

Circuitos Eletrônicos

Prof. Luís Caldas

www.luiscaldas.com.br

Teoria

PROGRAMA DE TEORIA - Disciplinas Eletrônica

MÓDULO	CAP.	SEÇÃO	PÁG.	ASSUNTO
0	-	-		Programa – CIRCUITOS ELETRONICOS
1	-	-	Notas de aulas.	Introdução aos reguladores de tensões. Terminologia das fontes de alimentações e projeto de um regulador de tensão a resistor e zener.
2	-	-	Notas de aulas.	Regulador de tensão a transistor. Análise do ponto de vista do zener e do transistor.
3		-	Notas de aulas	Reguladores de Corrente, Análise do ponto de vista do zener e do transistor.
4	6 7	6.1 a 6.6 7.1 a 7.6	317 a 331 353 a 365	Amplificador de pequeno sinal - Introdução ao FET. Tecnologia de fabricação do FET, canal N e P. Curva de Transferência $I_d \times V_{gs}$. Polarização do JFET pelo método gráfico e algébrico e circuito de polarização por autopolarização e por divisor de tensão.
5	8 9	8.1 a 8.7 9.9	400 a 417 474	Resposta em baixa frequência do amplificador. Determinação da frequência de corte inferior. Curva de resposta em ganho x frequência.
6	9	9.10 e 9.12	475 a 476 484 a 486	Resposta em alta frequência do amplificador. Determinação da impedância de entrada e saída e ganho. Resposta em frequência superior, Efeito Miller
7	6 7	6.7 a 6.8 7.7 a 7.9	331 a 342 365 a 372	MOSFET – Depleção e Intensificação – Tecnologia e Curva de Transferência. Projeto da Polarização para o MOSFET. Circuito por Autopolarização e divisor de tensão.
8	10	10.1 a 10.3	505 a 515 Notas de aulas	Introdução aos Amplificadores Diferenciais, Espelho de Corrente, Amplificador Diferencial Ideal Parâmetros em modo comum Amplificadores Diferenciais Práticos

Módulo zero: Descrição dos capítulos a serem abordados em cada módulo funcional de aula.

Objetivo: Os capítulos 1, 2 e 3 tratam de assuntos relacionados aos reguladores, os quais abordam as condições limites de operações dos reguladores. É feita uma introdução aos reguladores de tensões a resistor e zener e a transistor tanto para a corrente como para a tensão. É introduzido o conceito de desempenho dos reguladores quanto à variação de entrada de entrada, pela tensão mínima e máxima e quanto à variação de saída, pela corrente mínima e máxima de saída. É introduzido um procedimento para o projeto de reguladores de tensões e correntes sob o ponto de vista das condições mínimas e máximas aplicadas ao circuito. Exercícios e montagens de laboratório completam o estudo desses capítulos.

O capítulo 4 trata de amplificadores de pequenos sinais a transistor por efeito de campo conhecido como JFET. Há uma introdução aos modelos físicos de descrição do componente para os transistores JFET canal N e P. A curva característica do transistor é apresentada, assim como a equação de Schocley e apresentados os dados característicos de transistores JFET como BF245.

As equações são deduzidas a partir da equação de Schocley e é estudado a autopolarização e divisor de tensão para o amplificador a JFET. São desenvolvidos 2 métodos para a determinação de I_d versus V_{gs} tanto para a autopolarização como para o divisor de tensão. São deduzidas as equações para cálculo algébrico de I_d versus V_{gs} e o método gráfico para a determinação $I_d \times V_{gs}$ pela curva característica do transistor.

O capítulo 5 trata da resposta em frequência do amplificador. Para a frequência de corte inferior é analisada a influência dos capacitores de desacoplamento de entrada, da saída e no emissor. É implementado um modelo para análise em corrente alternada e cálculo da frequência de corte inferior. Uma análise da curva ganho versus frequência é deduzida e conceitos em decibéis para níveis de tensões e potências.

O capítulo 6 as equações são deduzidas para o cálculo do ganho, para o cálculo da capacitância de efeito Miller, impedância de entrada e saída. São deduzidas as equações para o cálculo da frequência de corte superior. É feita uma introdução à parte gráfica para apresentação da resposta em frequência dos amplificadores. É recapitulado o conceito do ganho representado ou em valor absoluto ou em decibel com apresentação gráfico cuja variação pode ser linear ou logarítmica. Exercícios com apresentação do gráfico do ganho do circuito pela frequência de entrada aplicada para amplificador a JFET.

