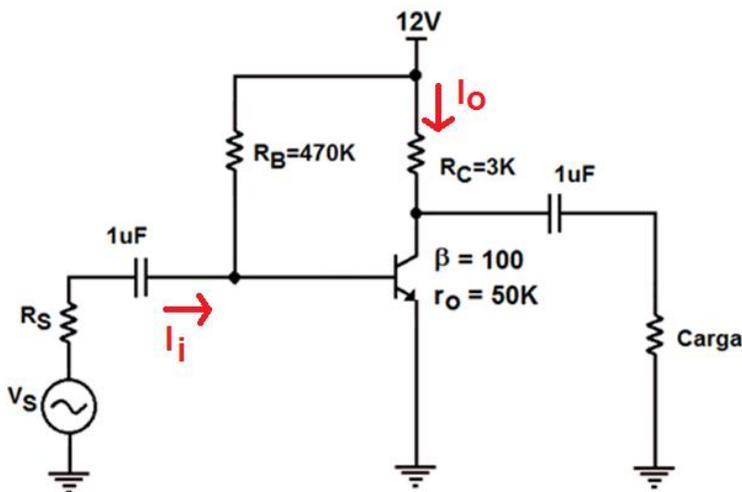


Fig. 5.1.8 Indicação das correntes de entrada e saída do amplificador.

na maioria dos casos o valor de  $A_i$  é muito próximo de beta:

$$A_i \cong \beta$$

Isto vale somente se  $r_o \geq 10.R_C$  e  $R_B \geq 10.\beta.r_e$

O seu cálculo exato, nos leva à uma equação mais complexa:

$$A_i = \frac{\beta \cdot R_B \cdot r_o}{(r_o + R_C) \cdot (R_B + \beta \cdot r_e)}$$

porém, podemos simplifica-la usando a relação:

$$A_i = -A_V \cdot \frac{Z_{in}}{R_C}$$

Neste nosso exemplo:

$$A_i = -(-264,25) \cdot \frac{1,069K}{3K}$$

$$A_i = \mathbf{94,16}$$

5.2) Amplificador com polarização estável do emissor

Seguiremos agora o mesmo raciocínio aplicado para o amplificador com polarização fixa para analisar o amplificador com polarização estável do emissor.

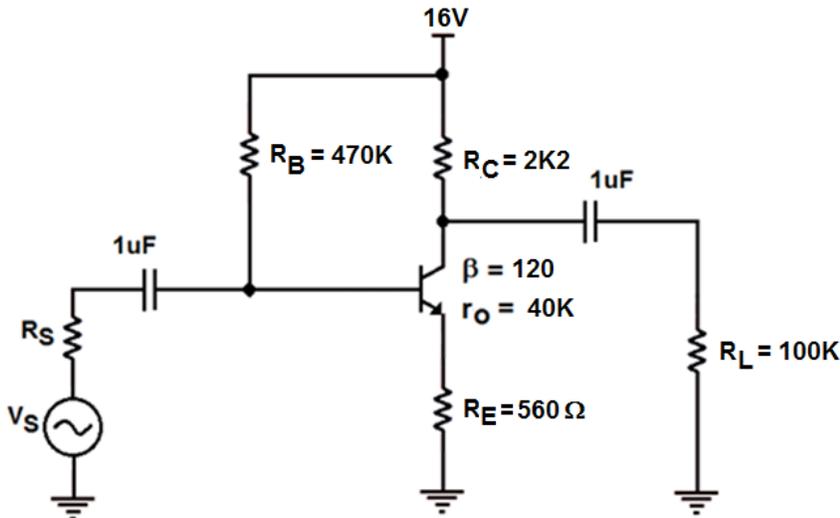


Fig. 5.2.1 Circuito amplificador com polarização estável do emissor.

Retirando o sinal de entrada e o resistor de carga, temos para o modelo AC a seguinte configuração:

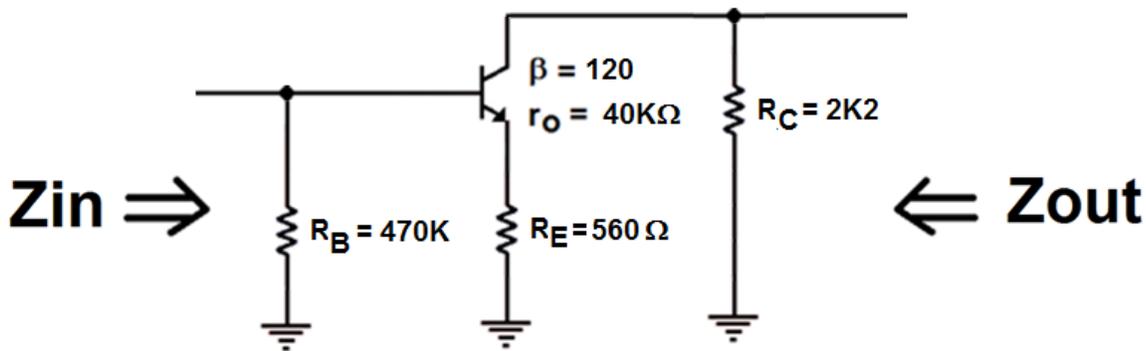


Fig. 5.2.2 Impedâncias de entrada e saída vistas pelo sinal de entrada e pela carga.

A grande diferença deste circuito para o anteriormente estudado é a inclusão do valor de  $R_E$ , nas fórmulas que aumenta os efeitos de  $r_e$ .

$r_e$  = resistência do emissor calculada por  $(26mV)/I_E$ .

$R_E$  = resistor de polarização

A impedância de entrada na base do transistor é:

$$Z_B = \beta \cdot r_e + (\beta + 1)R_E$$

Como  $\beta$  normalmente é muito maior que 1 podemos simplificar para:

$$Z_B = \beta(r_e + R_E)$$

$$Z_{in} = \frac{R_B \cdot Z_B}{R_B + Z_B}$$

Calculando a polarização temos  $I_E = 3,9\text{mA}$  assim:

$$r_e = \frac{26\text{mV}}{3,9\text{mA}}$$

$$r_e = 6,7\Omega$$

$$Z_B = 120(6,7 + 560)$$

$$Z_B = 68\text{K}\Omega$$

$$Z_{in} = \frac{470\text{K} \cdot 68\text{K}}{470\text{K} + 68\text{K}}$$

$$Z_{in} = 59,4\text{K}\Omega$$

O cálculo exato de  $Z_O$  leva à uma fórmula complexa que envolve  $r_o$ ,  $r_e$ ,  $R_E$ ,  $\beta$  e  $R_C$ , no entanto seu valor exato é muito próximo do valor de  $R_C$ , desta forma podemos fazer:

$$Z_O = R_C$$

Neste circuito:

$$Z_O = 2\text{K}2\Omega$$

O ganho de tensão pode ser calculado pela fórmula:

$$A_V = -\frac{\beta \cdot R_C}{Z_B}$$

Como

$$Z_B = \beta(r_e + R_E)$$

$$A_V = -\frac{\beta \cdot R_C}{\beta(r_e + R_E)}$$

$$A_V = -\frac{R_C}{r_e + R_E}$$

$$A_V = -\frac{2K2}{6,7 + 560}$$

$$A_V = -3,88$$

É interessante notar que, sendo  $R_E$  muito maior que  $r_e$  podemos calcular o ganho com boa aproximação fazendo:

$$A_V = -\frac{R_C}{R_E}$$

$$A_V = -\frac{2,2K}{560}$$

$$A_V = -3,93$$

**Perceba que o ganho de tensão do amplificador não depende de  $\beta$**

Calculando o ganho de corrente temos:

$$A_i = -A_V \cdot \frac{Z_{in}}{R_C}$$

Neste nosso exemplo:

$$A_i = -(-3,88) \cdot \frac{59,4K}{2,2K}$$

$$A_i = 104,7$$

O valor de  $r_o$  foi desprezado em algumas fórmulas pois aumenta muito a complexidade de algumas delas. Este procedimento não provoca erros significativos nos resultados. A condição a ser observada é:

$$r_o \geq 10 \cdot R_C$$

Adicionando um capacitor em paralelo com o resistor de emissor de modo a conduzir a corrente alterna teremos um circuito com as mesmas características AC da polarização fixa, porém com a estabilidade e os benefícios da polarização estável do emissor.

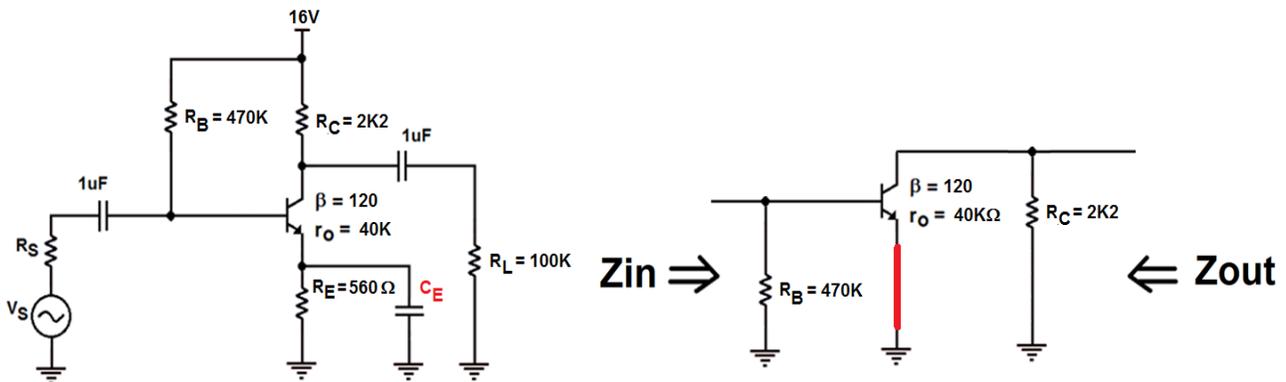


Fig. 5.2.3 Efeito do capacitor sobre a resistência do emissor.

Neste novo circuito (com capacitor em paralelo com o resistor  $R_E$ ), o cálculo da amplificação e demais parâmetros AC passam a ser o mesmo do circuito com polarização fixa. Este capacitor é muitas vezes chamado de capacitor de desacoplamento.

5.3) Amplificador com polarização por divisor de tensão

A análise do amplificador emissor comum com divisor de tensão é basicamente a mesma da análise feita para a polarização fixa e polarização estável do emissor. Vamos considerar o seguinte circuito:

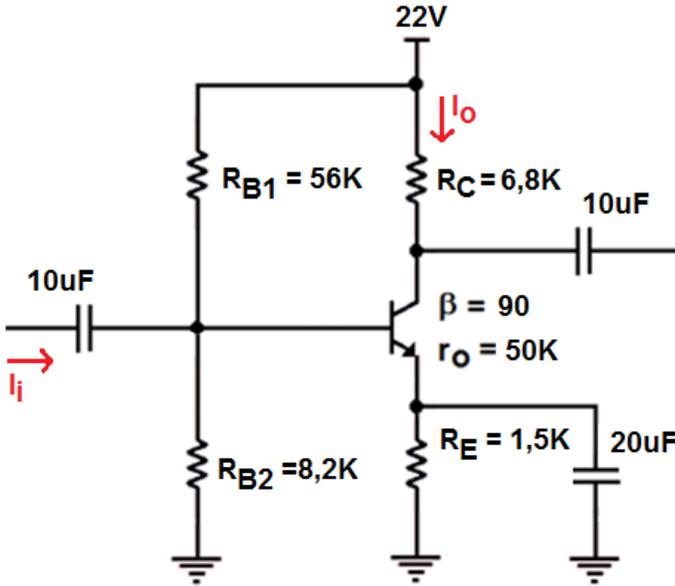


Fig. 5.3.1 Circuito amplificador com polarização por divisor de tensão.

Calculando o ponto de operação do circuito chegamos à

$$I_E = 1,41\text{mA}$$

$$r_e = \frac{26\text{m}}{I_E}$$

$$r_e = \frac{26\text{m}}{1,41\text{m}}$$

$$r_e = 18,44\Omega$$

$$\beta \cdot r_e = 90 \cdot 18,44$$

$$\beta \cdot r_e = 1,66\text{K}\Omega$$

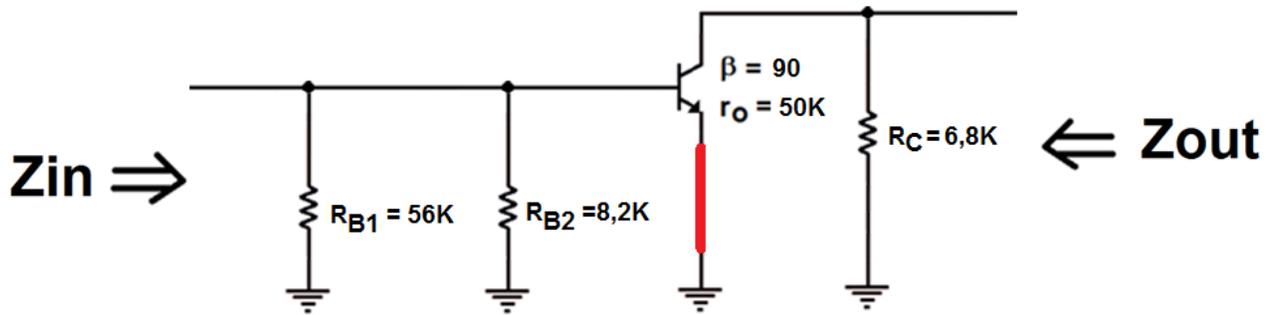


Fig. 5.3.2 Circuito equivalente AC do amplificador com divisor de tensão

$$Z_{in} = \beta \cdot r_e // R_{B1} // R_{B2}$$

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1}{\beta \cdot r_e} + \frac{1}{R_{B1}} + \frac{1}{R_{B2}}$$

$$\frac{1}{Z_{IN}} = \frac{1}{1,66K} + \frac{1}{56K} + \frac{1}{8,2K}$$

$$Z_{IN} = 1,35K\Omega$$

$$Z_O = R_C // r_o$$

$$Z_O = \frac{R_C \cdot r_o}{R_C + r_o}$$

$$Z_O = \frac{6,8K \cdot 50K}{6,8K + 50K}$$

$$Z_O = 5,98K$$

$$A_V = - \frac{(r_o // R_C)}{r_e}$$

$$r_o // R_C = \frac{r_o \cdot R_C}{r_o + R_C}$$

$$r_o // R_C = \frac{50K \cdot 6,8K}{50K + 6,8K}$$

$$r_o // R_C = 5,99K$$

$$A_V = -\frac{5,99K}{18,44}$$

$$A_V = -324,6$$

$$A_i = -A_V \cdot \frac{Z_{in}}{R_C}$$

$$A_i = -(-324,6) \cdot \frac{1,35K}{6,8K}$$

$$A_i = 64,44$$

#### 5.4) Amplificador com polarização de realimentação no coletor

Neste circuito ocorre uma realimentação do sinal de saída, ou seja, parte do sinal amplificado volta à base através do resistor de polarização. Com isso, algumas equações são bem diferentes.

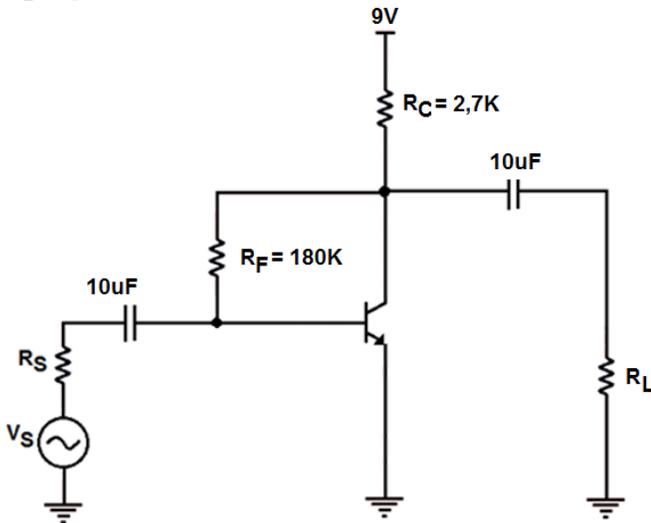


Fig. 5.4.1 Circuito amplificador com polarização por realimentação do coletor.

Para este amplificador, considerando  $r_o$  com valor muito maior que  $R_C$  temos:

$$Z_{in} = \frac{r_e}{\left[ \frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_F} \right]}$$

$$Z_o = R_C // R_F$$

$$A_V = -\frac{R_C}{r_e}$$

$$A_i = \frac{\beta \cdot R_F}{R_F + \beta \cdot R_C}$$

Uma alternativa é desacoplar o sinal AC através de um capacitor da seguinte forma:

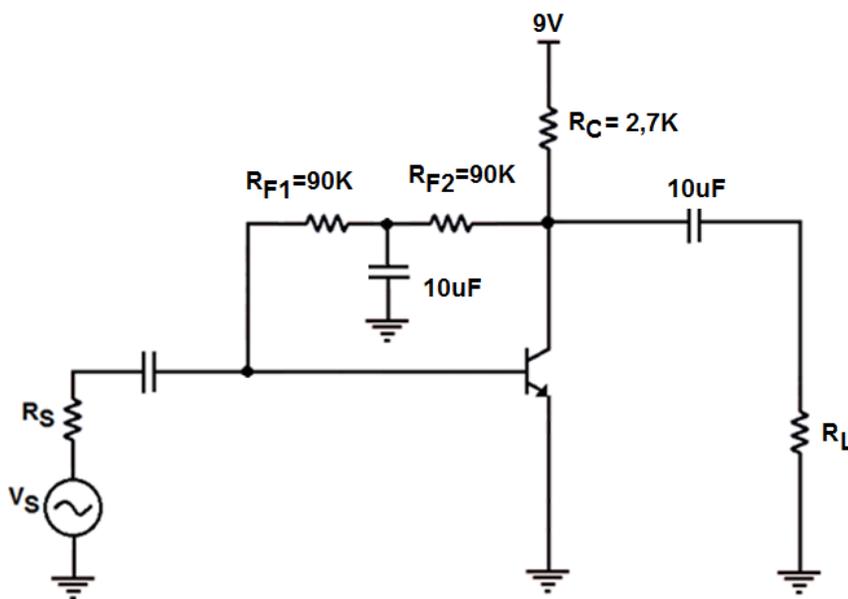


Fig. 5.4.2 Circuito com realimentação do coletor e desacoplamento.

Para este circuito:

$$Z_{in} = R_{F1} // \beta \cdot r_e$$

$$Z_o = R_C // R_{F2}$$

$$A_V = -\frac{Z_o}{r_e}$$

$$A_i = \frac{\beta}{1 + \frac{R_c}{R_o // R_{F2}}}$$

5.5) Seguidor de emissor

O circuito a seguir produz um sinal de saída um pouco menor que o sinal de entrada.

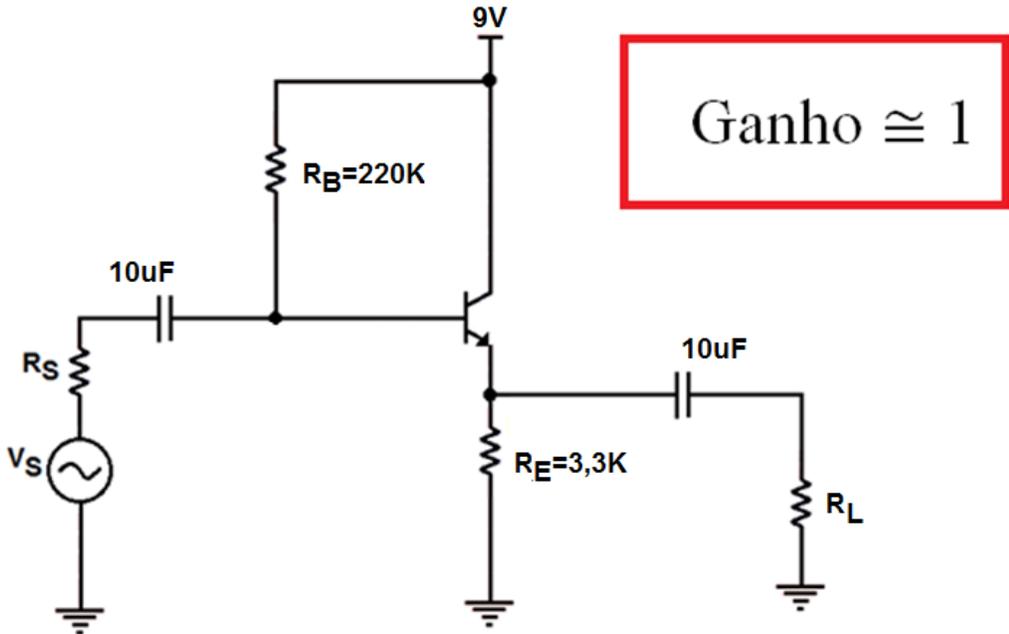


Fig. 5.5.1 Circuito seguidor de emissor.

Podemos considerar o sinal de saída deste circuito como idêntico ao sinal de entrada não ocorrendo a inversão de fase.



Esta configuração é utilizada como circuito intermediário (buffer), pois apresenta na entrada uma alta impedância e na saída uma baixa impedância. Veremos a importância disto quando estudarmos o efeito da carga nos amplificadores.

Neste tipo de circuito a impedância de entrada depende de  $R_B$  e da impedância da base do transistor em relação ao terra, seguindo as mesmas regras da polarização estável do emissor já estudadas.

$$Z_B = \beta \cdot r_e + (\beta + 1)R_E$$

Como  $\beta$  é muito maior que 1:

$$Z_B = \beta(r_e + R_E)$$

$$Z_{in} = \frac{R_B \cdot Z_B}{R_B + Z_B}$$

Como a saída está em paralelo com o resistor de emissor e o próprio emissor, a impedância de saída é:

$$Z_O = R_E // r_e$$

e

$$A_V = 1$$

### 5.6) Amplificador base comum

O circuito básico de um amplificador em base comum pode ser visto abaixo:

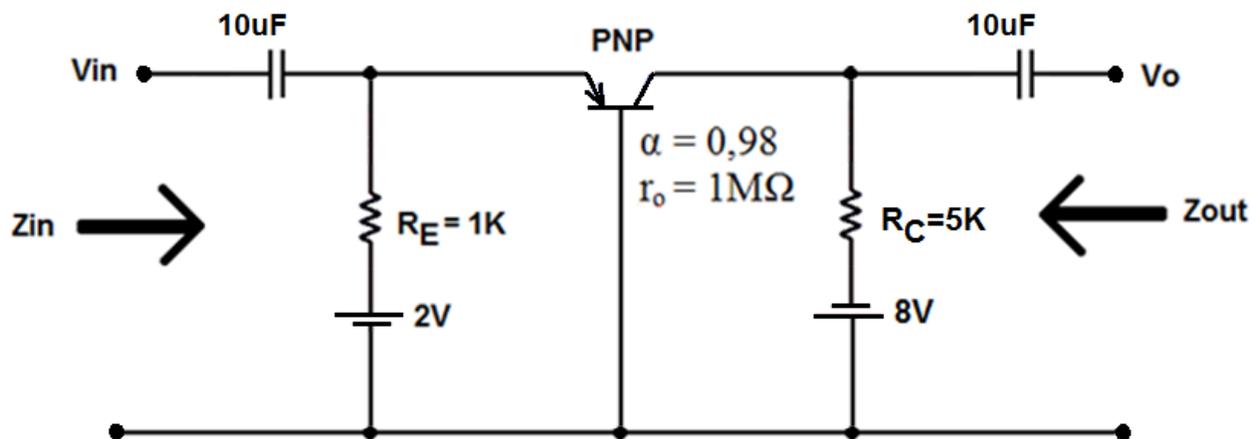


Fig. 5.6.1 Circuito amplificador em base comum.