O capítulo 7 trata dos dispositivos de efeito de campo por depleção e intensificação. É estudada a parte física do semicondutor e desenvolvido a equação $I_d \times V_{gs}$. São apresentados dados característicos de dispositivos MOSFETs. É estudado um circuito de polarização por divisão de tensão e autopolarização para o modo depleção e para o modo intensificação. São deduzidas expressões para cálculo de polarização do circuito com dados característicos do MOSFET. São resolvidos alguns exemplos de circuitos MOSFET.

O capítulo 8 trata do amplificador diferencial a transistor JFET. É feita uma introdução ao amplificador diferencial, e a influência na tensão de saída pelas entradas diferenciais e modo comum. É feita uma análise em bloco funcional da resposta de saída para 4 casos. Relativo as ligações das entradas no modo comum, no modo individual com a outra aterrada e vice-versa, invertidas na amplitude de entrada. Cálculo do ganho de modo comum simples e duplo e no modo diferencial simples e duplo. É introduzida a taxa de rejeição de modo comum e a curva característica do ganho versus frequência. Um modelo com fonte de corrente no emissor para aumentar a taxa de rejeição de modo comum. Um procedimento de projeto do amplificador para ambos os casos com resistor de emissor ou com fonte de corrente no emissor.

O livro texto adotado para o curso

BIBLIOGRAFIA

Referência: Livro Texto: Dispositivos Eletrônicos e teoria de circuitos.

Autores Robert Boylestad e Louis Nashelsky, editora Pearson, Prentice Hall, 11.a edição, ano 2013.

OUTRAS REFERÊNCIAS

1. Microeletrônica – Sedra, A.S e Smith, K,C – 5.a edição Pearson.
2. Eletrônica Vol.1 – Malvino, A.P – 14.a edição, Editora Makron,
3. Circuitos Elétricos - Nilsson, J. W./ Riedel, S.A./Marques,A.S., 2008 Prentice Hall Brasil.
4. Circuitos com transistores Bipolares e MOS - Silva, M. M./Calouste, G., ano de 2010.
5. Dispositivos e Circuitos Eletronicos, V.1 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.
6. Dispositivos e Circuitos Eletronicos, V.2 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.

PROGRAMA DE LABORATÓRIO – Disciplina de Circuito Eletrônico

Experiência 01: Medida de desempenho da fonte de tensão a resistor e zener;

Experiência 02: Medida de desempenho da fonte de tensão a transistor e zener;

Experiência 03: Medida de desempenho da fonte de corrente a transistor e zener;

Experiência 04: Levantamento da curva característica do JFET;

Experiência 05: Circuito amplificador montagem autopolarização e divisor de tensão com JFET;

Experiência 06: Medida da resposta em frequência inferior e superior e das impedâncias de entrada e saída do amplificador a FET;

Experiência 07: Amplificadores diferenciais – Polarização;

Referência: Apostila do Prof. Márcio R. Caldas

Índice

1. Módulo um	
Regulador de tensão a transistor e zener	05
2. Módulo dois	
Regulador de tensão a transistor e zener	20
3. Módulo três	
Regulador de corrente a transistor	27
4. Módulo quatro	
Amplificador de pequeno sinal a JFET	36
5. Módulo cinco	
Resposta em frequência de corte inferior	48
6. Módulo seis	
Resposta em frequência de corte superior	64
7. Módulo sete	
Mosfet depleção e intensificação - Polarização	80
8. Módulo oito	
Amplificador diferencial	97

DISCIPLINA CIRCUITOS ELETRÔNICOS

Módulo um: Estudo dos reguladores de tensões.

Objetivo: Este módulo introduz conceitos de regulação de entrada e de saída e projeto de reguladores de tensões. O módulo aborda uma terminologia utilizada pelos fabricantes de fontes reguladas de tensões e mostra o cálculo dos fatores de regulação. É demonstrado que para se obter a função de regulação é necessário introduzir um elemento de referência no circuito, o qual produz nos seus terminais de saída uma tensão constante dentro de limites estabelecidos de corrente, tensão e potência. O circuito regulador de tensão estudado é composto de um resistor e um diodo zener. A carga de saída R_L deverá ter limite inferior e superior, afim de que o circuito opere em situações de carga máxima e mínima tendo um bom desempenho com respeito à regulação de entrada e de saída.