Perceba que o sinal de entrada circula pela junção emissor base. Como sabemos, esta junção é polarizada diretamente. Assim, o sinal de entrada encontra uma baixa resistência como impedância de entrada.

$$Z_{in} = R_E // r_e$$

Como a saída está paralela com a junção base coletor e esta é reversamente polarizada, a impedância de saída depende mais do valor de  $R_C$  do que da alta impedância existente entre a base e o coletor.

$$Z_{out} = R_C$$

Em amplificadores base comum é mais conveniente a utilização do parâmetro alfa. O parâmetro alfa relaciona  $I_C$  com  $I_E$ .

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

Como sabemos o valor de  $I_C$  é muito próximo do valor de  $I_E$ . Assim, este parâmetro é muito próximo de 1. Seu valor pode ser obtido à partir do valor de beta.

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

O ganho de tensão é definido como:

$$A_V = \frac{\alpha \cdot R_C}{r_e}$$

E o ganho de corrente como:

$$A_i = -\alpha$$

Como  $\alpha \approx 1$ ,

$$A_V \cong \frac{R_C}{r_e}$$

$$A_i = -1$$

5.7) O efeito da resistência  $R_s$  do gerador no amplificador

Vamos chamar de gerador de sinais as fontes de sinais que fornecem o sinal a ser amplificado. Esta fonte de sinais pode ser um microfone, um sensor ou até mesmo o estágio de saída de outro amplificador.

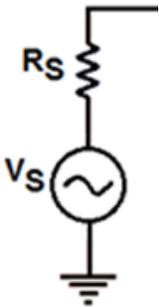


Fig. 5.7.1 Fonte de sinal a ser amplificado (microfone, sensor, etc.).

A representação acima segue o modelo de Thevenin estudado na matéria de eletricidade.

Estudamos alguns circuitos amplificadores sem levar em consideração a transferência de potência da fonte de sinal para a entrada do amplificador bem como a transferência de potência do amplificador para carga que pode ser um alto falante por exemplo.

Como vimos, todos os amplificadores possuem uma impedância de entrada e fornecem um sinal de saída. Desta forma, vamos usar uma representação que engloba todos os amplificadores que estudamos:

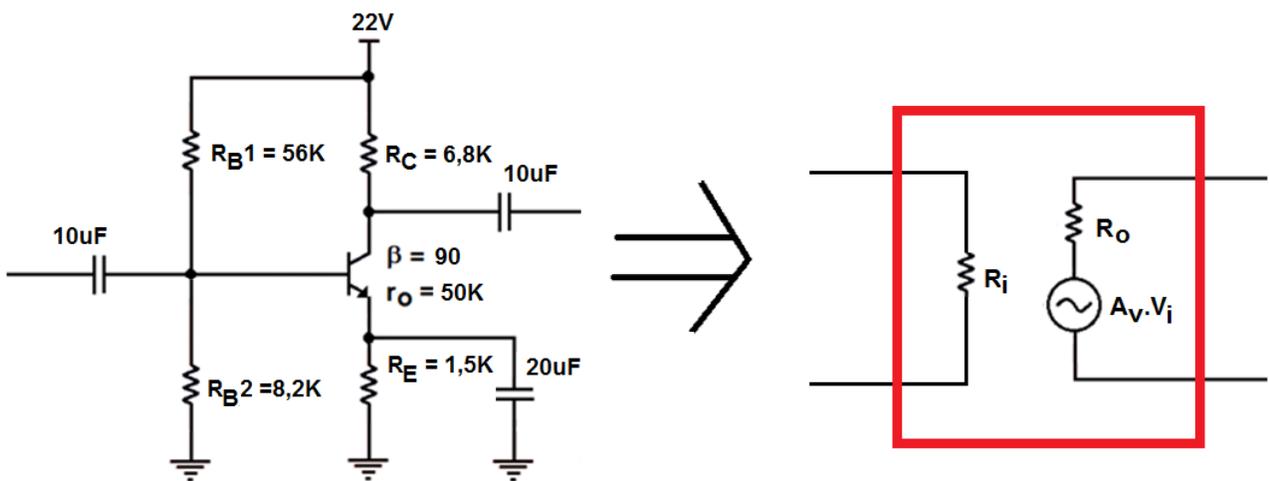


Fig. 5.7.2 Representação simplificada de um amplificador.

O valor de  $R_i$  representa o valor resistivo de  $Z_{in}$ . A impedância  $Z_o$  também foi simplificada por seu valor resistivo  $R_o$  e o sinal de saída foi representado por um gerador de sinal que fornece uma tensão igual à tensão de entrada multiplicada pelo ganho de tensão do amplificador.

### 5.7.1) O efeito da impedância na carga

Quando nosso circuito alimenta uma carga na saída, essa carga forma um divisor de tensão entre  $R_o$  e  $R_L$  (carga).

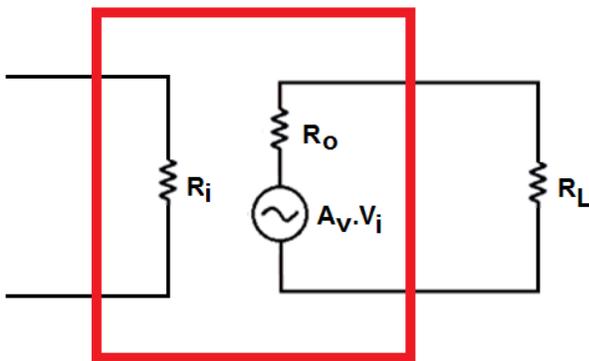


Fig. 5.7.1.1 Amplificador de sinal com carga na saída.

Desta forma, a carga não recebe todo o sinal proveniente do amplificador.

$$V_L = (A_V \cdot V_i) \frac{R_L}{R_L + R_O}$$

Assim o ganho do amplificador com carga fica reduzido à:

$$A_{Vcom\ carga} = A_{Vsem\ carga} \frac{R_L}{R_L + R_O}$$

5.7.2) O efeito da impedância da fonte  $R_S$

Analisando o sinal de entrada temos:

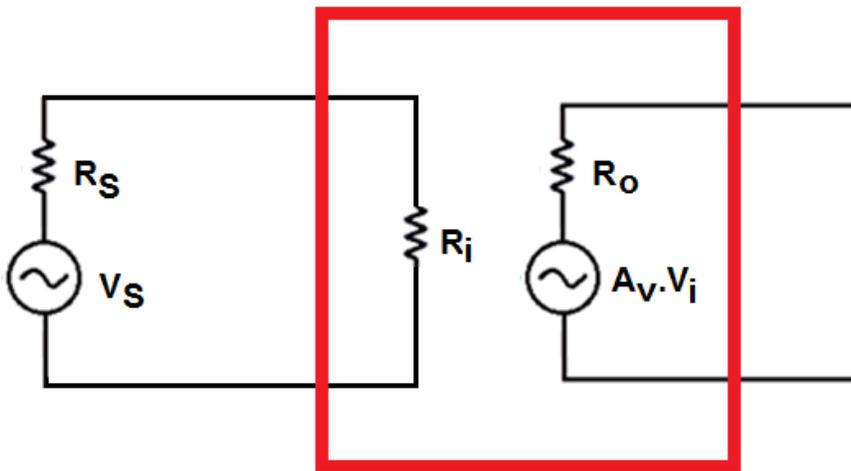


Fig 5.7.2.1. Amplificador com gerador de sinal na entrada.

Da mesma forma que na saída, nosso amplificador forma um divisor de tensão entre  $R_S$  e  $R_i$ . Com isso, a tensão que chega na entrada do amplificar representada por  $R_i$  é:

$$V_i = V_S \cdot \frac{R_i}{R_S + R_i}$$

Novamente o ganho do amplificador foi reduzido, dessa vez devido à resistência de entrada do circuito e a resistência da fonte de sinal.

$$A_{Vcom RS} = A_{Vsem RS} \frac{R_i}{R_i + R_S}$$

5.7.3) Efeito combinado de  $R_s$  e carga

Combinando o efeito de atenuação dos dois casos temos:

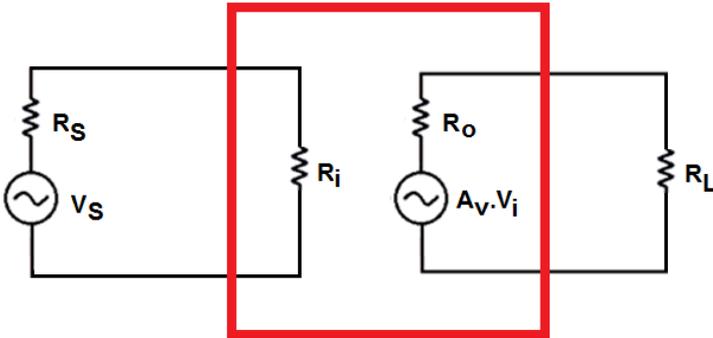


Fig. 5.7.3.1 Amplificador com gerador de sinal na entrada e carga na saída.

$$A_{Vcom\ atenuação} = A_{Vsem\ atenuação} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_S} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_O}$$

6) Circuitos multivibradores

Os circuitos multivibradores são circuitos que possuem dois estados lógicos. Por exemplo, 0 volt e 5 volts e podem estar em um determinado estado lógico ou mudando de um estado para o outro. Assim podemos ter 3 possibilidades:

Multivibrador biestável: Quando recebe um sinal, muda de um estado para o outro. Por exemplo, muda de zero para 5V ou muda de 5V para zero. Se não receber um sinal, permanece em um dos estados lógicos. Um flip-flop é um exemplo de circuito biestável.

Multivibrador monoastável: Possui um dos estados instável. Por exemplo, vamos supor que o estado instável seja 5V, ele permanece em repouso em zero volts, quando acionado muda para 5 volts, permanece por um certo tempo e, sem receber um novo impulso volta para zero.

Multivibrador astável: Sem receber sinal fica constantemente mudando de um estado para o outro.

A figura abaixo ilustra esta situação:

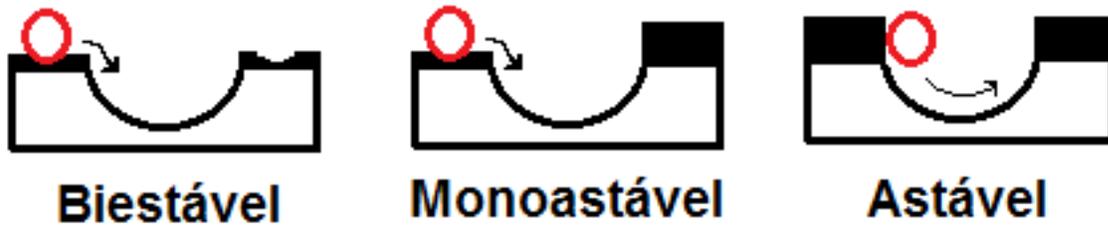


Fig. 6.1 Ilustração do comportamento dos multivibradores.

### 6.1) Circuito integrado 555

O circuito integrado 555 foi projetado em 1970 e ainda hoje é comercializado e utilizado. Ele pode ser utilizado como Biestável, Monoastável e Astável.

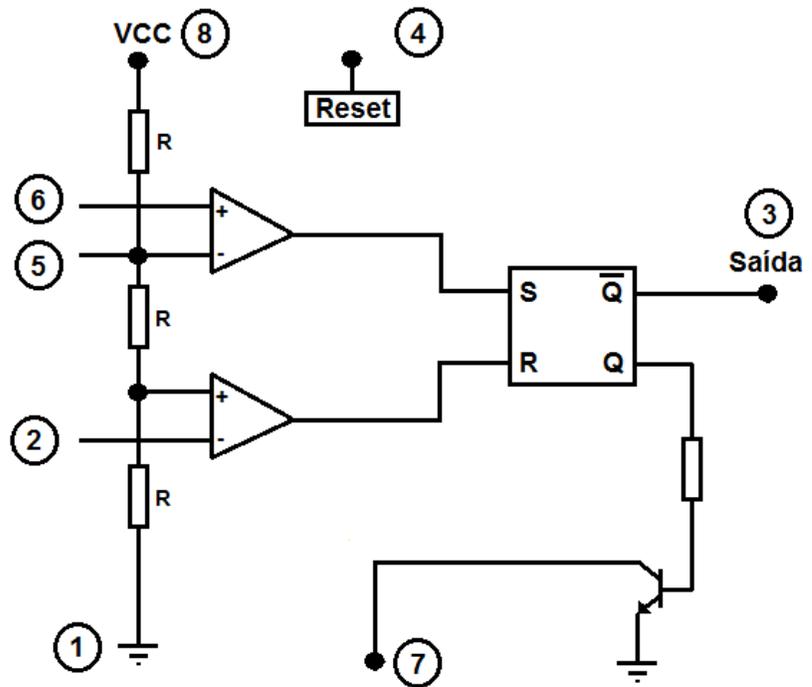


Fig. 6.1.1 Circuito integrado 555 e seu circuito interno.

A configuração no modo biestável não é muito comum. Normalmente se utiliza circuitos flip-flops para esta função. Abaixo podemos visualizar o circuito 555 configurado para o modo biestável.

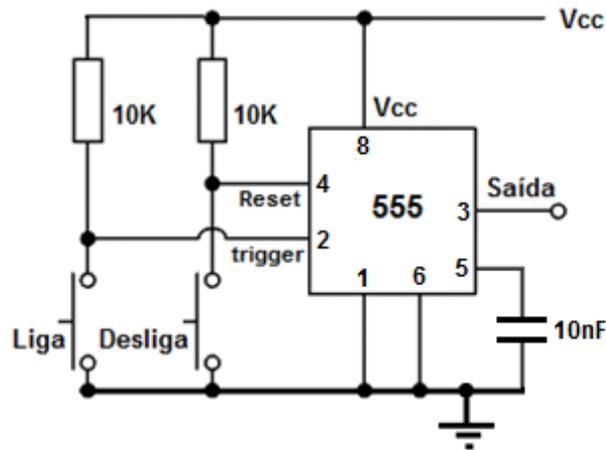


Fig. 6.1.2 Circuito integrado 555 na configuração biestável

O modo monoastável é utilizado na maioria das vezes como circuito temporizador.

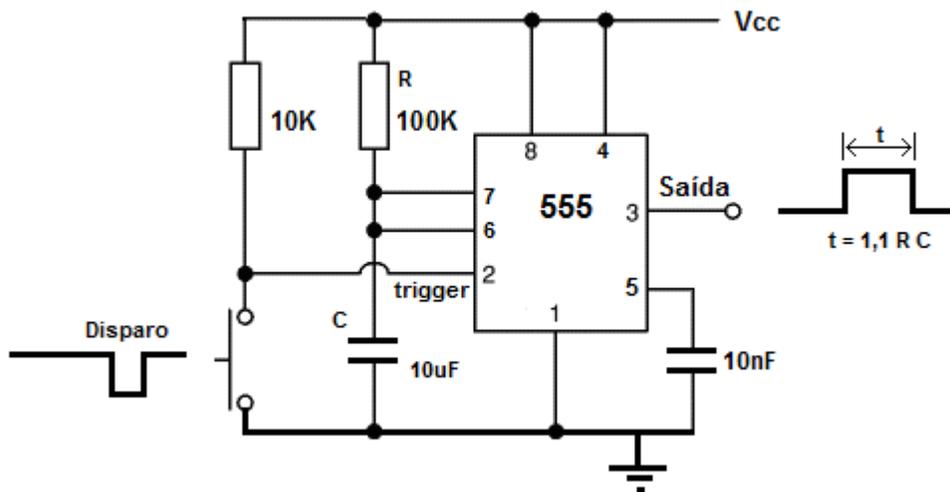


Fig. 6.1.3 Circuito integrado 555 na configuração monoastável.

Nesta configuração, a saída é ativada com um disparo feito aterrando o pino 2 (trigger). A saída permanece ligada por um tempo calculado por:

$$t = 1,1 R C$$

Neste exemplo  $R = 100K$  e  $C = 10\mu F$  assim o tempo é:

$$t = 1,1 \cdot 100K \cdot 10\mu$$

$$t = 1,1 \text{ segundos}$$

Na configuração astável o 555 não gera um sinal quadrado perfeito.

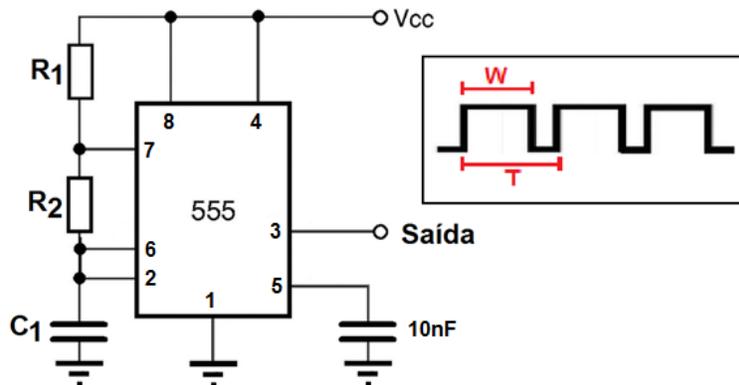


Fig. 6.1.4 Circuito integrado 555 na configuração astável.

O capacitor é carregado através dos resistores R1 e R2 até atingir a tensão de 2/3 de Vcc. Quando atinge esse valor o pino 7 aterra o resistor R2 que inicia a descarga do capacitor até atingir 1/3 do Vcc desativando o pino 7 e reiniciando o ciclo. Assim, o capacitor é carregado através de R1 e R2 e descarregado somente pelo resistor R2.

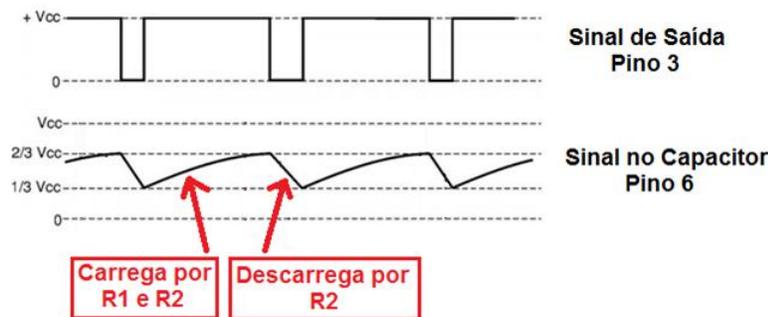


Fig. 6.1.5 Sinais no capacitor e na saída do 555 na configuração astável.

As fórmulas que permitem o cálculo da frequência e do ciclo de trabalho são:

Frequência:

$$f = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)C}$$

Ciclo de trabalho:

$$D = \frac{W}{T} 100\% \quad D = \frac{(R_1 + R_2)}{(R_1 + 2R_2)} 100\%$$

### 7) Transistores de efeito de campo - FET

Os transistores de efeito de campo, principalmente os mosfets de potência vem cada vez mais substituindo transistores bipolares, chaves, relês e muitos outros componentes.



Fig. 7.1 Rele de estado sólido e amplificador de potência.

Existem 3 tipos de componentes que se enquadram na categoria de transistores de efeito de campo, o JFET, o Mosfet depleção e o Mosfet tipo enriquecimento.

#### 7.1) JFET

O JFET é um dispositivo de 3 terminais que, como o transistor BJT permite controlar a corrente entre dois terminais à partir do terceiro terminal. Sua configuração interna pode ser vista na figura abaixo.

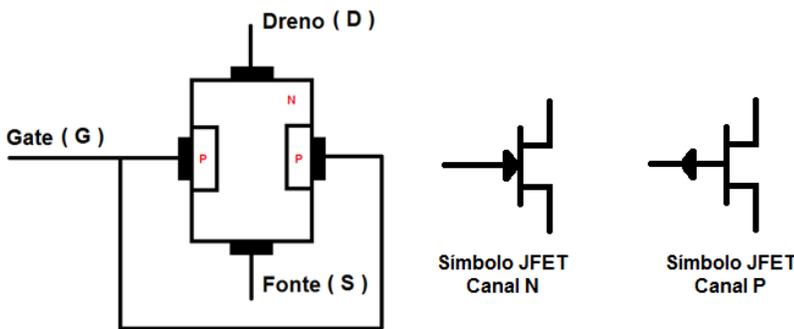


Fig. 7.1.1 Construção básica do JFET canal N.

Perceba que esta construção é muito parecida com a do diodo. No desenho foi representada duas junções PN para facilitar a compreensão. Mas como os cristais tipo P estão ligados juntos trata-se de uma única junção PN.

O cristal N possui dois terminais, um chamado Dreno representado pela letra D e outro chamado Fonte representado pela letra S. Não existe diferença entre eles. Podemos até teoricamente trocar um pelo outro.

Se nenhuma tensão for aplicada ao gate teremos entre dreno e fonte simplesmente um condutor com resistência definida pelo cristal N.

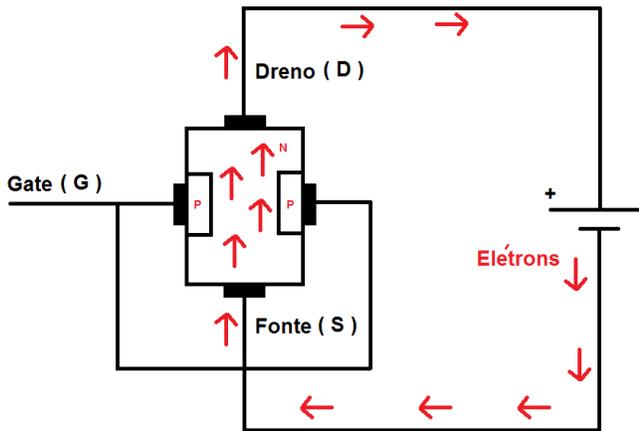


Fig. 7.1.2 Sentido real da corrente em um JFET canal N sem tensão no gate.

A corrente acima está representada pelo sentido real dos elétrons, ou seja, do negativo para o positivo.

Vamos agora aplicar uma tensão negativa entre gate e fonte polarizando reversamente a junção PN.

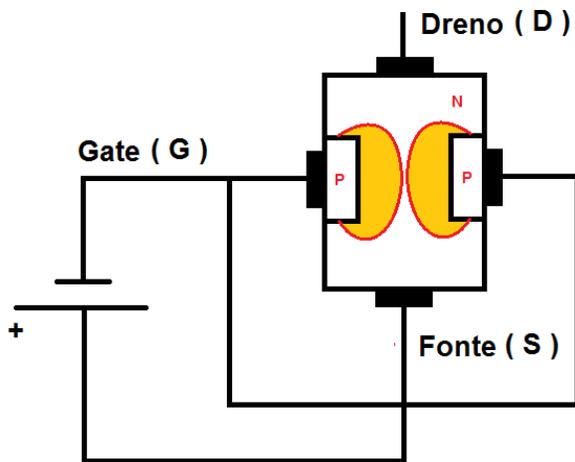


Fig. 7.1.3 JFET canal N com uma tensão  $V_{GS}$  negativa no gate.

Como a junção PN está reversamente polarizada, ocorre dentro do componente um aumento da região de depleção, como ilustrado na figura anterior.

Esta região de depleção dificulta a passagem dos elétrons entre dreno e fonte, ou seja, aumenta a resistividade entre dreno e fonte.

É interessante notar que, não existe corrente significativa entre gate e fonte pois a junção está reversa.

$$I_{Gate} = 0$$

Aumentando e diminuindo a tensão negativa no gate podemos controlar a corrente que passa pelo JFET. Quando  $V_{GS} = 0$  temos a máxima corrente.

Como pode ser considerado um componente com resistividade controlada por tensão, podemos obter este valor.

$$r_d = \frac{r_o}{\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2}$$

Onde:

$r_o$  = resistência quando  $V_{GS} = 0$ ;

$V_P$  = tensão em  $V_{GS}$  que faz  $I_d = 0$  (tensão de pinch-off)

### 7.1.1) A equação de Shockley e a curva de transferência

A equação da resistência em função de  $V_{GS}$  é importante em certas aplicações, porém, em circuitos amplificadores é mais interessante relacionar a tensão  $V_{GS}$  com a corrente. Esta equação foi deduzida primeiramente por William Bradford Shockley, por esse motivo é chamada de **equação de Shockley**.

$$I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

Onde  $I_{DSS}$  é a corrente de saturação, ou seja, quando  $V_{GS} = 0$ .

Matematicamente podemos ver alguns pontos importantes:

$$V_{GS} = 0 \quad \rightarrow \quad I_D = I_{DSS}$$

$$V_{GS} = V_P \quad \rightarrow \quad I_D = 0$$

$$V_{GS} = V_P/2 \quad \rightarrow \quad I_D = I_{DSS}/4$$

$$V_{GS} \approx 0,3V_P \quad \rightarrow \quad I_D = I_{DSS}/2$$

Estes valores valem para qualquer transistor JFET.

O JFET pode ser construído com canal tipo P e gate tipo N. As equações e considerações feitas são as mesmas invertendo somente o sentido das tensões.

Exemplo: Esboce a curva de um JFET canal N com  $I_{DSS} = 4\text{mA}$  e  $V_P = -3\text{V}$ .

Solução: Não é necessário calcular o valor exato pela equação de Shockley, basta pegar os pontos definidos acima e coloca-los no gráfico:

$$V_{GS} = 0 \quad \rightarrow \quad I_D = 4\text{mA}$$

$$V_{GS} = -3\text{V} \quad \rightarrow \quad I_D = 0$$

$$V_{GS} = -1,5\text{V} \quad \rightarrow \quad I_D = 1\text{mA}$$

$$V_{GS} \simeq -0,9\text{V} \quad \rightarrow \quad I_D = 2\text{mA}$$

Traçando a curva:

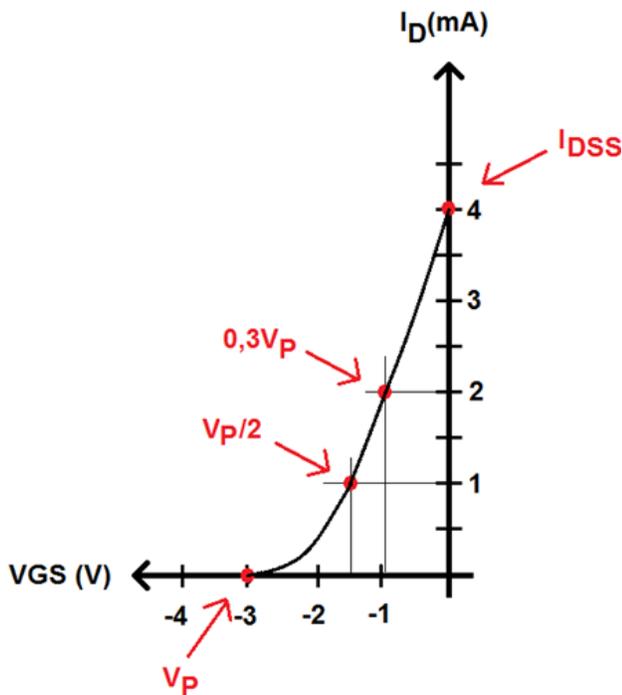


Fig. 7.1.1.1 Curva de transferência do JFET tipo N.

Na prática, os fabricantes fornecem somente uma referência dos valores  $I_{DSS}$  e  $V_P$  ( $V_{GS(off)}$ ), sendo assim, podemos ter valores diferentes de  $I_{DSS}$  e  $V_P$  para um mesmo componente. No exemplo abaixo podemos ver que para o BF245A fabricado pela ON Semiconductors o valor de  $I_{DSS}$  está entre 2mA e 6,5mA. Para efeito de projeto podemos fazer a média entre os valores.

Este fato deve ser levado em conta, sendo necessário muitas vezes alterações nos projetos de produtos em linha de produção devido à variações nos lotes de componentes adquiridos para a montagem.

ON Semiconductor™

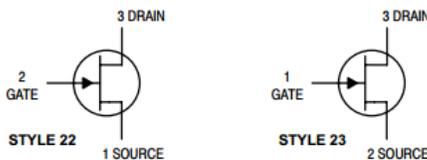


**JFET VHF/UHF Amplifiers**  
N-Channel — Depletion

**BF245A**  
**BF245B**

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Drain-Source Voltage	$V_{DS}$	$\pm 30$	Vdc
Drain-Gate Voltage	$V_{DG}$	30	Vdc
Gate-Source Voltage	$V_{GS}$	30	Vdc
Drain Current	$I_D$	100	mAdc
Forward Gate Current	$I_{G(f)}$	10	mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	350 2.8	mW mW/°C
Storage Channel Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	°C



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>					
Gate-Source Breakdown Voltage ( $I_G = 1.0 \mu\text{Adc}$ , $V_{DS} = 0$ )	$V_{(BR)GSS}$	30	—	—	Vdc
Gate-Source ( $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$ , $I_D = 200 \mu\text{Adc}$ )	$V_{GS}$				Vdc
	BF245(1)	0.4	—	7.5	
	BF245A, BF244A(2)	0.4	—	2.2	
	BF245B, BF244B	1.6	—	3.8	
	BF245C	3.2	—	7.5	
Gate-Source Cutoff Voltage ( $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$ , $I_D = 10 \text{ nAdc}$ )	$V_{GS(off)}$	-0.5	—	-8.0	Vdc
Gate Reverse Current ( $V_{GS} = 20 \text{ Vdc}$ , $V_{DS} = 0$ )	$I_{GSS}$	—	—	5.0	nAdc
<b>ON CHARACTERISTICS</b>					
Zero-Gate-Voltage Drain Current ( $V_{DS} = 15 \text{ Vdc}$ , $V_{GS} = 0$ )	$I_{DSS}$				mAdc
	BF245(1)	2.0	—	25	
	BF245A, BF244A(2)	2.0	—	6.5	
	BF245B, BF244B	6.0	—	15	
	BF245C	12	—	25	

1. On orders against the BF245, any or all subgroups might be shipped.  
2. On orders against the BF244A, any or all subgroups might be shipped.

Fig. 7.1.1.2 Valores de referência de  $I_{DSS}$  e  $V_P$  fornecidos pelo fabricante.

7.1.2) Comparação do JFET com o transistor BJT

Para nosso estudo dos amplificadores é interessante agora fazer a seguinte comparação entre o JFET e o BJT.

JFET	BJT
$I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$	$I_C = \beta I_B$
$I_D = I_S$	$I_C \cong I_E$
$I_G = 0$	$V_{BE} \cong 0,7V$

7.2) MOSFET tipo depleção

A ilustração abaixo mostra a construção de um mosfet tipo depleção:

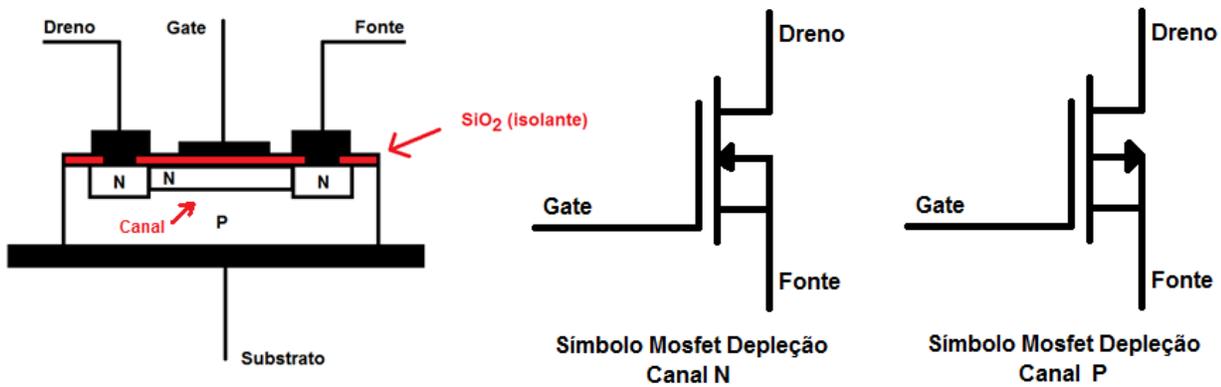


Fig. 7.2.1 Construção básica de um mosfet tipo depleção.

Este componente possui uma ligação entre o dreno e a fonte da mesma forma que o JFET. No entanto, o gate não é formado por uma junção PN. Ele fica isolado do canal pela camada de SiO<sub>2</sub> (óxido de silício). Existe também um quarto terminal

que na prática não fica disponível na maioria dos componentes físicos, como será explicado mais adiante. Este quarto terminal está ligado ao cristal P e é chamado de substrato.

Vamos entender como funciona:

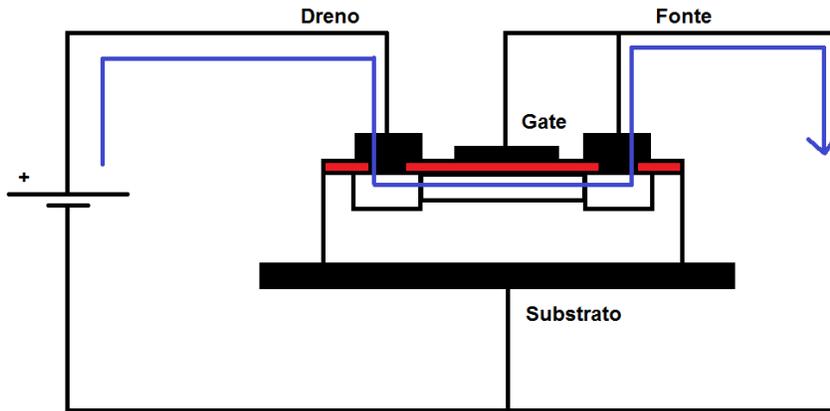


Fig. 7.2.2 Circulação de corrente com tensão  $V_{GS} = 0$ .

Aplicando uma tensão positiva no dreno e aterrando o gate, a fonte e o substrato, circulará uma corrente através do canal formado entre o dreno e fonte, esta corrente é chamada  $I_{DSS}$  da mesma forma que no JFET.

Quando um potencial negativo é aplicado no gate (elétrons no gate), os elétrons que circulam pelo canal serão repelidos e o canal ficará mais estreito.

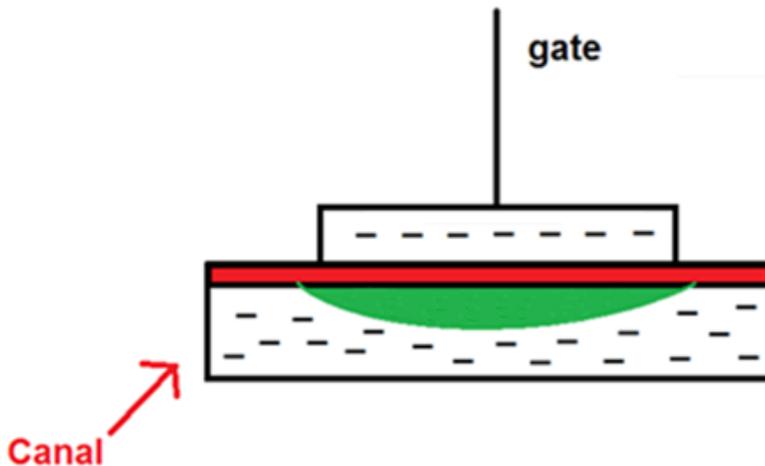


Fig. 7.2.3 Efeito de uma tensão negativa no gate de um mosfet tipo depleção.

Quando aplicamos um potencial positivo no gate, elétrons são atraídos, assim o canal terá mais facilidade de condução. Um ponto interessante do Mosfet tipo depleção é que ele pode trabalhar com tensões positivas de  $V_{GS}$ .

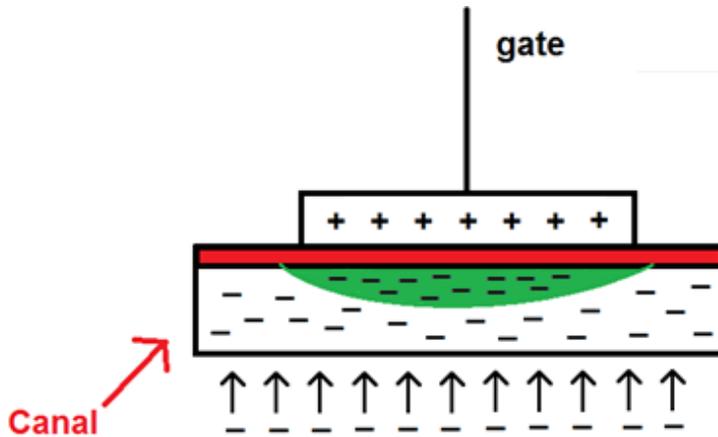


Fig. 7.2.4 Efeito de uma tensão positiva no gate de um mosfet tipo depleção.

Devido à camada SiO<sub>2</sub> entre gate e canal, em nenhuma condição existirá corrente no gate.

### 7.2.1) A equação e a curva de transferência do mosfet tipo depleção

A equação que fornece a relação entre tensão no gate e corrente pelo canal é a mesma equação definida por Shockley:

$$I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

A diferença neste caso é que, como explicado acima, valores positivos no gate são permitidos. Como a equação é a mesma, todos os conceitos definidos para o JFET valem ao traçar a curva do mosfet tipo depleção, ou seja:

$$V_{GS} = 0 \quad \rightarrow \quad I_D = I_{DSS}$$

$$V_{GS} = V_P \quad \rightarrow \quad I_D = 0$$

$$V_{GS} = V_P/2 \quad \rightarrow \quad I_D = I_{DSS}/4$$

$$V_{GS} \approx 0,3V_P \quad \rightarrow \quad I_D = I_{DSS}/2$$

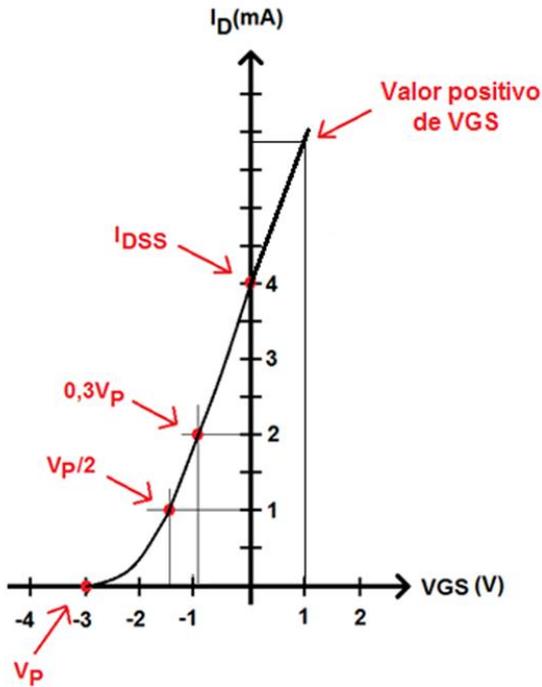


Fig. 7.2.1.1 Curva de transferência do mosfet tipo depleção canal N.

O mosfet tipo depleção canal P também existe e sua curva de transferência é invertida com relação à curva da figura acima.

### 7.3) MOSFET tipo intensificação

O mosfet tipo intensificação, também chamado mosfet tipo enriquecimento é um transistor de efeito de campo que não possui fisicamente implementado um canal ligando o dreno à fonte.

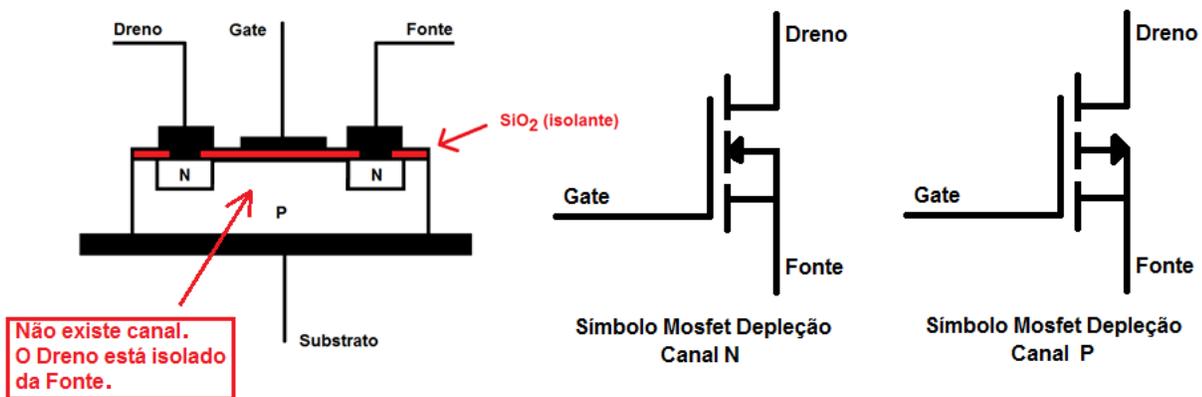


Fig. 7.3.1 Estrutura do Mosfet tipo enriquecimento canal N.

O mosfet tipo enriquecimento é a tecnologia mais empregada atualmente em circuitos integrados. Na configuração básica do mosfet intensificação tipo N, **a fonte é ligada ao substrato**, sendo este o potencial mais negativo do componente.

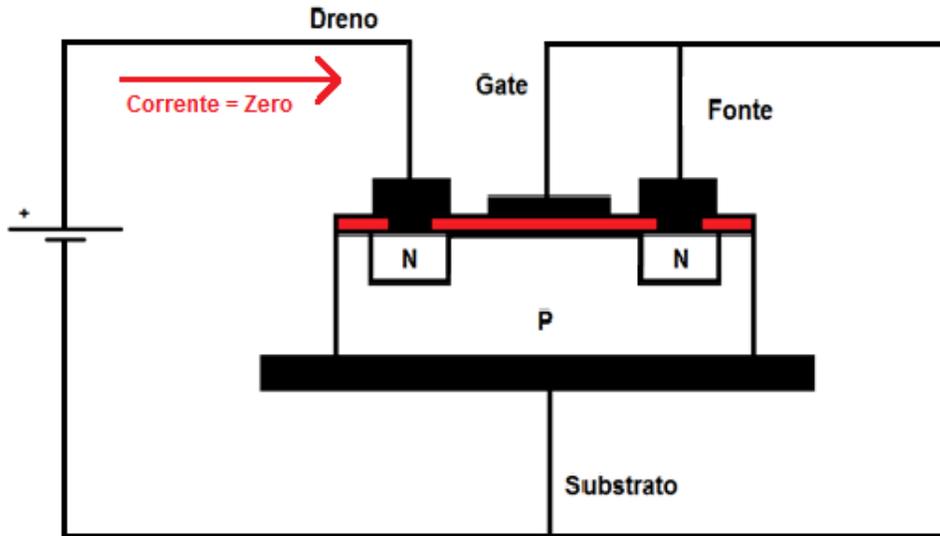


Fig. 7.3.2 Circulação de corrente igual a zero quando  $V_{GS} = 0$ .

Se aplicarmos uma tensão negativa no gate, os poucos elétrons que existirem no cristal P serão repelidos. Assim o dreno continuará isolado da fonte.

Aplicando uma tensão positiva no gate, elétrons serão atraídos do substrato formando um canal entre dreno e fonte. Este canal que se forma pelos elétrons atraídos possibilita a condução.

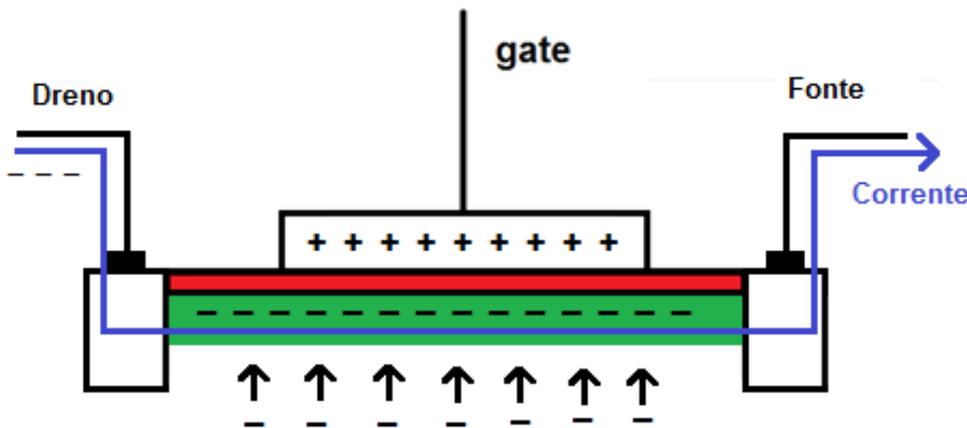


Fig. 7.3.3 Formação do canal em um mosfet tipo intensificação.

7.3.1) A equação e a curva de transferência do mosfet tipo intensificação

A equação do mosfet tipo intensificação não é a mesma definida por Shockley. Segundo a equação de Shockley, existe um valor de corrente chamado de  $I_{DSS}$  que circula pelo canal quando  $V_{GS} = 0$ . No caso do mosfet tipo intensifica não existe corrente quando  $V_{GS} = 0$ .

A equação utilizada no mosfet intensificação é:

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$$

Esta curva é válida somente para valores de  $V_{GS}$  acima de  $V_T$ . Para valores abaixo de  $V_T$  e valores negativos devemos considerar  $I_D = 0$ .