TERMINOLOGIA

Regulador – É um circuito capaz de controlar uma ou mais variáveis de saída em resposta às variações de variáveis de entrada. Um regulador pode ser elétrico, mecânico, pneumático entre outros, mas a sua resposta é o resultado da comparação com uma referência de entrada.

Fonte de tensão CC – Uma fonte de alimentação de tensão C.C, é um equipamento capaz de produzir nos terminais de saídas, uma tensão desejada. Podem ser ou de tensões fixas ou ajustáveis.

Fonte de corrente CC – Uma fonte de alimentação de corrente CC. É um equipamento capaz de produzir nos terminais de saídas, uma corrente desejada. Pode ser de correntes fixas ou ajustáveis.

Regulador de tensão CC – O regulador de tensão CC. é um circuito capaz de produzir nos terminais de saídas, uma tensão constante. Esses circuitos reguladores mantêm a tensão constante na saída, mesmo tendo uma variação da entrada e uma variação na carga de saída. Essa propriedade dos reguladores aceita dentro de limites pequenas variações nas suas variáveis de controle.

Regulador de corrente CC – O regulador de corrente CC. é um circuito capaz de produzir nos terminais de saídas, uma corrente constante. Esses circuitos reguladores mantêm a corrente constante na saída, mesmo tendo uma variação da entrada e uma variação na carga de saída. Essa propriedade dos reguladores aceita dentro de limites pequenas variações nas suas variáveis de controle.

Regulação de entrada – É um termo usado para especificar na fonte de alimentação o quanto pode-se ter de variação na saída do regulador, em virtude da variação da tensão de entrada do regulador.

Fator de regulação de entrada – O fator de regulação de entrada é um parâmetro que mede o desempenho do regulador com respeito à variação da tensão de entrada. É um índice de qualidade e são considerados bons reguladores aqueles os quais estão na faixa de variação de 0,1% a 0,01%.

Regulação de saída – É um termo usado para especificar na fonte de alimentação o quanto pode-se ter de variação na saída do regulador, em virtude da variação da carga no regulador.

Fator de regulação de saída – O fator de regulação de saída é um parâmetro que mede o desempenho do regulador com respeito à variação da carga de saída. É um índice de qualidade e são considerados bons reguladores aqueles os quais estão na faixa de variação de 0,1% a 0,01%.

EMI – Eletromagnetic Interference – Indica interferência eletromagnética.

ESR – Equivalent serie resistance – É uma série de um elemento reativo com um resistor puro. O equivalente dessa associação é denominado ESR.

Ripple ou fator de ondulação – É um fator que mede o desempenho do filtro que recebe um sinal composto de componente alternada e contínua. O filtro é considerado de bom desempenho quando produz na saída uma maior quantidade de componentes contínuas.

CA – É um termo utilizado para a forma da tensão ou corrente que circula no circuito e significa corrente alternada. .

CC – É um termo utilizado para a forma da tensão ou corrente que circula no circuito e significa corrente contínua.

Corrente (inrush) – É uma quantidade de corrente produzida quando o equipamento é energizado. Esse pico de corrente pode chegar a 5 vezes a corrente nominal do equipamento.

Surto – Um surto de tensão é produto de um transiente da tensão CA. de entrada.

RMS – Root Measurge Square – É um parâmetro que mede o valor eficaz da tensão ou da corrente.

Fator de crista – É a relação entre o valor máximo ou de pico da tensão ou da corrente sobre o valor eficaz.

Tensão em vazio – Quando a fonte não tem nenhuma carga aplicada na sua saída. A corrente de saída da fonte é igual a zero. A tensão em vazio corresponde à tensão nominal da fonte ou a tensão máxima,

Plena carga – Quando a fonte está submetida à carga total da fonte. A corrente de saída da fonte é máxima. A tensão de saída da fonte em plena carga corresponde a uma tensão mínima fornecida.