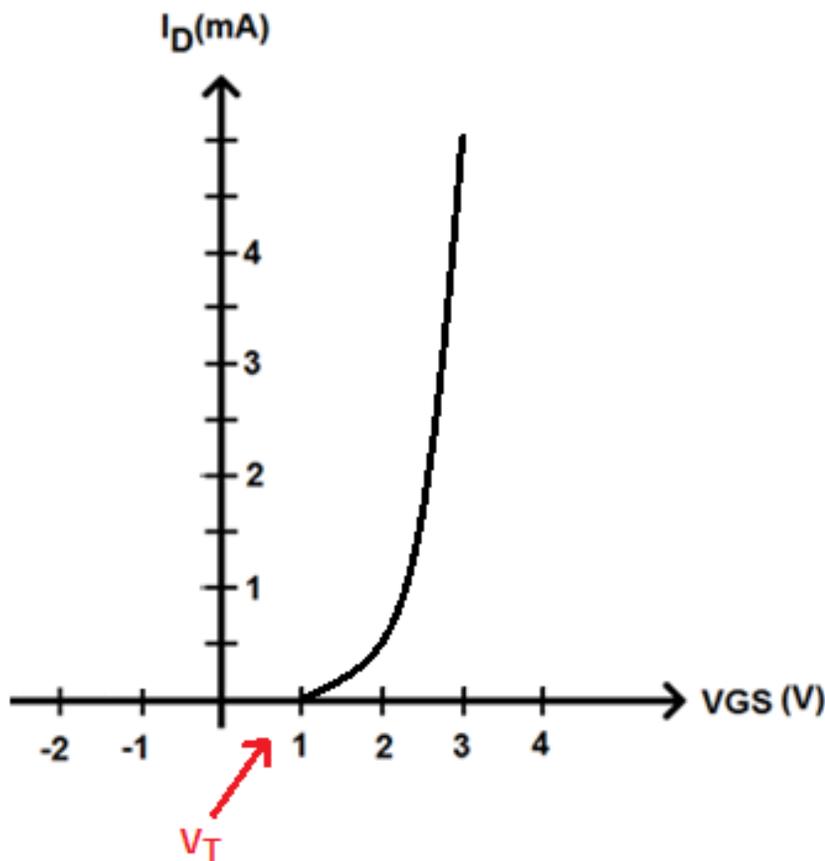


Fig. 7.3.1.1 Curva de resposta de um mosfet tipo intensificação.

7.3.2) Determinação da constante K

Os datasheets dos fabricantes normalmente não fornecem diretamente o valor da constante K, mas sim um conjunto de curvas ou pontos de operação que permitem calcular esta constante.

Por exemplo, na condição ligado do IRFP450, o fabricante de componentes ST fornece as seguintes informações:

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_{case} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$  unless otherwise specified)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source Breakdown Voltage	$I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$ $V_{GS} = 0$	500			V
$I_{DSS}$	Zero Gate Voltage Drain Current ( $V_{GS} = 0$ )	$V_{DS} = \text{Max Rating}$ $V_{DS} = \text{Max Rating}$ $T_c = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$			1 50	$\mu\text{A}$ $\mu\text{A}$
$I_{GSS}$	Gate-body Leakage Current ( $V_{DS} = 0$ )	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}$			$\pm 100$	nA

ON (\*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ $I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$	2	3	4	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-source On Resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}$ $I_D = 8.4\text{ A}$		0.33	0.4	$\Omega$
$I_{D(on)}$	On State Drain Current	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{DS(on)max}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		14		A

VT

VGS

ID

Fig. 7.3.2.1 Informações utilizadas para o cálculo da constante K.

Substituindo na fórmula temos:

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$$

$$14 = K(10 - 3)^2$$

$$K = 0,286$$

Como é possível visualizar no datasheet, podem existir variações entre lotes de componentes. Veja que o fabricante especifica  $V_{GS(th)}$  entre 2 à 4V.

A curva abaixo fornecida pelo mesmo fabricante mostra as variações de  $I_D$  com relação à  $V_{DS}$ :

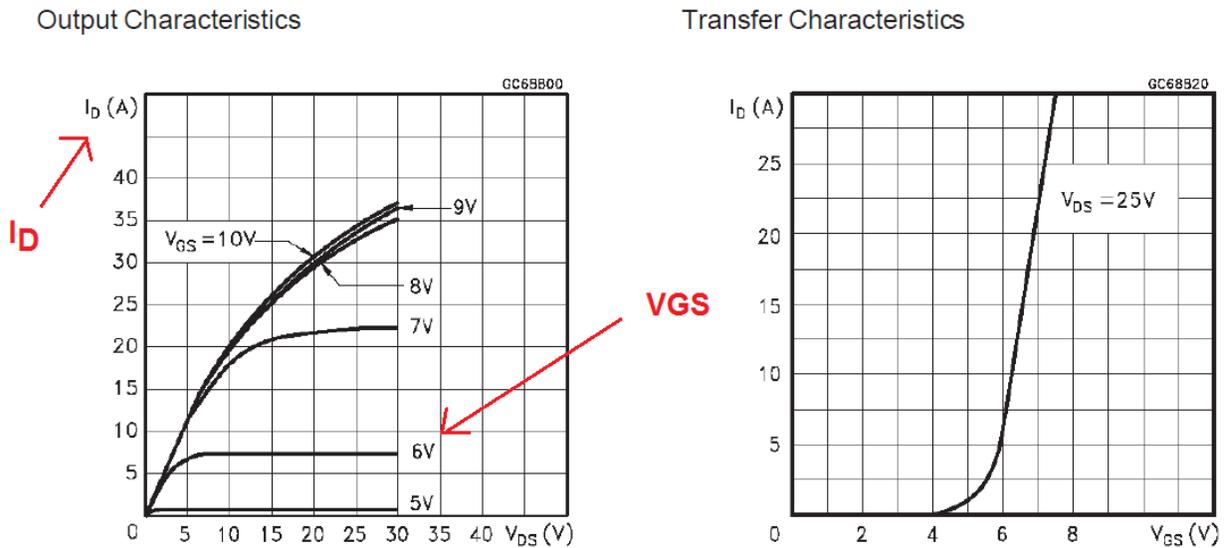


Fig. 7.3.2.2 Curva de  $I_D$  com relação à  $V_{DS}$  e  $I_D$  com relação à  $V_{GS}$ .

O ideal seria uma reta após a formação do canal, ou seja, após formar o canal a tensão entre dreno e fonte não deveria interferir na corrente, porém na prática isso não acontece como podemos ver na curva  $I_D \times V_{DS}$ . No mosfet intensificação ela é chamada de modulação do canal.

Na prática, como o valor de  $K$  é calculado em função de  $V_{GS}$ ,  $V_T$  e  $I_D$ , e  $I_D$  varia com  $V_{DS}$ , teremos vários valores de  $K$  para um mesmo conjunto  $I_D$ ,  $V_T$  e  $V_{DS}$ . Por essa razão o fabricante não fornece um valor fixo de  $K$  e deixa à critério do projetista determina-lo.

Para finalizar, podemos observar que para  $V_{GS} = 6V$  a modulação do canal é pequena, ou seja  $I_D$  varia pouco com  $V_{DS}$ . Esta é a condição mais desejável.

## 8) Polarização do FET

### 8.1) JFET com polarização fixa e autopolarização

O JFET necessita uma tensão negativa entre gate e fonte para polarizar a junção reversamente. Inicialmente vamos utilizar uma fonte de tensão negativa como mostra a figura abaixo:

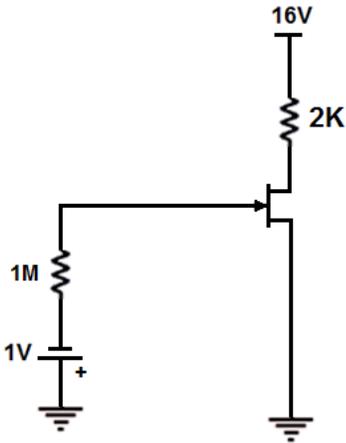


Fig. 8.1.1 JFET polarizado com fonte negativa no gate.

A análise para este tipo de polarização é direta. A tensão no gate é de 1V negativo, perceba que, como não existe corrente no gate utilizamos uma resistência de  $1M\Omega$  e mesmo assim não houve queda de tensão. Através da curva do FET podemos obter a corrente de dreno.

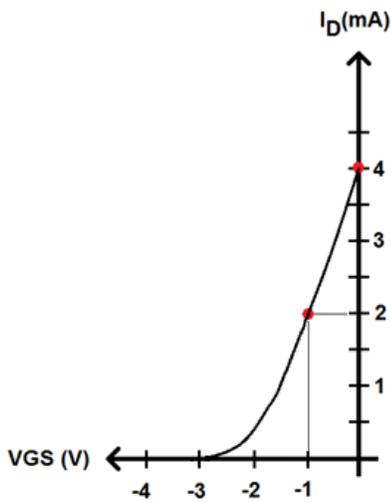


Fig. 8.1.2 Curva do JFET polarizado com fonte fixa negativa no gate.

Analisando o circuito da figura 8.1.1, com uma corrente de 2mA a queda de tensão no resistor de dreno pode ser calculada por:

$$V_{RD} = R_D \cdot I_D$$

$$V_{RD} = 2K \cdot 2m$$

$$V_{RD} = 4V$$

Assim:

$$V_D = 16 - 4$$

$$V_D = 12V$$

Pelo método matemático teríamos:

$$I_{DSS} = 4mA$$

$$V_P = -3V$$

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$I_D = 4m \left(1 - \frac{-1}{-3}\right)^2$$

$$I_D = 1,78mA$$

Ou seja, um valor mais exato da resposta.

Os dois métodos (gráfico e fórmula) podem ser utilizados. A precisão do método gráfico depende do traçado da curva e de como encontramos o ponto, não sendo exato, no entanto tem a vantagem de fornecer uma visão mais clara do ponto de operação do circuito. Neste exemplo podemos ver que a polarização está aproximadamente no meio da curva, algo difícil de se imaginar quando utilizamos a equação.

A utilização de uma fonte negativa é simples, porém na prática exige uma fonte de alimentação negativa que na maioria das vezes não é implementada. Uma alternativa é a utilização de um resistor no terminal “Fonte” do JFET elevando a tensão do terminal fonte em relação ao terra. Aterrando o gate através de um resistor, o gate será negativo em relação ao terminal fonte.

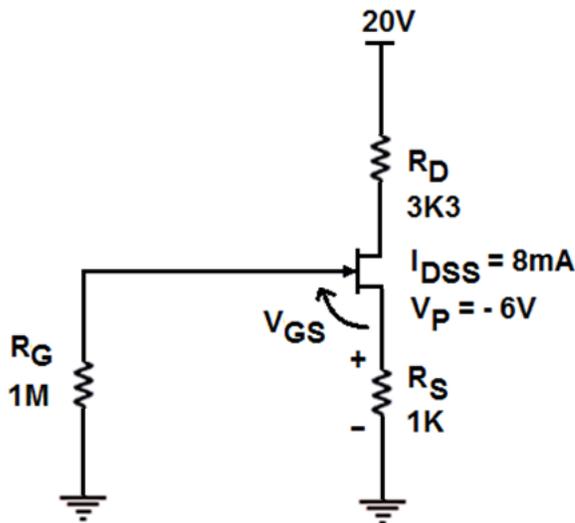


Fig. 8.1.3 Circuito de auto polarização do JFET.

Neste circuito, a corrente  $I_D$  passa pela resistência  $R_S$  provocando uma queda de tensão. Esta queda de tensão tem o lado mais positivo ligado à fonte do transistor JFET e o lado mais negativo no terra. O gate está ligado ao terra, assim temos uma tensão  $V_{GS}$  negativa como desejado.

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

É importante salientar que,  $V_{GS}$  varia com  $I_D$ . Uma situação bem diferente da anterior, onde a tensão  $V_{GS}$  é fixa.

Podemos encontrar os valores de tensão e corrente utilizando a equação de Shockley ou resolver graficamente.

Utilizando a equação de Shockley, podemos substituir  $V_{GS}$  por  $-I_D R_S$  e encontrar o valor de  $I_D$ . Porém, fazendo isso vamos chegar à uma equação de segundo grau que deverá ser solucionada e após encontrar as duas raízes teremos que optar pela raiz correta.

Neste nosso curso vamos adotar o método gráfico, que é bem mais simples e nos fornece uma melhor visão do ponto de operação.

A equação de  $V_{GS}$  nos dá uma reta, como toda reta pode ser graficamente traçada se soubermos dois pontos situados nela, podemos fazer  $I_D = 0$  e encontrar um ponto e fazer  $I_D = I_{DSS}$  e encontrar o outro ponto, resolvendo temos:

Para  $I_D = 0$ :

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

$$V_{GS} = -0 \cdot R_S$$

$$V_{GS} = 0$$

Para  $I_D = I_{DSS}$ :

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

$$V_{GS} = -8m \cdot 1K$$

$$V_{GS} = -8V$$

Traçando a reta temos:

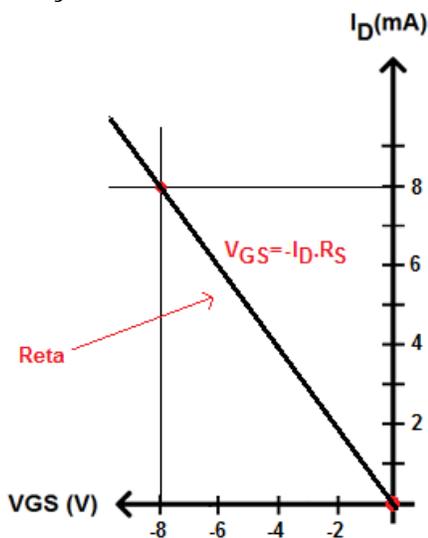


Fig. 8.1.4 Reta definida pelos valores de  $I_D$  e  $R_S$ .

Agora utilizando os gráficos da reta e da curva de resposta do JFET achamos o ponto de operação do circuito.

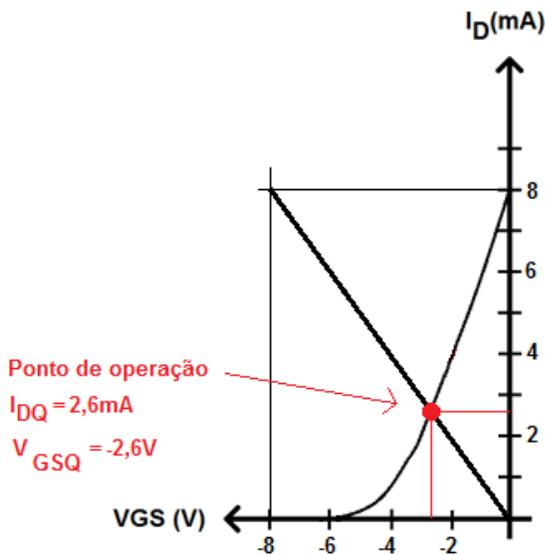


Fig. 8.1.5 Ponto de operação (ponto quiescente) do circuito com autopolarização.

### 8.2) JFET com polarização por divisor de tensão

O circuito de polarização por divisor de tensão com JFET segue basicamente a mesma ideia do circuito de polarização por divisor de tensão do transistor BJT.

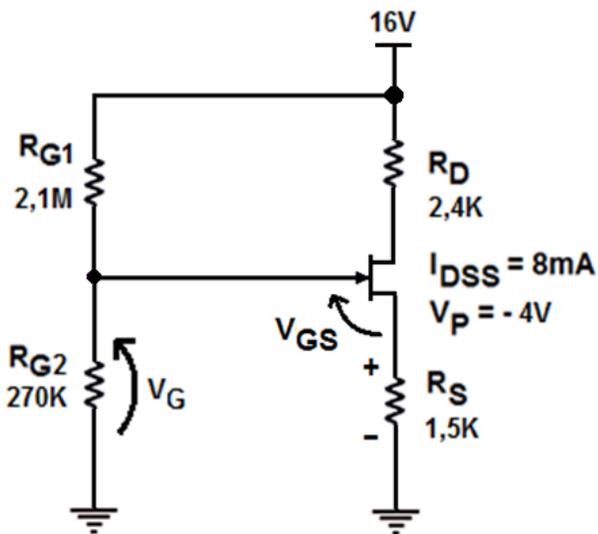


Fig. 8.2.1 Circuito de polarização por divisor de tensão no JFET.

Devemos lembrar que, não existe corrente no gate. Assim a tensão  $V_G$  é simplesmente definida pelo divisor de tensão formado pelos resistores  $R_{G1}$  e  $R_{G2}$ .

$$V_G = \frac{V_{DD} \cdot R_{G2}}{R_{G2} + R_{G1}}$$

$$V_G = \frac{16.270K}{2,1M + 270K}$$

$$V_G = 1,82V$$

Aplicando a lei de kirchhoff para tensões a temos:

$$V_G - V_{GS} - I_D \cdot R_S = 0$$

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

Esta nova equação nos fornece também uma reta, porém existe agora um valor  $V_G$  que altera sua posição no gráfico. Para esse caso temos que escolher também dois pontos e traçar a reta. O pontos mais fáceis são:

Para  $I_D = 0$

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

$$V_{GS} = V_G - 0 \cdot R_S$$

$$V_{GS} = V_G$$

$$V_{GS} = 1,82V$$

**Atenção: É sempre um valor positivo de  $V_{GS}$**

Para  $V_{GS} = 0$

$$0 = V_G - I_D \cdot R_S$$

$$I_D = \frac{V_G}{R_S}$$

$$I_D = \frac{1,82}{1,5K}$$

$$I_D = 1,21\text{mA}$$

Estes são os pontos da reta. Traçando agora o gráfico temos:

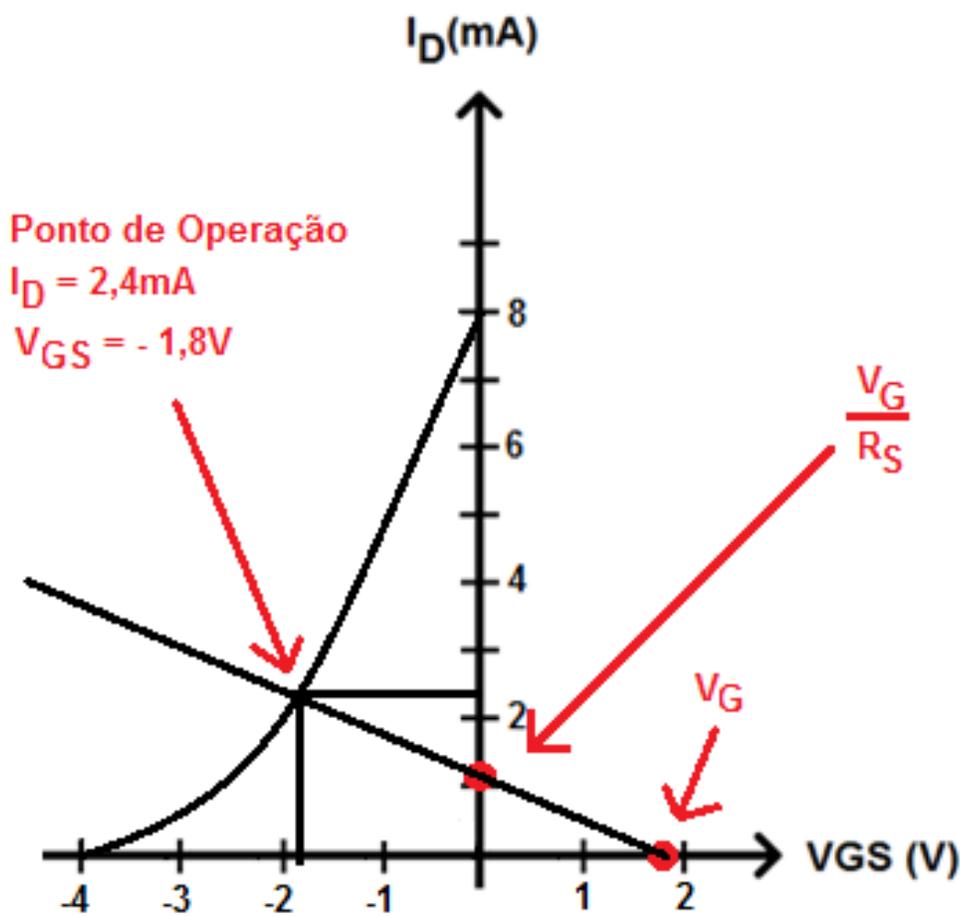


Fig. 8.2.2 Ponto de operação (ponto quiescente) do circuito com divisor de tensão.

8.3) Polarização do mosfet tipo depleção

Todos as técnicas utilizadas para calcular a polarização do JFET valem para o mosfet tipo depleção. Como exemplo, vamos considerar o seguinte circuito:

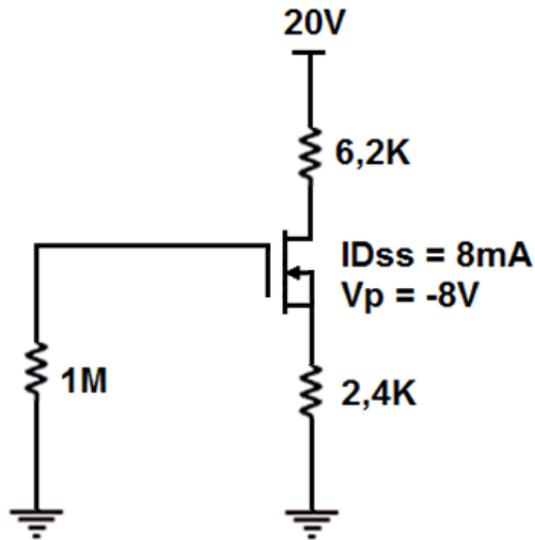


Fig. 8.3.1 Circuito com mosfet tipo depleção.

Como no JFET vamos inicialmente traçar a curva utilizando os pontos:

- $V_{GS} = 0 \quad \rightarrow \quad I_D = 8\text{mA}$
- $V_{GS} = -8\text{V} \quad \rightarrow \quad I_D = 0$
- $V_{GS} = -4\text{V} \quad \rightarrow \quad I_D = 2\text{mA}$
- $V_{GS} = -2,4\text{V} \quad \rightarrow \quad I_D = 4\text{mA}$
- $V_{GS} = +2\text{V} \quad \rightarrow \quad I_D = 12,5\text{mA}$  ( calculado usando a equação de Shockley)

Para a reta de polarização podemos fazer:

- $V_{GS} = 0 \quad \rightarrow \quad I_D = 0$
- $V_{GS} = -6 \quad \rightarrow \quad I_D = -\frac{V_{GS}}{R_S} \quad I_D = 2,5\text{mA}$

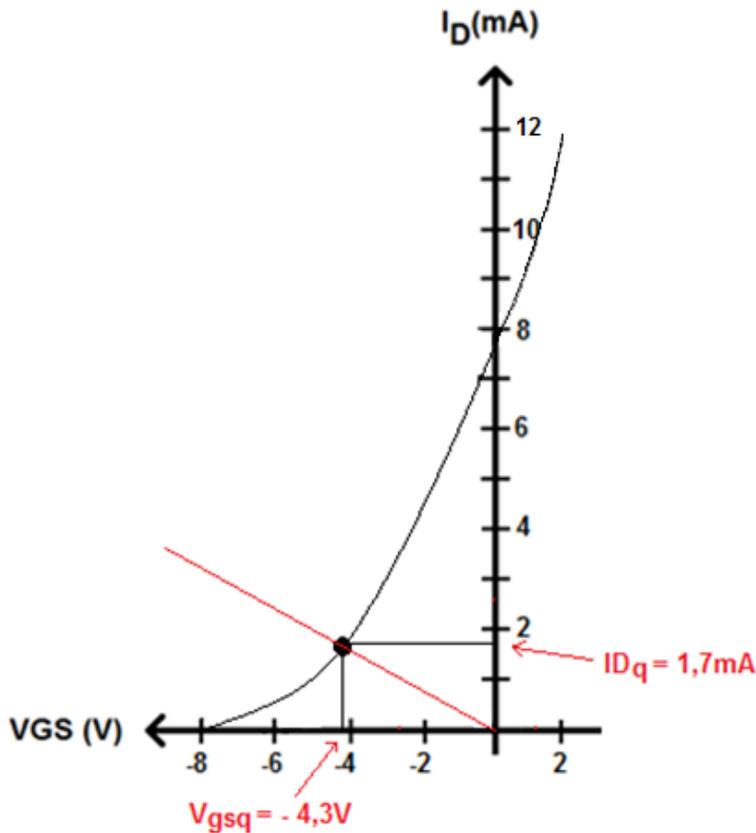


Fig. 8.3.2 Curva de resposta e ponto de operação do mosfet tipo depleção.

Assim, pela curva temos:

$$V_{GS} \simeq -4,3V \quad \rightarrow \quad I_D \simeq 1,7mA$$

Uma característica interessante do Mosfet depleção é a de poder trabalhar com polarização em  $V_{GS} = 0$ , pois como explicado anteriormente são permitidos valores positivos de  $V_{GS}$  e conseqüentemente valores de  $I_D$  maiores que  $I_{DSS}$ .

8.4) Polarização do mosfet tipo enriquecimento

O mosfet tipo enriquecimento, também chamado mosfet intensificação é polarizado de forma bem diferente dos demais:

O Mosfet enriquecimento é polarizado com

**$V_{GS}$  POSITIVO**

Uma configuração bastante comum é feita aterrando o terminal fonte e utilizando a tensão do dreno como tensão de gate como no circuito abaixo:

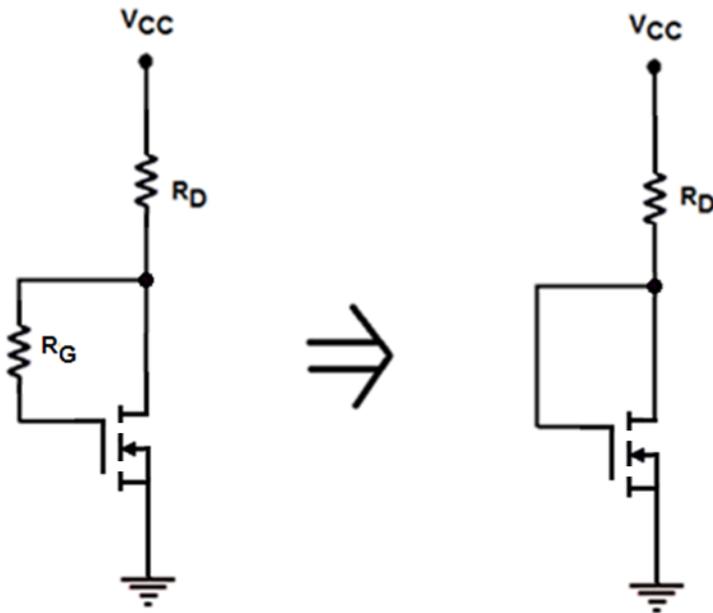


Fig. 8.4.1. Polarização com realimentação e seu equivalente em corrente contínua

Como ilustrado na figura acima, a resistência  $R_G$  representa um caminho sem perdas entre o dreno e o gate, pois como sabemos a corrente no gate é zero. A princípio podemos então pensar em retirá-la e substituí-la por um curto circuito, porém, isso não é feito, pois na maioria dos casos utilizamos o circuito como amplificador e para isso precisamos entrar com um sinal no gate.

O procedimento que iremos estudar para cálculo da polarização do mosfet enriquecimento é o processo gráfico, como exemplo vamos considerar o seguinte circuito:

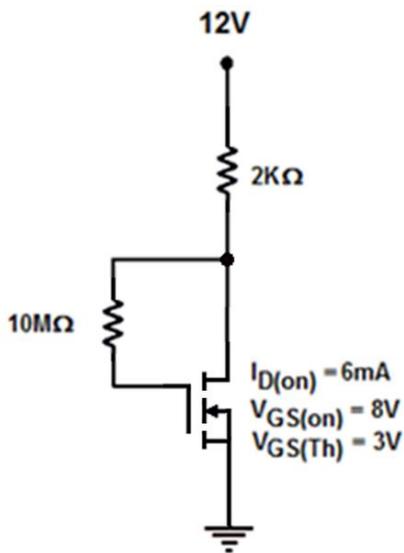


Fig. 8.4.2. Circuito prático com mosfet tipo enriquecimento

Primeiramente devemos traçar a curva do mosfet, do circuito. Já temos dois pontos:

$$V_{GS} = 3V \quad \rightarrow \quad I_D = 0mA$$

$$V_{GS} = 8V \quad \rightarrow \quad I_D = 6mA$$

Podemos agora determinar o valor de K para encontrar outros pontos:

$$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$$

$$K = \frac{I_D}{(V_{GS} - V_T)^2}$$

$$K = \frac{6m}{(8 - 3)^2}$$

$$K = 0,24 \cdot 10^{-3} A/V^2$$

Com o valor de K e a equação, podemos calcular mais dois pontos:

$$\text{Para } V_{GS} = 6V \quad \rightarrow \quad I_D = 2,16mA$$

$$\text{Para } V_{GS} = 10V \quad \rightarrow \quad I_D = 11,76mA$$

Com 4 pontos é possível traçar a curva do dispositivo. Para traçar a reta de carga vamos usar a seguinte informação retirada da análise do circuito:

$$V_{GS} = V_{CC} - R_D \cdot I_D$$

Substituindo temos:

$$V_{GS} = 12 - 2K \cdot I_D$$

Para  $V_{GS} = 0 \quad \rightarrow \quad I_D = \frac{V_{CC}}{R_D} \quad I_D = 6\text{mA}$

Para  $I_D = 0 \quad \rightarrow \quad V_{GS} = V_{CC} \quad V_{GS} = 12\text{V}$

Com esses valores podemos encontrar o ponto de operação do circuito:

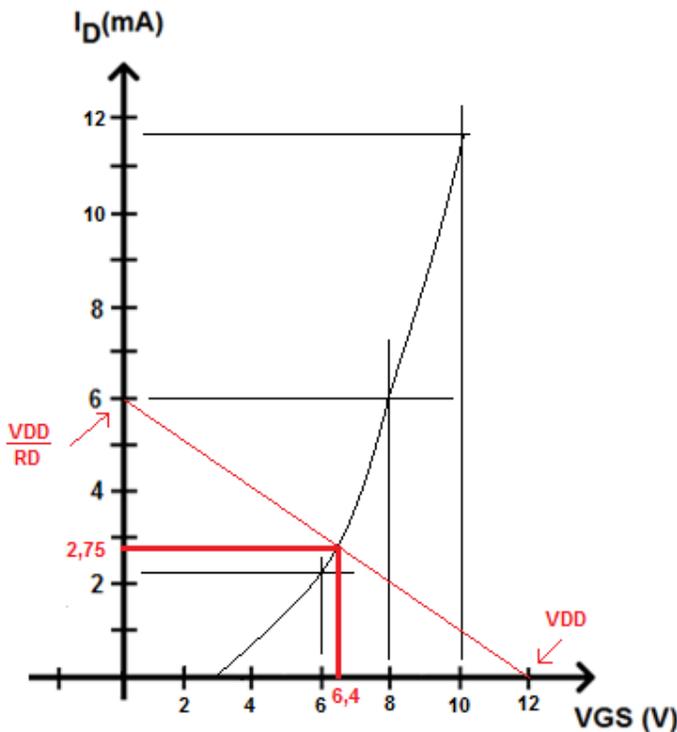


Fig. 8.4.3. Curva de resposta e ponto de operação do circuito.

Assim,  $I_D = 2,75\text{mA}$  e  $V_{GS} = 6,4\text{V}$ .

8.5) Polarização do mosfet tipo enriquecimento com divisor de tensão

A polarização por divisor de tensão no mosfet tipo enriquecimento segue o mesmo princípio da polarização por realimentação. Neste caso, teremos uma tensão fixa  $V_G$  no gate.

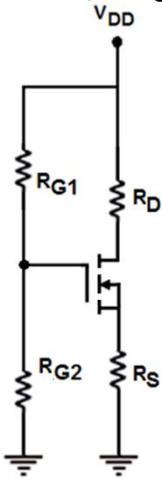


Fig. 8.5.1 Polarização do Mosfet enriquecimento por divisor de tensão.

Neste circuito,  $V_G$  é calculado por divisor de tensão e a tensão  $V_{GS}$  é dada por:

$$V_{GS} = V_G - R_S I_D$$

Equação esta muito parecida com a equação da reta obtida anteriormente. A figura abaixo mostra a diferença no traçado da reta no circuito de polarização por realimentação e no circuito por divisor de tensão.

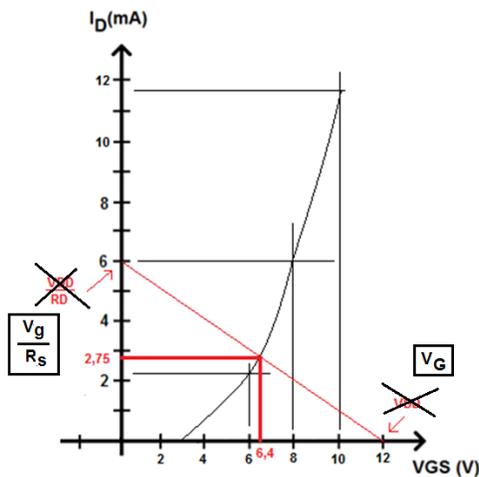


Fig. 8.5.2 Comparação dos valores da reta de carga nos dois tipos de circuito.

## 9) Amplificar J-FET para pequenos sinais

### 9.1) A transcondutância do FET

Um amplificador cuja variação da tensão em função da corrente não é linear, ou seja, não resulta em uma reta, distorce o sinal amplificado. Para pequenos sinais podemos aproximar a curva do mosfet para uma reta, como mostra a figura abaixo.

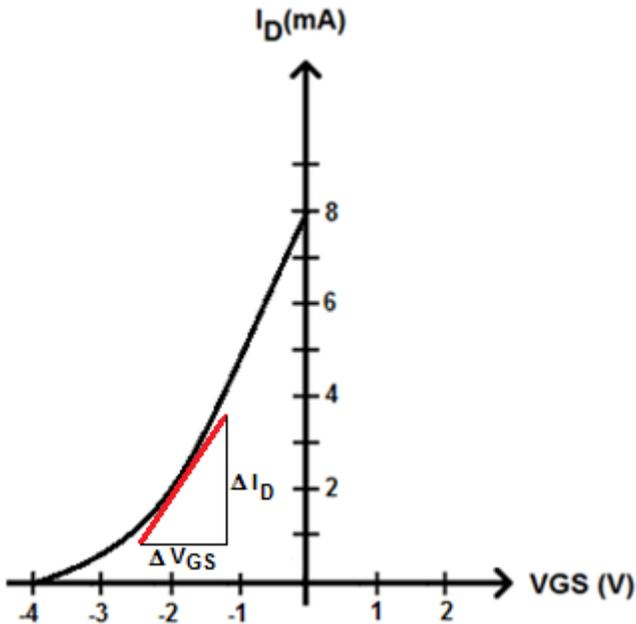


Fig. 9.1.1 Aproximação da curva do mosfet para uma reta.

Podemos claramente perceber que a inclinação da reta depende do ponto escolhido, ou seja, do ponto de operação determinado pela polarização. Assim, para um determinado ponto podemos escrever:

$$\Delta I_D = g_m \cdot \Delta V_{GS}$$

Onde,  $g_m$  representa a variação de  $I_D$  em função da variação de  $V_{GS}$ . Este valor é chamado de fator de transcondutância e determina o ganho do amplificador.

Resolvendo a equação temos:

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}}$$

Aplicando esta relação na equação Shockley, podemos matematicamente chegar ao seguinte resultado:

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right]$$

Em alguns datasheets o  $g_m$  é chamado de  $y_{fs}$ . Perceba que o maior valor ocorre para  $V_{GS} = 0$  e que  $g_m = 0$  quando  $V_{GS} = V_P$ , um resultado obvio pois se  $V_{GS} = V_P$  o transistor entrou em corte. O parâmetro  $g_m$  é chamado de transcondutância.

### 9.2) Amplificador FET fonte comum

Vamos analisar agora um circuito FET em corrente alternada. Devido à filtragem, a fonte aterra todo sinal alternado. O mesmo efeito ocorre com os capacitores do circuito, ou seja, representam um curto circuito para corrente alternada. Com esta informação, vamos redesenhar um amplificador FET na visão da corrente alternada como fizemos para o circuito com transistor BJT.

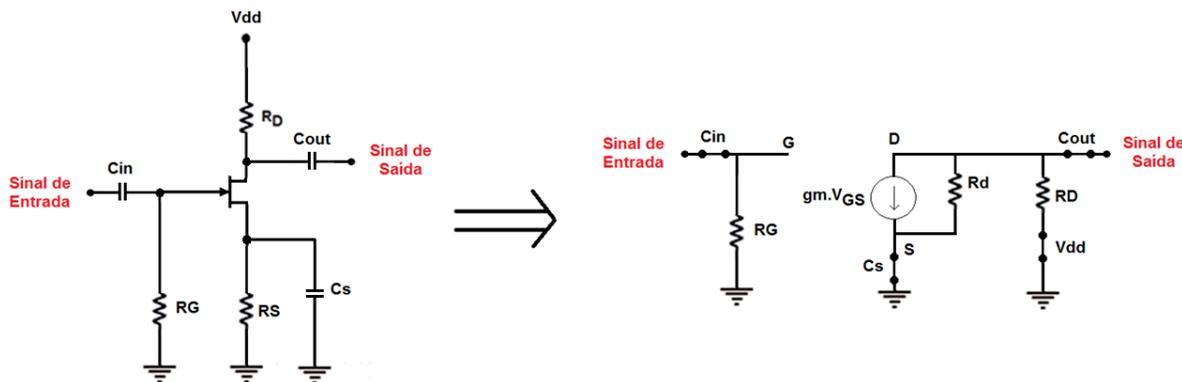


Fig. 9.2.1 Circuito equivalente em corrente alternada

No circuito acima podemos observar que a fonte e os capacitores aparecem como um curto circuito. Também podemos observar que aparece uma nova resistência chamada  $R_d$ , essa resistência representa a impedância de saída do FET e fica em paralelo com a resistência do dreno. Assim:

$$Z_{in} = R_G$$

$$Z_{out} = R_D // R_d$$

$$A_v = -g_m (R_D // R_d) \text{ (ganho de tensão)}$$

Como exemplo, vamos calcular os valores de  $R_S$  e  $R_D$  para que o circuito abaixo tenha um ganho igual a 8, desprezando o valor de  $R_d$  do JFET.

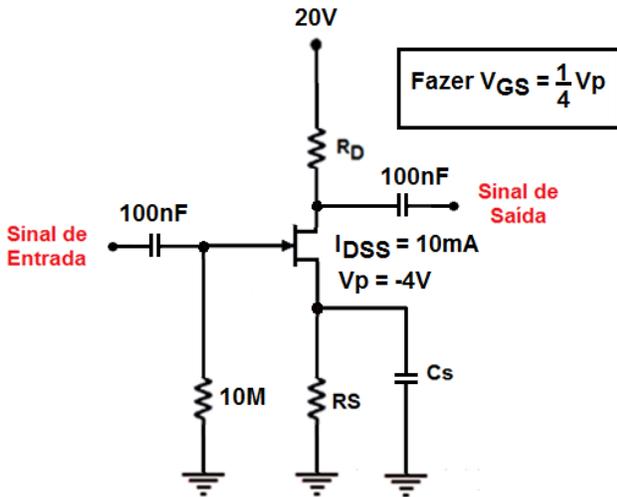


Fig. 9.2.2 Circuito amplificador prático com JFET

Inicialmente calculamos  $V_{GS}$  e a corrente  $I_D$ :

$$V_{GS} = \frac{V_P}{4}$$

$$V_{GS} = \frac{-4}{4}$$

$$V_{GS} = -1$$

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \left[ 1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right]$$

$$g_m = \frac{2 \cdot 10\text{mA}}{|-4|} \left[ 1 - \frac{-1}{-4} \right]$$

$$g_m = 3,75 \text{ mS}$$

Sabendo que, se desprezarmos o valor de  $R_d$ , que na maioria dos casos fica em torno dos  $50\text{K}\Omega$ , o ganho é determinado por  $g_m$  e  $R_D$ .

$$A_V = -g_m \cdot R_D$$

Assim,

$$-8 = -3,75m.R_D$$

$$R_D = 2133\Omega$$

O valor comercial mais próximo para  $R_D$  é 2,2K $\Omega$ . Para calcular  $R_S$  fazemos:

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$I_D = 10m \left(1 - \frac{-1}{-4}\right)^2$$

$$I_D = 5,625m$$

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

$$-1 = -5,625m \cdot R_S$$

$$R_S = 177\Omega$$

O valor comercial mais próximo para  $R_S$  é 180 $\Omega$ . Assim temos nosso circuito:

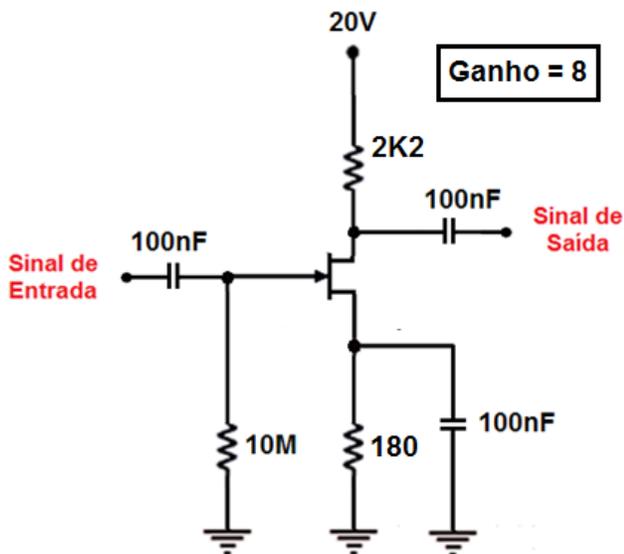


Fig. 9.2.3 Circuito amplificador completo com JFET.

9.3) Seguidor de fonte

Utilizando o mesmo conceito visto nos amplificadores com BJT, podemos entrar com um sinal no gate e utilizar o sinal da fonte como saída. Neste caso, como no BJT teremos praticamente o mesmo sinal que está na entrada chamando este circuito de seguidor de fonte.

Aparentemente não existe vantagem nenhuma nisso, porém quando analisamos as impedâncias, fica muito claro que a saída fornece o mesmo sinal com uma impedância muito mais baixa podendo assim fornecer uma potência bem mais elevada à carga.

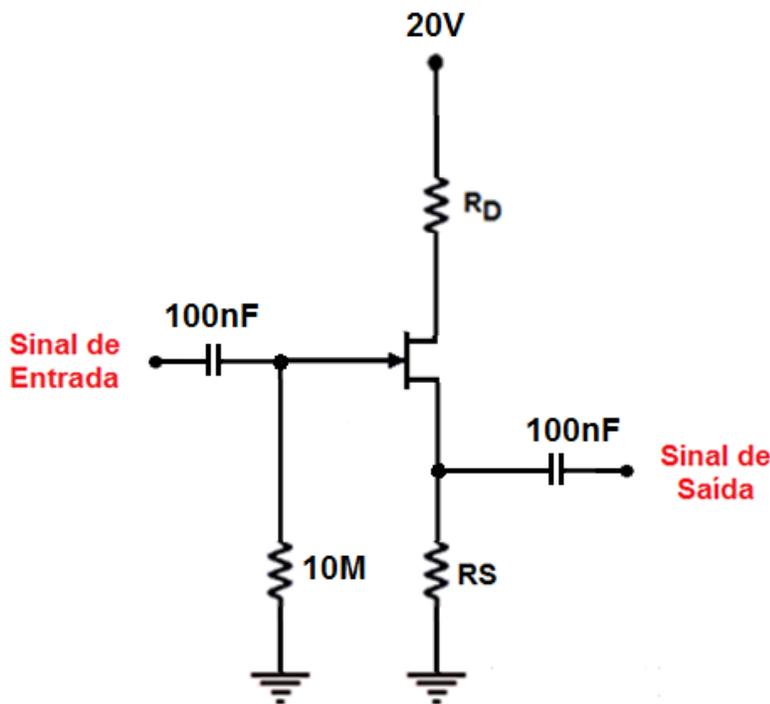


Fig. 8.3.1 Circuito seguidor de fonte.

O ganho deste circuito é aproximadamente 1 e pode ser calculado por:

$$A_V = \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S}$$

9.4) Amplificador gate comum

Um amplificador gate comum funciona basicamente como um amplificador fonte comum, o sinal de entrada é aplicado na fonte e o sinal é retirado no dreno. A grande diferença está na impedância de entrada. Quando o sinal é aplicado ao gate, a entrada apresenta uma alta impedância pois, como sabemos, não existe consumo de corrente no gate, quando entramos com o sinal na fonte, a impedância de entrada encontrada é praticamente igual à resistência  $R_S$ .

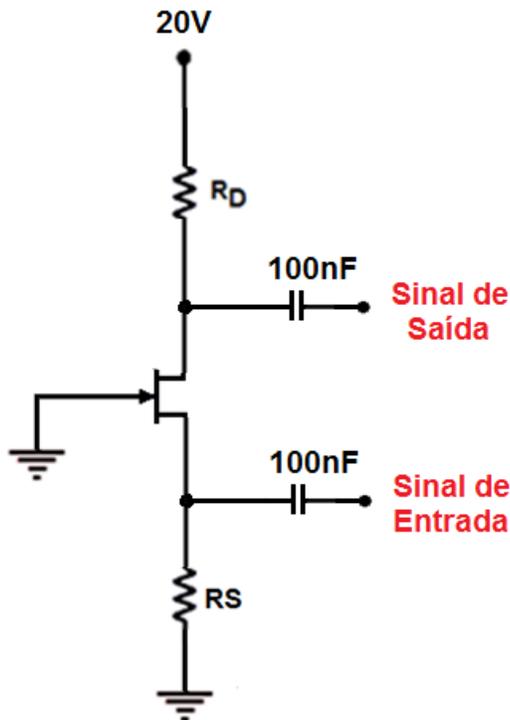


Fig. 9.4.1 Circuito amplificador gate comum.

Como no amplificador fonte comum o ganho é dado por:

$$A_V = g_m R_D$$

## 10) Amplificadores operacionais (AO)

Um amplificador operacional ou amplificador diferencial é um amplificador de altíssimo ganho que possui duas entradas, uma entrada que inverte o sinal (entrada inversora) e outra que não inverte o sinal (entrada não inversora). O sinal de saída amplificado é resultante da diferença entre os sinais na entrada inversora e na entrada não inversora.

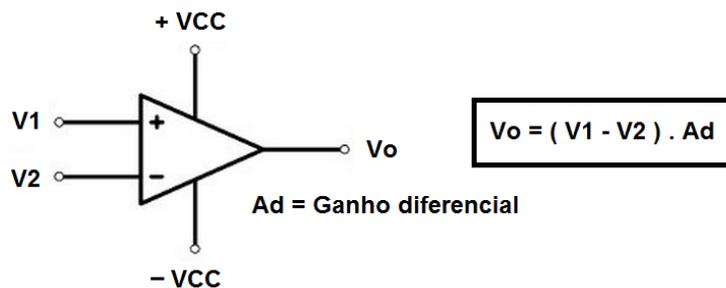


Fig. 10.1 Símbolo do amplificador operacional e ganho diferencial.

- Quando  $V1 = V2$  a saída é igual à zero
- Quando  $V1 > V2$  a saída é positiva
- Quando  $V1 < V2$  a saída é negativa

Perceba que existem duas fontes de alimentação, uma com tensão positiva e outra com tensão negativa. Embora existam amplificadores operacionais que trabalham com  $-VCC = 0$ , na maioria dos casos a fonte simétrica é utilizada.

### 10.1) O amplificador operacional ideal

Para entender como um amplificador operacional funciona vamos considerar o seguinte modelo ideal:

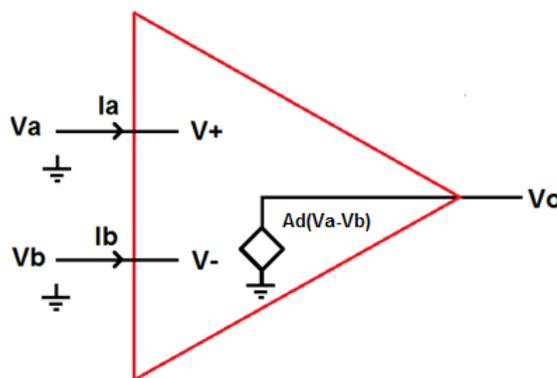


Fig. 10.1.1 Modelo de um amplificador operacional ideal.

Pela análise deste modelo podemos tirar alguns parâmetros importantes:

- As correntes de entrada são iguais a zero e as resistências de entrada são infinitas.

$I_a = \text{zero}$ ,  $I_b = \text{zero}$ ,  $R_a = \text{infinito}$ ,  $R_b = \text{infinito}$ .

- A tensão de saída não tem queda, portanto a resistência de saída é zero.

$R_o = \text{zero}$ .

Não aparece neste modelo, porém ainda temos como característica os seguintes pontos:

- A operação do amplificador não varia com a temperatura.
- O amplificador não tem ruído.
- A tensão de saída quando  $V_a = V_b$  é igual à zero.
- O ganho  $A_d$  é infinito.

### 10.2) Curto circuito virtual

O fato de considerarmos um ganho infinito como ideal leva à uma conclusão bastante interessante. Vamos analisar a equação da saída:

$$V_o = A_d(V_a - V_b)$$

Fazendo uma inversão temos:

$$(V_a - V_b) = \frac{V_o}{A_d}$$

Se  $A_d = \text{infinito}$  temos:

$$(V_a - V_b) = 0$$

Ou seja:

$$V_a = V_b$$

Apesar de não estar ligada uma a outra o amplificador operacional sempre opera como se as entradas  $V_a$  e  $V_b$  estivessem em curto. Isso é chamado de curto circuito virtual.

### 10.3) O amplificador operacional real

No amplificador operacional real sempre existe uma diferença entre as entradas que resulta em uma tensão na saída não nula quando  $V_1 = V_2$  (teoricamente deveria resultar em zero). Esta diferença é chamada de ganho em modo comum ( $A_C$ ) e é considerada um erro do amplificador. A tensão de saída provocada por esse erro é calculada pela média das tensões de entrada multiplicada pelo ganho em modo comum. Assim, para o amplificador operacional real a saída é dada por:

$$V_S = A_D(V_2 - V_1) + A_C \left( \frac{V_2 + V_1}{2} \right)$$

### 10.4) Razão de rejeição em modo comum (CMRR)

A razão de rejeição em modo comum é uma medida da qualidade do amplificador com relação ao erro provocado pelo ganho em modo comum. É comum ser representada por CMRR (common mode rejection ratio) e é calculada por:

$$CMRR = \left| \frac{A_D}{A_C} \right|$$

Vale lembrar que  $A_D$  é sempre muito maior que  $A_C$ . Por esse motivo, muitas vezes a rejeição em modo comum é calculada em decibéis.

$$CMRR = 20 \cdot \log \left| \frac{A_D}{A_C} \right|$$

Na prática um amplificador operacional de boa qualidade apresenta CMRR maior que 100db. O amplificador 741 apresenta um CMRR típico de 90dB. Um CMRR ideal tem um valor infinito

10.5) Valores de operação de um AO real

Na prática o ganho diferencial está entre 100.000 e 1.000.000 e obviamente funciona nos limites de +VCC e -VCC pois não é possível ter na saída destes amplificadores uma tensão maior que a tensão da fonte.

Para diferenças pequenas entre V1 e V2 o AO funciona como amplificador linear. No gráfico abaixo podemos ver os pontos de operação de um AO real.

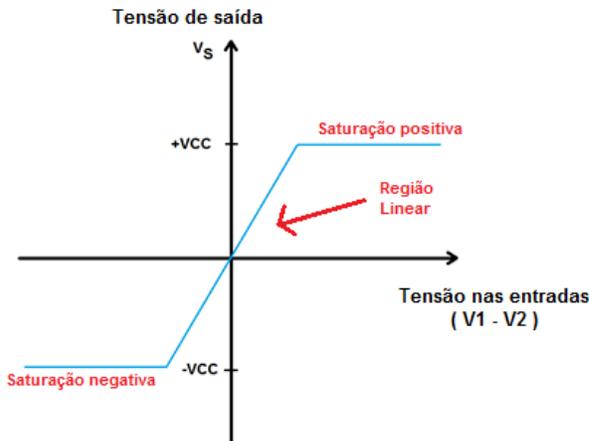


Fig. 10.5.1 Tensão de saída em função das entradas de um AO.

10.6) Banda passante de um amplificador operacional (BW)

Como citado anteriormente o ganho de um amplificador operacional diminui com o aumento da frequência do sinal de entrada.

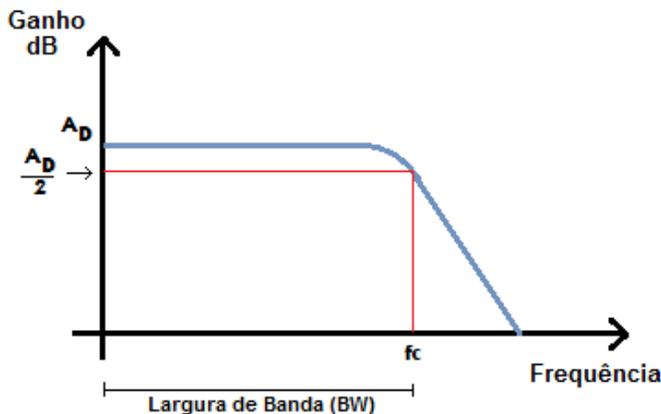


Fig. 10.6.1 Ganho em função da frequência de entrada de um AO.

Acima da frequência  $f_c$  o amplificador operacional não pode mais ser considerado como um amplificador de ganho infinito, por esse motivo deve-se evitar essa condição.

10.7) Slew rate (SR)

Podemos considerar o Slew rate como sendo a velocidade de resposta de um amplificador com a variação do sinal de entrada. O amplificador operacional 741 possui um Slew rate de  $SR=0,5V/\mu s$ , sendo assim leva  $10\mu s$  para sair do 0V e chegar aos 5V.

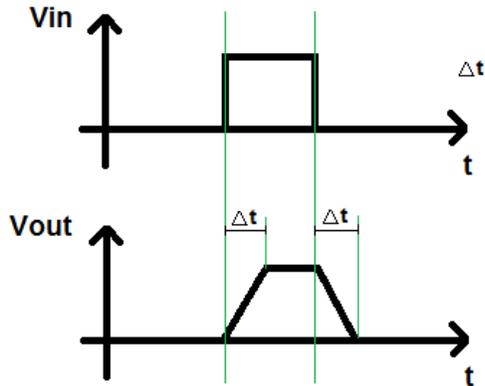


Fig. 10.7.1 Tempo de resposta da saída em função do sinal de entrada de um AO.

10.8) Ajuste de Offset

Apesar de serem construídos em um único bloco de circuito integrado, existem diferenças entre os transistores em um amplificador operacional. Isso resulta em uma tensão na saída chamada tensão de offset quando as entradas estão aterradas e teoricamente deveríamos ter zero volt. No circuito integrado 741 esse erro pode ser corrigido com um ajuste entre os pinos 1 e 5. Abaixo podemos ver a pinagem do CI 741 bem como a ligação do potenciômetro de ajuste de OFFSET.

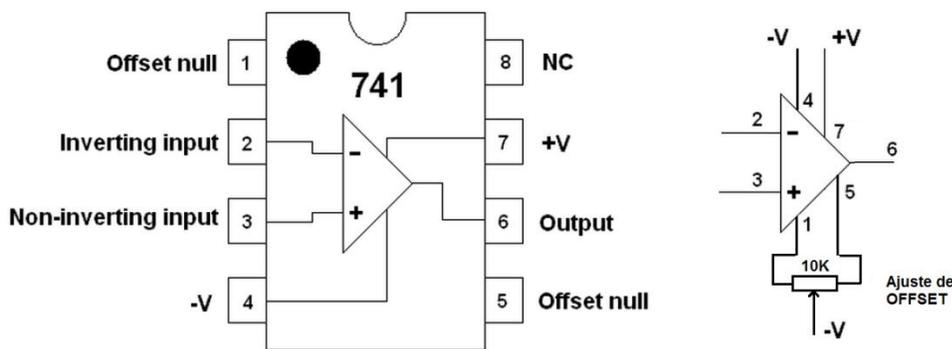


Fig. 10.8.1 – Pinos de ajuste de OFFSET do CI 741.

11) Circuitos com amplificadores operacionais

11.1) O amplificador inversor com realimentação negativa

Dizemos que um amplificador está com realimentação negativa quando parte do sinal da saída é invertida e acrescentada ao sinal de entrada. No caso de amplificadores operacionais, como temos uma entrada inversora, podemos fazer a realimentação negativa “injetando” parte do sinal de saída na entrada inversora conforme mostra o esquema abaixo:

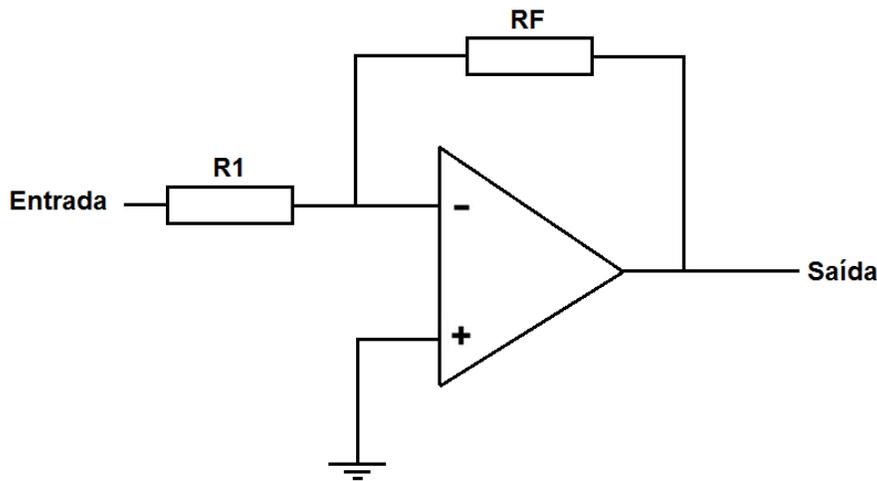


Fig. 11.1.1 Amplificador operacional com realimentação negativa.

Este procedimento aumenta a largura de banda, melhora a estabilidade com relação à temperatura e principalmente permite controlar o ganho. Nesta configuração o ganho é definido por:

$$A_V = -\frac{R_F}{R_1}$$

O sinal negativo indica uma inversão do sinal, sendo a tensão na saída calculada por:

$$V_o = A_V \cdot V_i$$

Onde:

$V_i$  = Sinal de Entrada.

$V_o$  = Sinal na saída.

### 11.2) O amplificador não inversor

Mantendo a realimentação negativa, podemos ter um amplificador sem inversão entrando com o sinal na entrada não inversora, como no circuito abaixo:

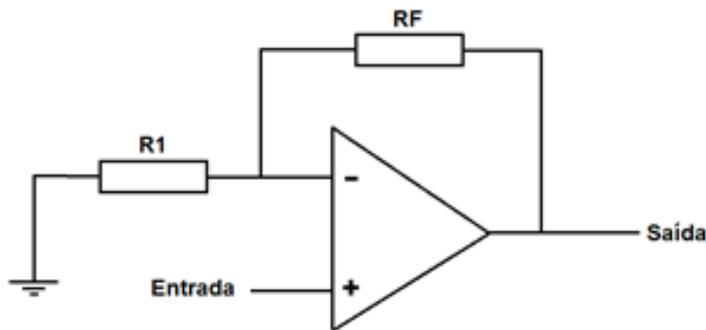


Fig. 11.2.1 Amplificador não inversor.

Na configuração não inversor o ganho é dado por:

$$A_V = \frac{R_F}{R_1} + 1$$

Como no amplificador inversor a tensão de saída é dada por:

$$V_o = A_V \cdot V_i$$

### 11.3) O amplificador somador

Vimos que um amplificador inversor tem seu ganho controlado pelo resistor de realimentação e pelo resistor de entrada. Baseado neste circuito, podemos construir um amplificador com múltiplas entradas acrescentando resistências como no circuito abaixo:

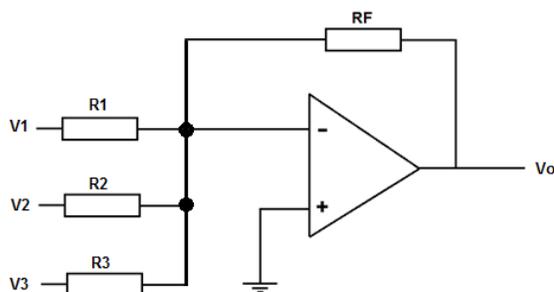


Fig. 11.3.1 Circuito somador.

A saída deste circuito é calculada por:

$$V_o = -R_f \cdot \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right)$$

Perceba que se todos os resistores forem iguais a saída será:

$$V_o = -(V_1 + V_2 + V_3)$$

### 11.4) O amplificador subtrator (diferencial)

Um amplificador subtrator utiliza a entrada inversora e a entrada não inversora.

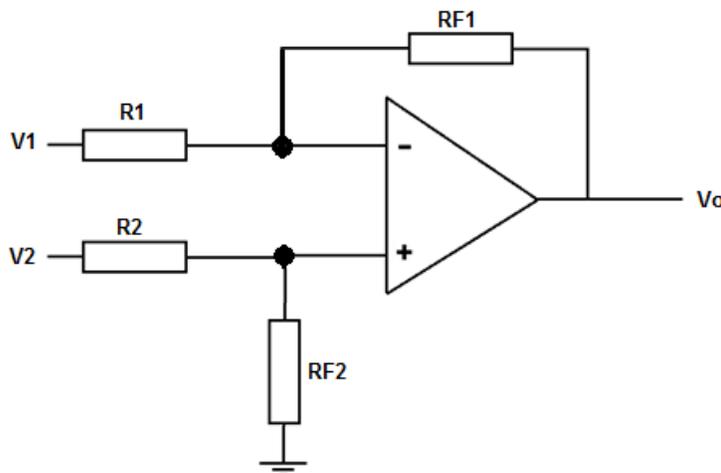


Fig. 11.4.1 – Circuito subtrator.

A saída deste circuito é dada por:

$$V_o = V_2 \left( \frac{R_{f2}}{R_2 + R_{F2}} \right) \left( \frac{R_1 + R_{F1}}{R_1} \right) - \frac{V_1 R_{F1}}{R_1}$$

Quando todos os resistores são iguais temos:

$$V_o = V_2 - V_1$$

11.5) Circuito Integrador

Um circuito integrador executa uma operação semelhante a soma. Ele soma constantemente o sinal de entrada com o sinal de saída. Caso a entrada seja constante positiva a saída será decrescente formando uma reta inclinada, o inverso ocorre se o sinal de entrada for constante negativo. Uma das utilidades do circuito integrador é a geração de sinal triangular a partir de uma onda quadrada.

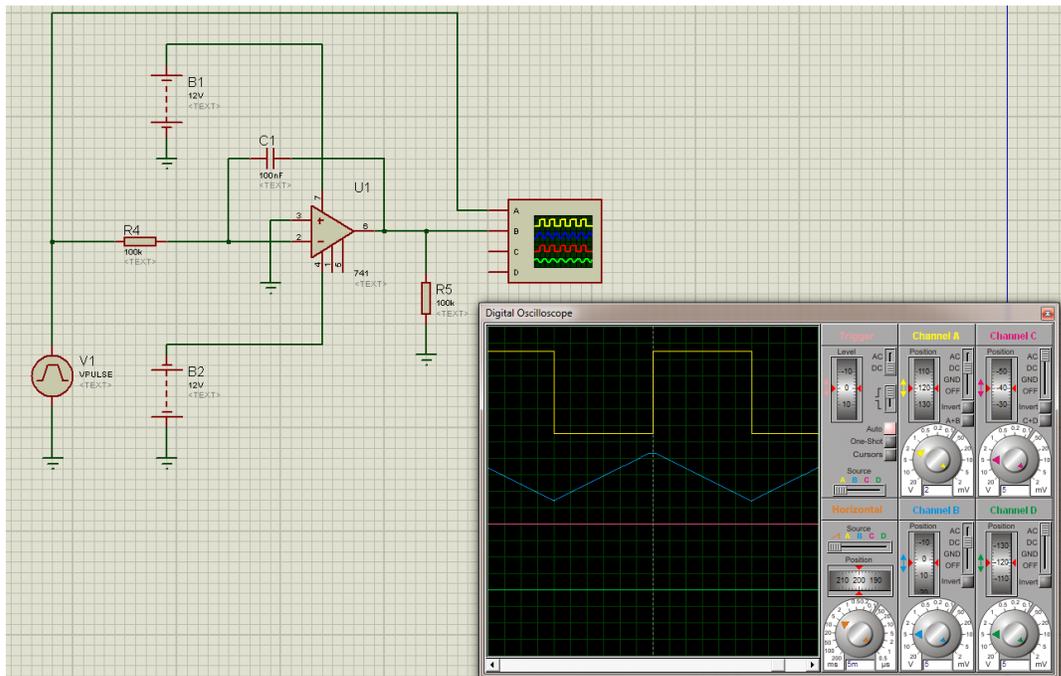
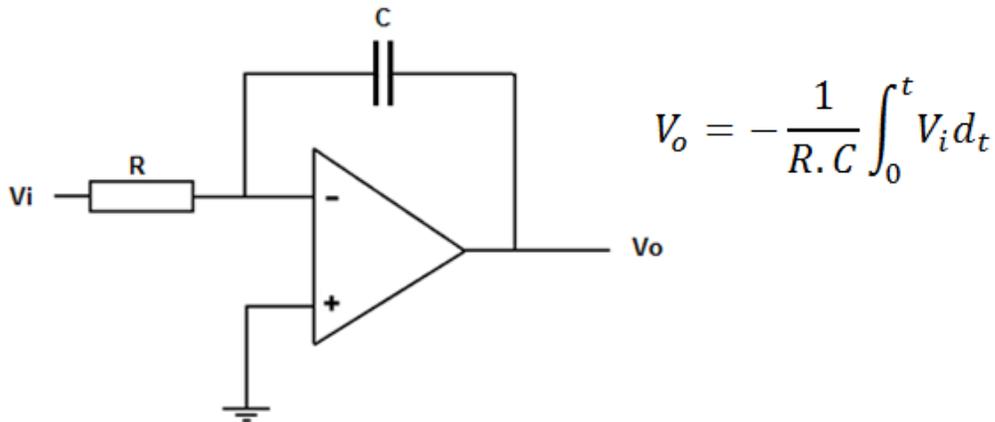


Fig. 11.5.1 Circuito integrador

11.6) Circuito diferenciador

Um circuito diferenciador matematicamente é a função inversa do circuito integrador. Ele fornece uma tensão proporcional à velocidade da variação do sinal de entrada. Em termos práticos, a tensão de saída é zero quando o sinal de entrada está constante e um valor positivo ou negativo dependendo da variação do sinal de entrada.

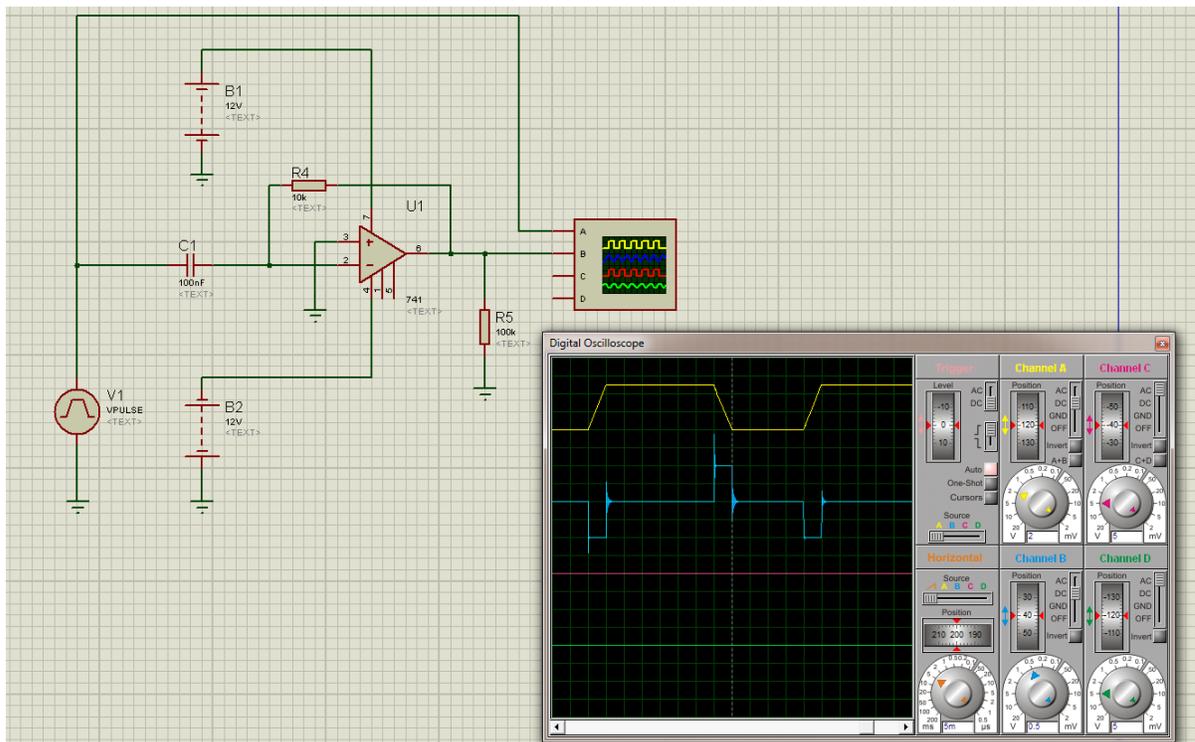
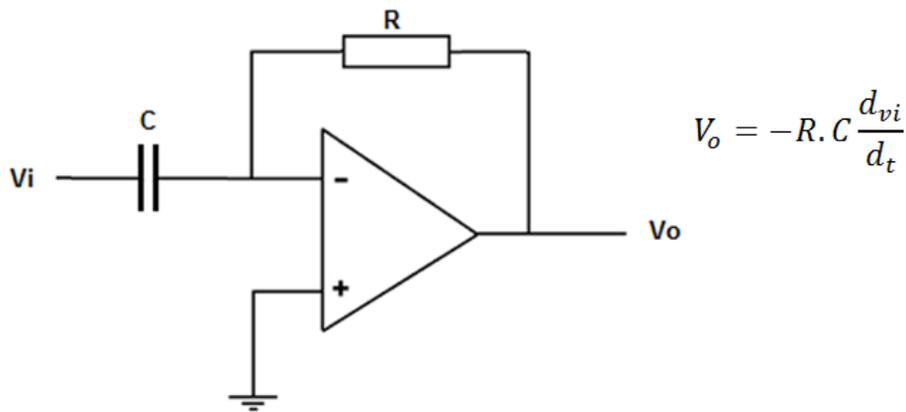


Fig. 11.6.1 Circuito diferenciador.

11.7) Circuitos integrador e diferenciador práticos

Os circuitos, integrador e diferenciador práticos podem apresentar ruídos ou oscilações durante as transições rápidas (diferenciador) ou frequências baixas (integrador). Exemplo disso pode ser visto no sinal de saída do diferenciador na figura 11.6.1.

Para resolver este problema as seguintes modificações devem ser feitas quando se monta um circuito integrador ou diferenciador.

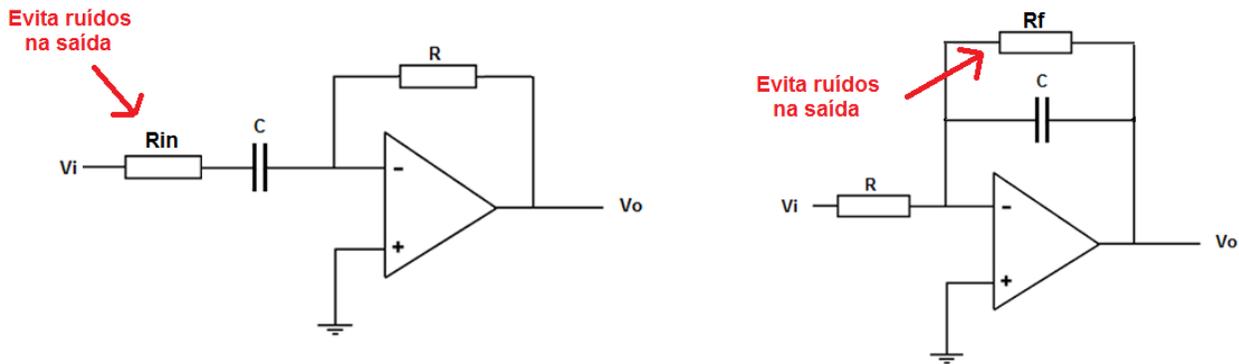


Fig. 11.7.1 Circuitos diferenciador e integrador práticos.

Para o circuito integrador, é comum utilizar  $R_f = 10R$ , para o diferenciador um valor comum é  $R_{in} = R/10$ .

Para os dois circuitos, a frequência limite é definida por R e C, sendo calculada por:

$$f = \frac{1}{2. \pi. R. C}$$

- ➔ O integrador funciona somente para frequências acima desse valor.
- ➔ O diferenciador funciona somente para frequências abaixo desse valor.

11.8) Circuito buffer

Um circuito buffer ideal é um circuito que:

- possui uma entrada de alta impedância, ou seja, consome pouca ou nenhuma corrente na entrada.
- possui uma tensão de saída capaz de alimentar qualquer carga independente da corrente requerida.
- Possui ganho unitário, ou seja, o nível de tensão que entra é o mesmo nível que sai.

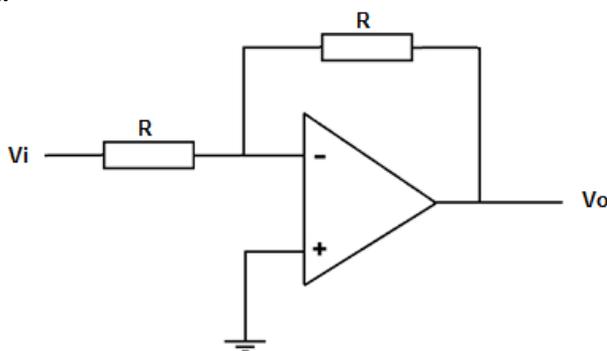


Fig. 11.8.1 Circuito buffer inversor.

Como os resistores são iguais o ganho é unitário. Perceba porém que, nesta configuração o sinal de saída é invertido. Um buffer não inversor pode ser montado utilizando a entrada não inversora conforme circuito abaixo.

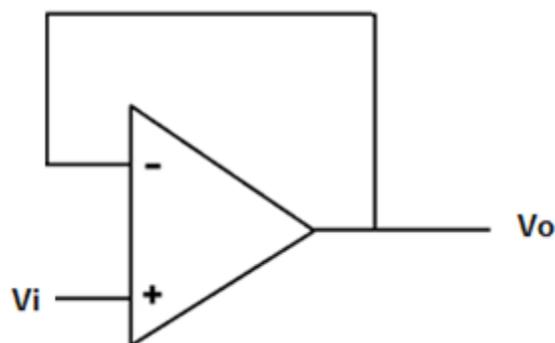


Fig. 11.8.2 Circuito buffer não inversor.

11.9) Circuito comparador

Um circuito comparador é aquele que compara dois sinais de entrada e fornece na saída um sinal informando qual sinal é maior. Como o amplificador sem realimentação possui teoricamente um ganho infinito, a saída satura positiva quando o sinal na entrada não inversora é maior que o sinal na entrada inversora, e satura negativa quando o sinal na entrada não inversora é menor que o sinal na entrada inversora.

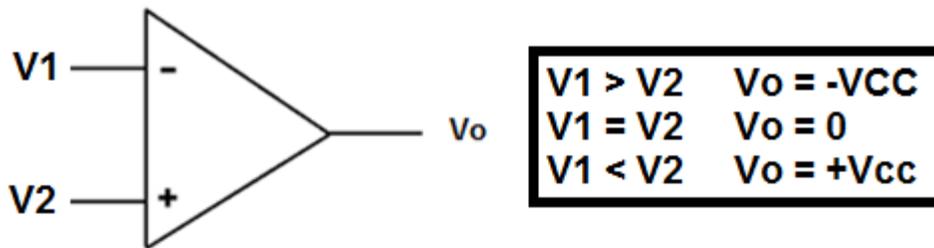


Fig. 11.9.1 Circuito comparador.

Uma utilização comum para esse tipo de circuito é chamado de comparador de nível. No exemplo abaixo o circuito comparador verifica se o sinal é maior que 3 volts acendendo um led quando esta condição ocorre.

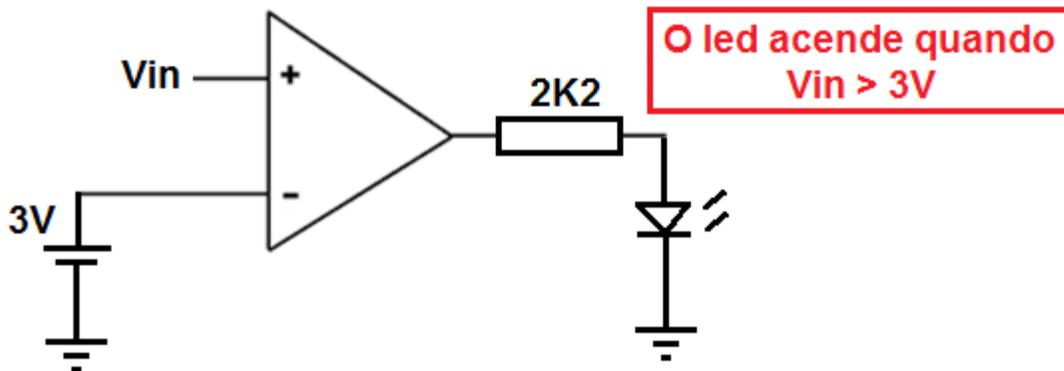


Fig. 11.9.2 Circuito detector de nível.

11.10) Detector de zero

O detector de zero é um detector de nível com tensão de referência igual à zero. Abaixo podemos visualizar seu funcionamento.

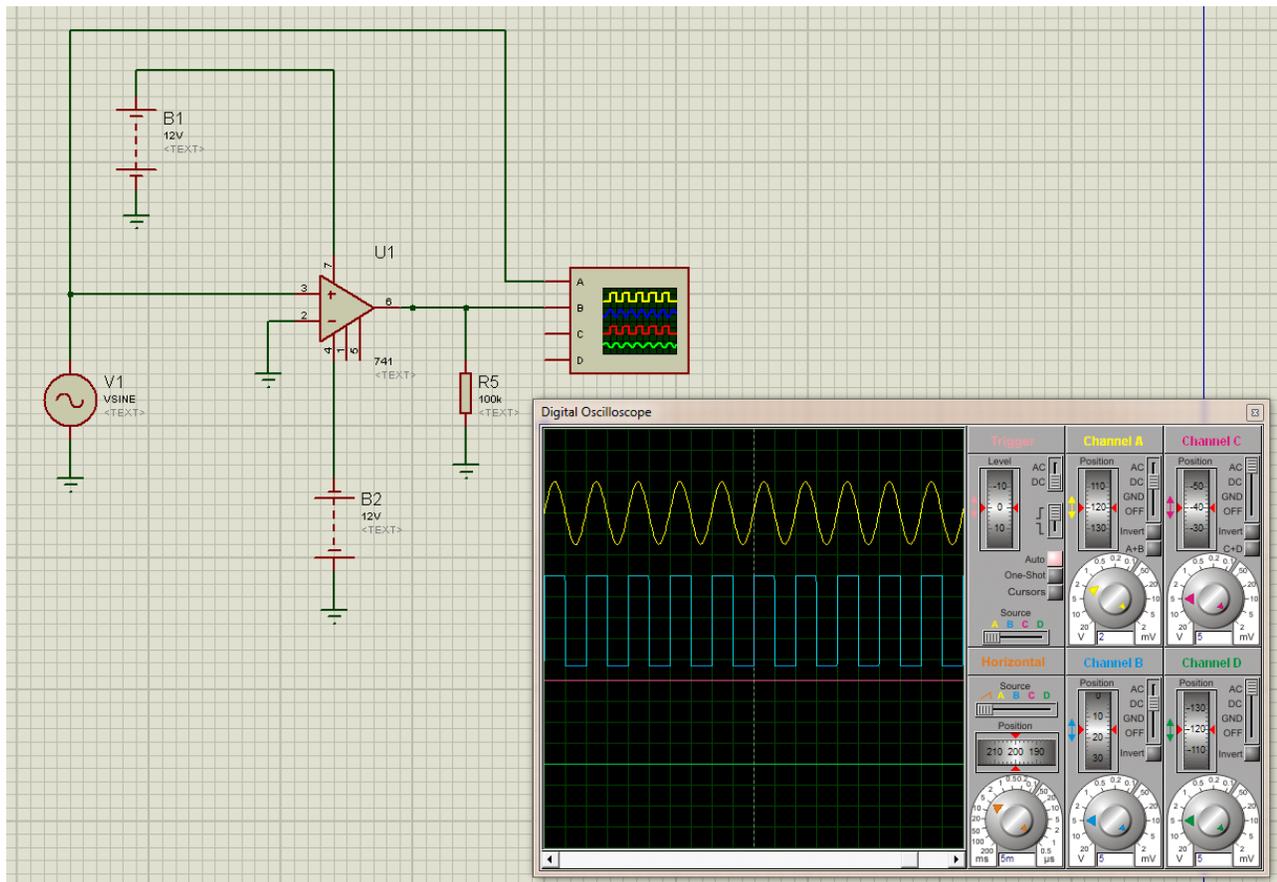
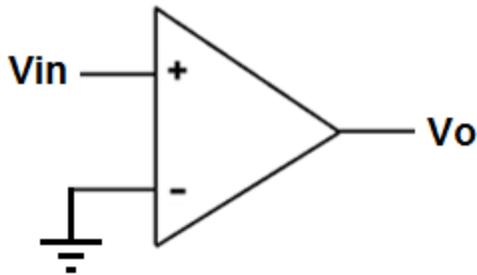


Fig. 11.10.1 Circuito detector de zero.

11.11) Comparador por histerese

O comparador por histerese é um circuito comparador que muda a referência com a saída, isso significa que existe um valor de tensão para ligar ( $V_i$ ) e outro valor de tensão para desligar ( $V_s$ ) a saída.

Este circuito sempre trabalha saturado e utiliza uma realimentação positiva.

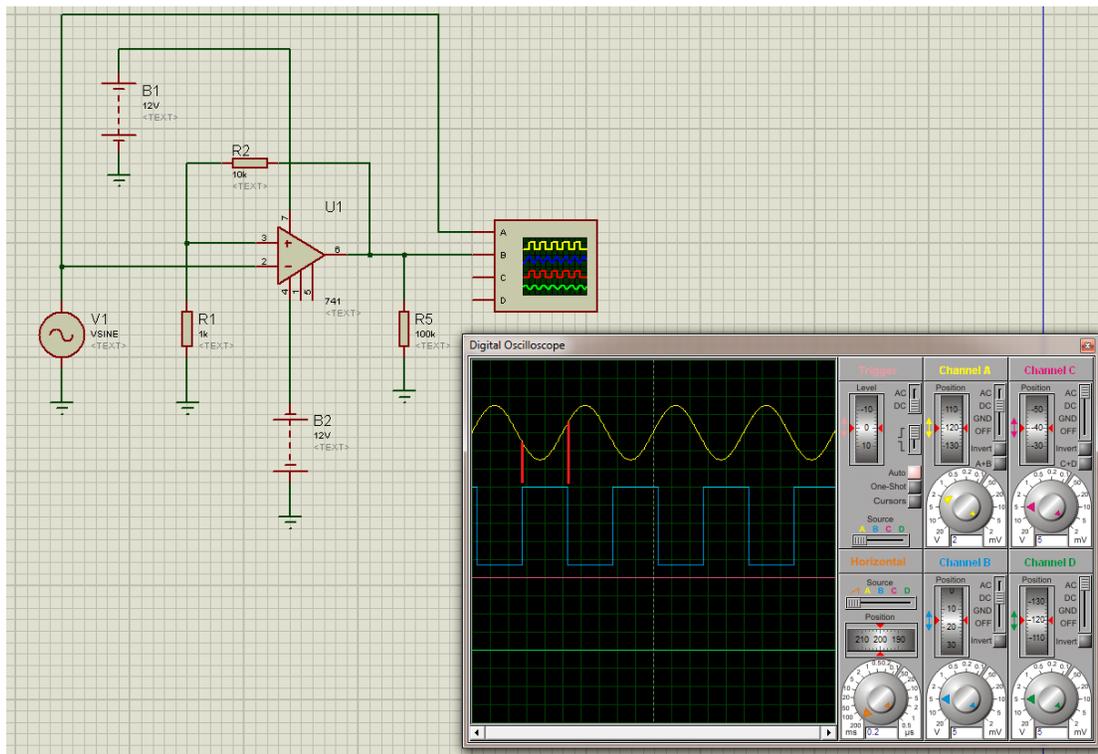
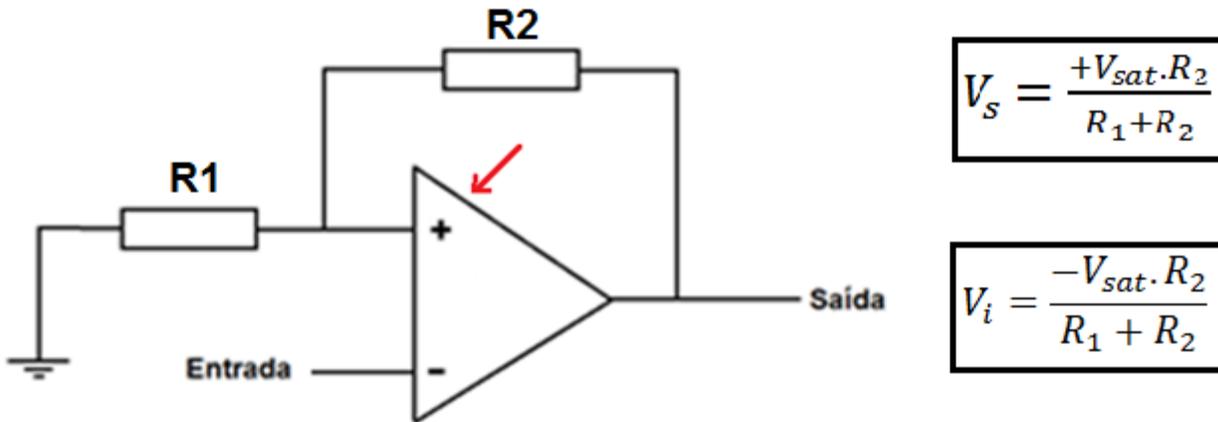


Fig. 11.11.1 Comparador por histerese.

11.12) Comparador de janela baixa

O comparador de janela baixa **desativa a saída** quando a tensão de entrada está dentro de uma faixa de valores determinada. Por exemplo, vamos supor que desejamos montar um circuito que desligue a saída quando a tensão de entrada esteja entre 2 e 3 volts, o circuito abaixo realiza esta função, ou seja o led apagará quando a tensão  $V_{in}$  estiver entre 2 e 3 volts.

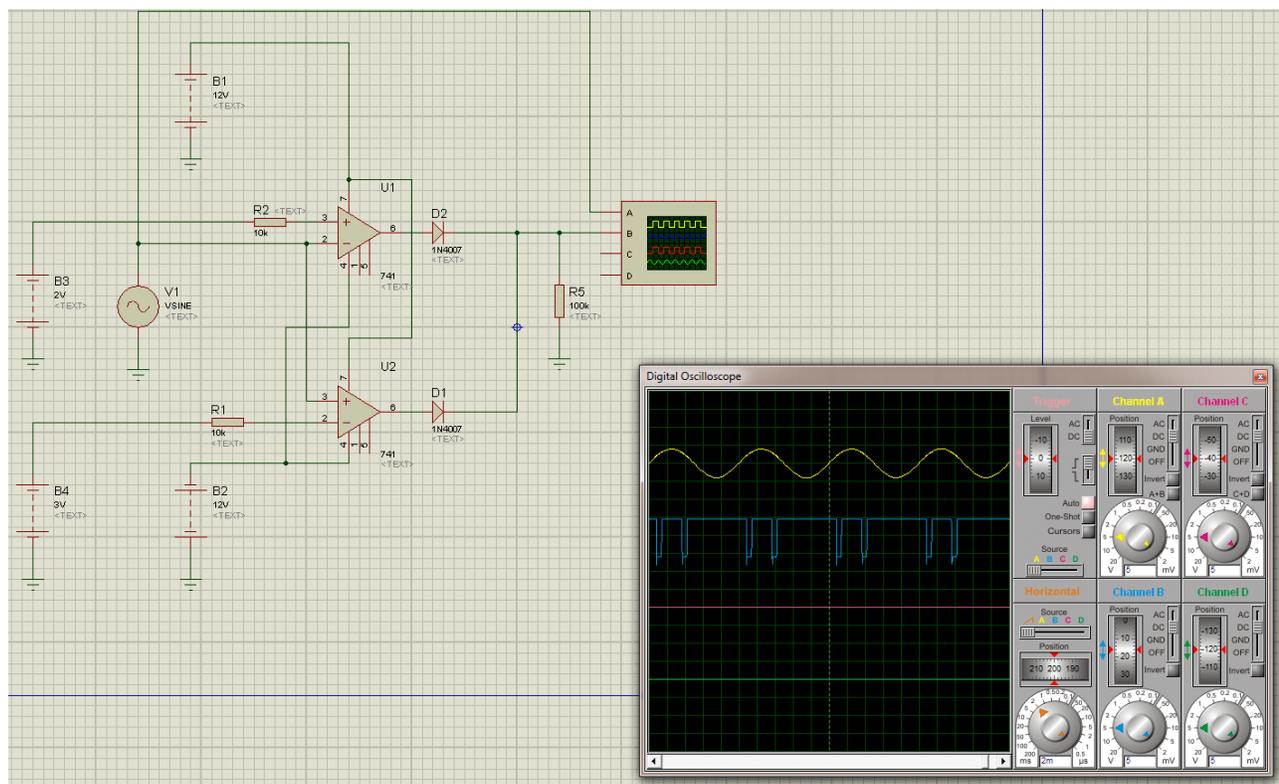
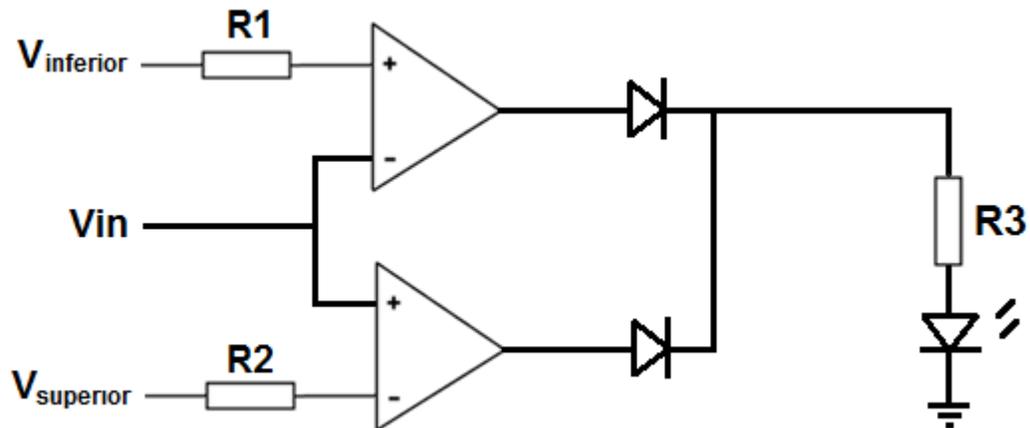


Fig. 11.12.1 Comparador de janela baixa.

11.13) Comparador de janela alta

O comparador de janela alta trabalha da mesma forma que o circuito comparador de janela baixa, a diferença é que, neste caso a saída é ativada quando os valores estão dentro da janela de tensão definida.

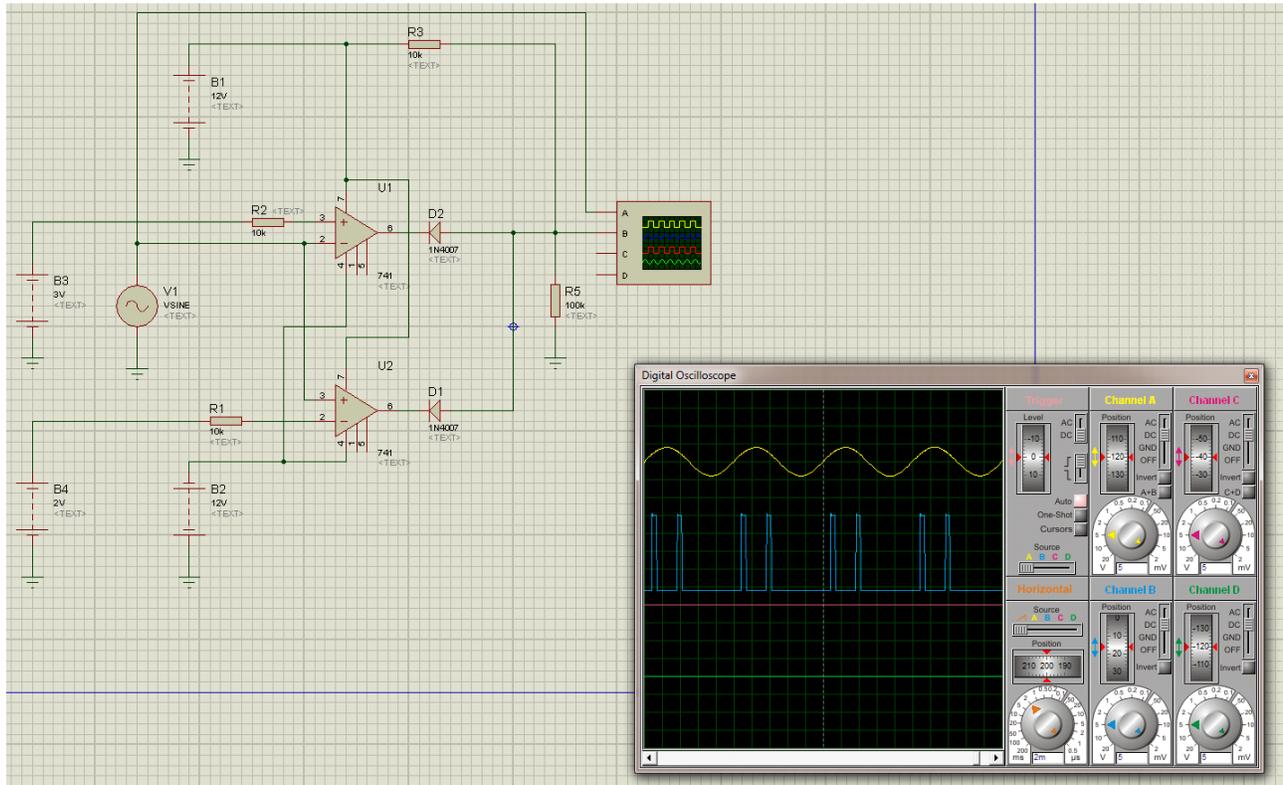
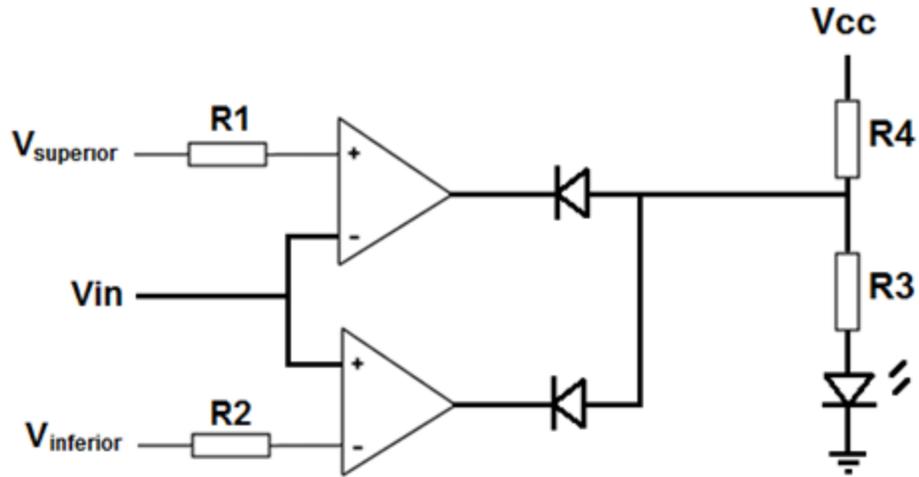


Fig. 11.13.1 Comparador de janela alta.

11.14) Gerador de forma de onda quadrada

O gerador de forma de onda quadrada é um oscilador que pode ser usado como “sinal de clock” em circuitos digitais.

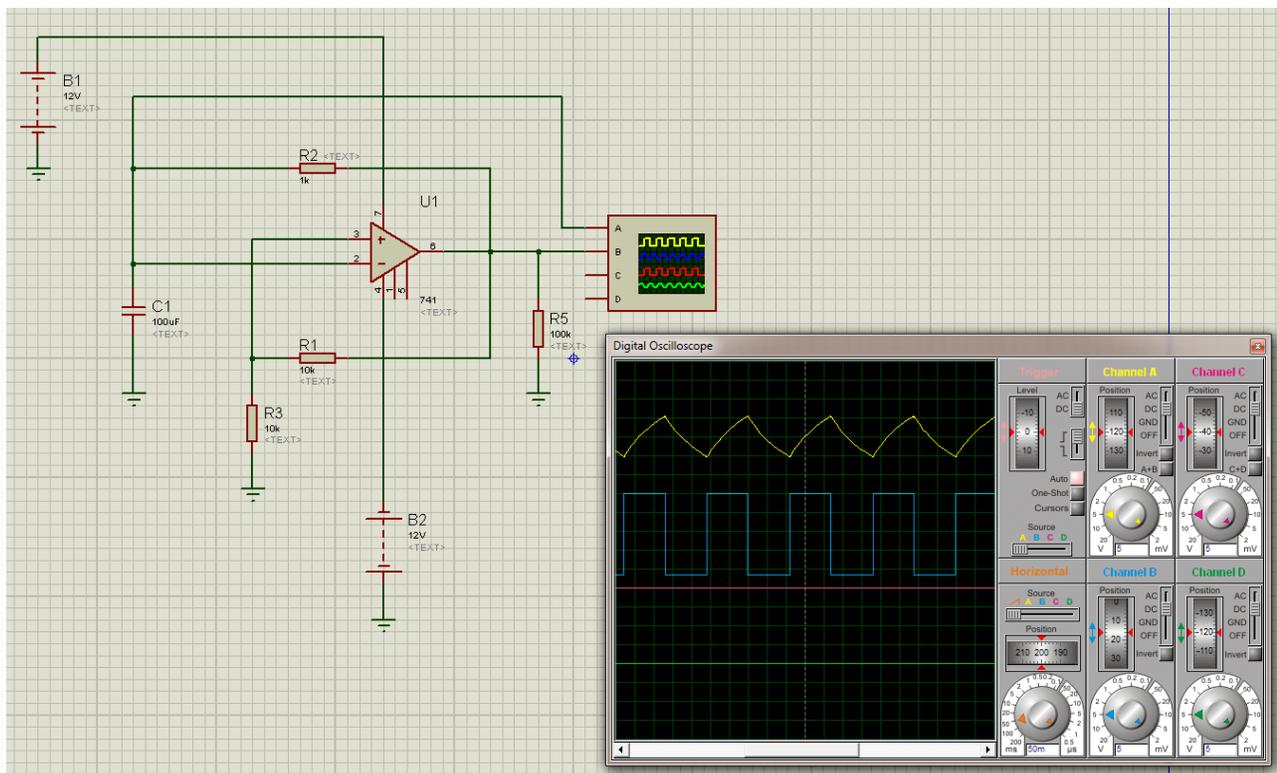
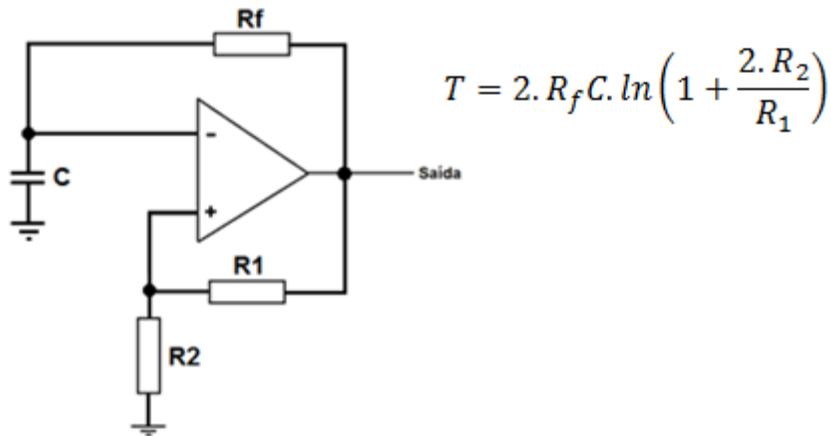


Fig. 11.14.1 Circuito gerador de onda quadrada.

11.15) Gerador de sinal senoidal

Um sinal senoidal puro não é tão simples de ser gerado, principalmente se for de frequência ajustável. Abaixo podemos ver um circuito básico muito comum que utiliza um amplificador operacional. O ajuste de frequência é feito variando dois componentes simultaneamente. Este oscilador na prática é de difícil ajuste.

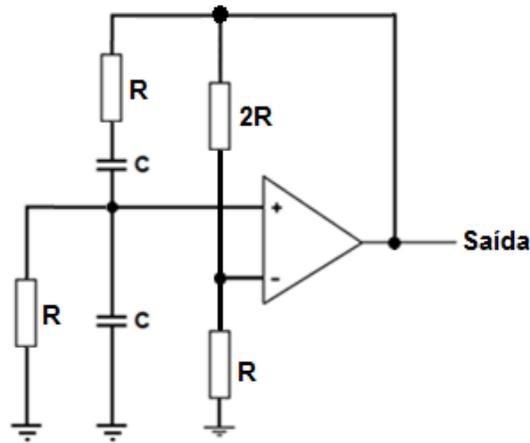


Fig. 11.15.1 Circuito gerador de onda senoidal.

11.16) Filtro passa baixa (FPB)

Um filtro passa baixa permite a passagem de sinais em baixas frequências e atenua consideravelmente os sinais em alta frequência. A frequência  $F_c$  é chamada de frequência de corte do filtro e corresponde à metade da potência (3db) conforme a curva de resposta abaixo.

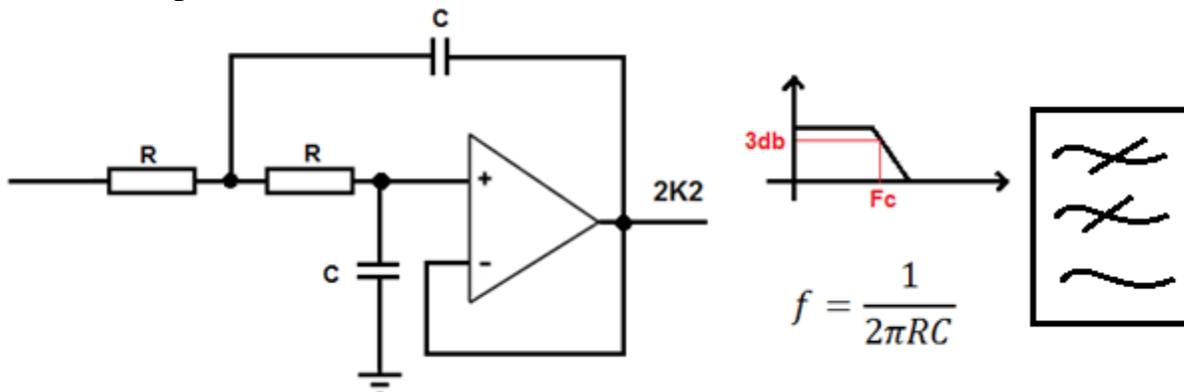


Fig. 11.16.1 Filtro passa baixa.

11.17) Filtro passa alta (FPA)

A configuração do filtro passa alta é a mesma do filtro passa baixa, a diferença está na troca dos capacitores pelos resistores e dos resistores pelos capacitores.

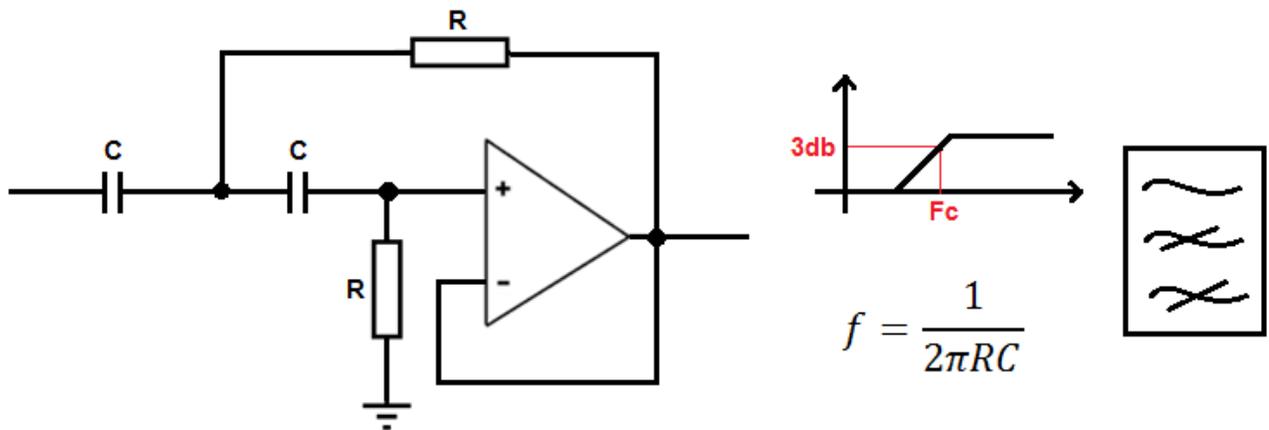


Fig. 11.17.1 Filtro passa alta.

12) Tópicos avançados

12.1) Amplificador PUSH-PULL

O amplificador Push-Pull é um amplificador em classe B utilizado principalmente como amplificador de potência de saída. Nesta configuração cada estágio de saída opera com a metade do ciclo.

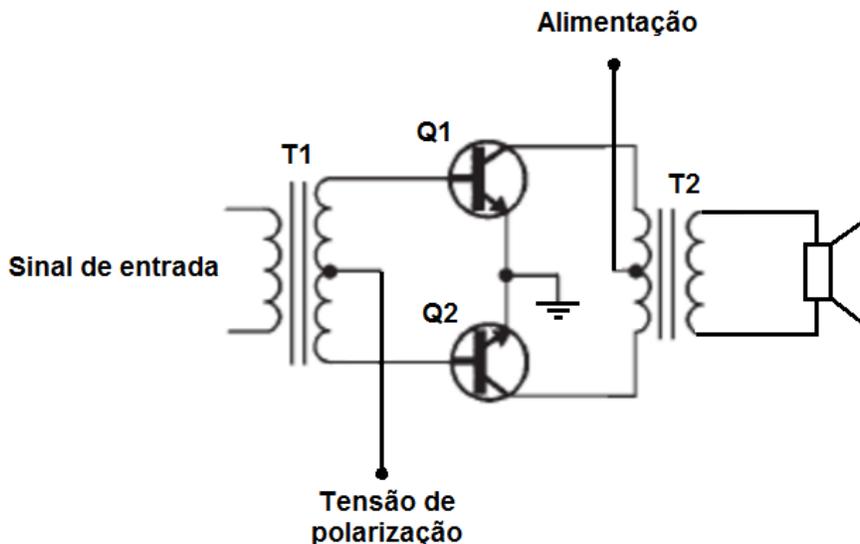


Fig. 12.1.1 – Esquema simplificado de um amplificador Push-Pull.

No esquema da figura acima o transformador T1 é center tap, assim o sinal a ser amplificado que chega em Q1 é de mesma amplitude porém com polaridade invertida com relação ao sinal que chega em Q2, Assim, quando o transistor Q1 está amplificando o transistor Q2 está em corte e vice versa. O transformador T2 faz a função inversa da entrada transformado o sinal dos dois transistores em um único sinal que neste caso está sendo aplicado à um alto falante.

Para evitar a utilização de transformadores, os circuitos modernos utilizam um transistor que inverte o sinal de entrada ou uma combinação de transistores NPN e PNP na saída.

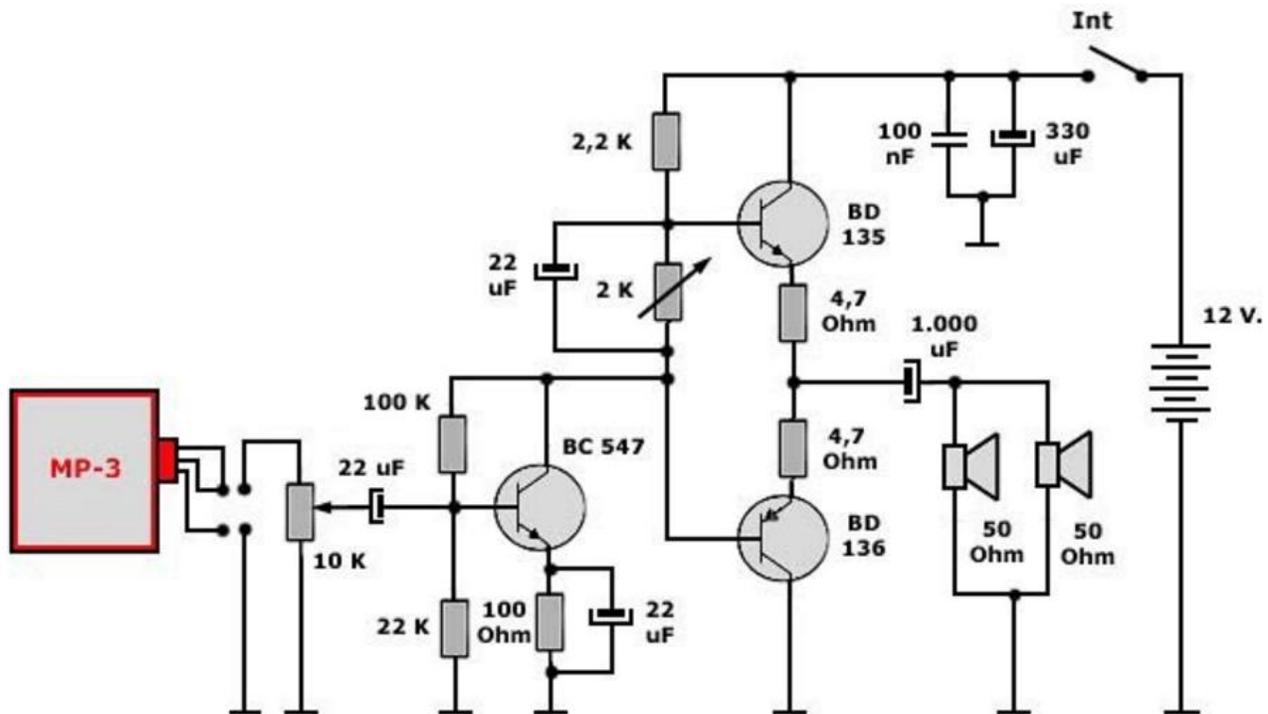


Fig. 12.1.2 – Exemplo de circuito amplificador push-pull. \*

No circuito da figura acima o transistor BC547 funciona como um simples amplificador fornecendo os níveis adequados para amplificação dos transistores de saída. Neste caso não existe inversão do sinal de entrada, pois os transistores NPN e PNP funcionam de forma simétrica.

\* La web de Anilandro (<https://sites.google.com/site/anilandro4/02142-niep-003>) em 21/02/2016.

12.2) Válvula Magnetron

O estudo das válvulas magnetron começaram em 1918, porém foi durante a segunda guerra mundial que, com o esforço de guerra dos ingleses, a magnetron passou a ser utilizada em sistemas de radares permitindo a detecção de objetos à longa distância e uma grande vantagem sobre os alemães. Durante o mesmo período, os americanos que trabalhavam na construção de radares perceberam que o sinal de micro-ondas era capaz de aquecer e cozinhar alimentos. Surgia aí o forno de micro-ondas.



Fig. 12.2.1 – Válvula magnetron utilizada em fornos de microondas.

Para funcionar, a válvula necessita de uma tensão de 4.000V e uma tensão baixa de 3V para alimentar seu filamento (elemento interno que aquecido permite a emissão de elétrons). A figura 12.2.2 ilustra um circuito prático de alimentação de um forno de micro-ondas.

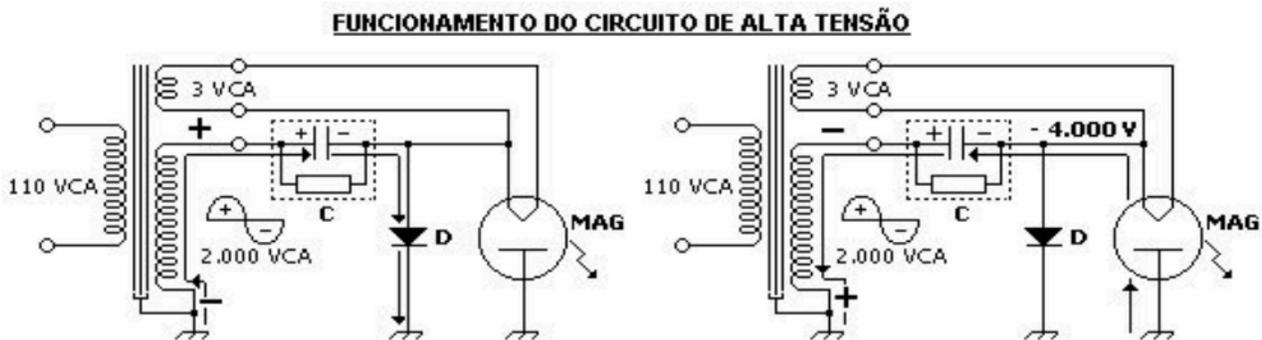


Fig. 12.2.2 – Circuito de alimentação de uma válvula magnetron \*.

\* Manual de assistência técnica esmaltec (<http://www.esmaltec.com.br>) em 21/2/16.

Neste circuito o transformador fornece 2.000V e uma baixa tensão de 3V para o filamento. A tensão de 2.000V deve ser negativa e é dobrada pelo circuito dobrador formado pelo diodo D e pelo capacitor C.

A figura abaixo ilustra as partes de uma válvula magnetron utilizada nos fornos de micro-ondas atuais.

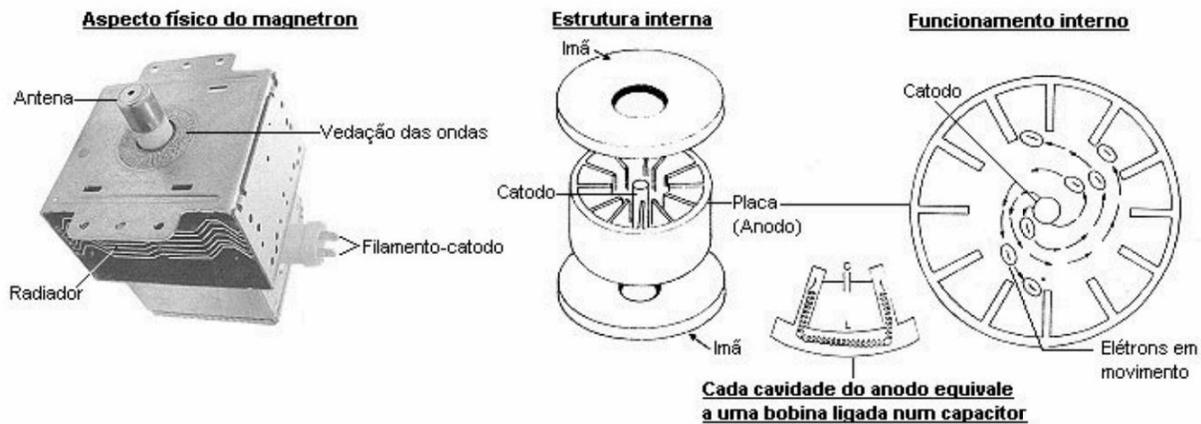


Fig. 12.2.3 – Partes de uma válvula magnetron \*.

\* Manual de assistência técnica esmaltec (<http://www.esmaltec.com.br>) em 21/2/16.