CONCEITO MATEMÁTICO DA REGULAÇÃO

Um circuito simples de regulação é usado para introduzir o conceito de regulação pela entrada e pela saída. Um cálculo do desempenho do regulador será realizado no ensaio do circuito. Sendo a equação de regulação dada por:

$$\partial V_L = \frac{\partial V_L}{\partial V_E} \Delta V_E + \frac{\partial V_L}{\partial I_L} \Delta I_L + \frac{\partial V_L}{\partial \theta} \Delta \theta + \dots\dots\dots$$

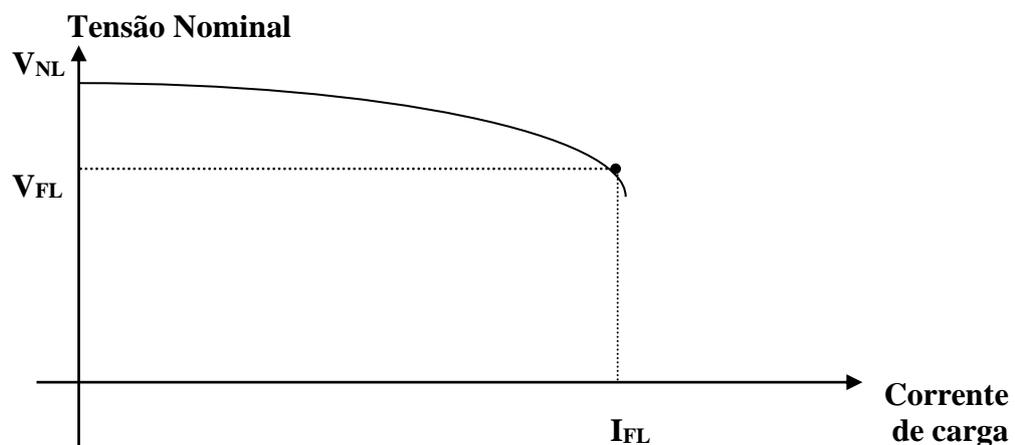
Onde V_L é a tensão que se deseja regular, V_E é a tensão de entrada e I_L a corrente de saída. Da equação são gerados dois parâmetros de regulação A e B, respectivamente relativo à regulação pela

entrada e regulação pela saída. Os dois parâmetros são mensuráveis e medem o desempenho do regulador. A variável θ temperatura, um dos fatores que prejudicam a regulação do sistema é desprezada na análise de regulação realizada no circuito regulador a resistor e zener.

A fonte de alimentação ideal mantém constante a tensão de saída nos seus terminais independente da variação da corrente de saída. Uma fonte de alimentação prática, sempre varia a tensão de saída com a carga. Quanto menor for a variação da tensão na saída maior será a regulação de saída da fonte. Definem-se alguns termos que serão úteis na implementação dos projetos são eles:

- Corrente na plena carga é a corrente total que a fonte pode fornecer ou carga total (I_{FL});
- Tensão a plena carga é a tensão total que a fonte pode fornecer ou tensão total (V_{FL});
- Tensão em vazio é a tensão sem carga (V_{NL}).

A figura a seguir mostra o gráfico da variação da tensão de saída com a carga na saída.



1.1 PORCENTAGEM DE REGULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA

$$\%Reg. = \frac{V_{NL} - V_{FL}}{V_{FL}} \times 100$$

2. FONTES DE TENSÃO – TEORIA E PROJETO

1. Introdução: As fontes de tensão ou as fontes de alimentação têm como princípio de funcionamento, regular a tensão (manter a tensão constante) dentro de limites estabelecidos no projeto para a variação da tensão de entrada, para a variação da corrente de saída e outros parâmetros como temperatura de operação etc...

2.1 EQUAÇÃO GERAL DA REGULAÇÃO DA SAÍDA

$$\partial V_L = \frac{\partial V_L}{\partial V_E} \Delta V_E + \frac{\partial V_L}{\partial I_L} \Delta I_L + \frac{\partial V_L}{\partial \theta} \Delta \theta + \dots$$

3. Diagrama de bloco de uma Fonte de Alimentação de Tensão.

O diagrama abaixo apresenta em bloco a fonte onde:

V_E = Tensão de entrada da fonte (Não Regulada);

V_L = Tensão de saída (Regulada)

I_L = Corrente de Saída (Corrente na Carga)

R_L = Resistência de saída (Carga da fonte)



3.1 FATORES DE REGULAÇÃO

Denominando de **A** o fator de regulação da entrada e de **B** o fator de regulação de saída, teremos:

$$\mathbf{A} = \frac{\partial V_L}{\partial V_E} \quad \text{e} \quad \mathbf{B} = \frac{\partial V_L}{\partial I_L}$$

A equação de geral de regulação da fonte de tensão fica:

$$\Delta V_L = A \Delta V_E + B \Delta I_L$$

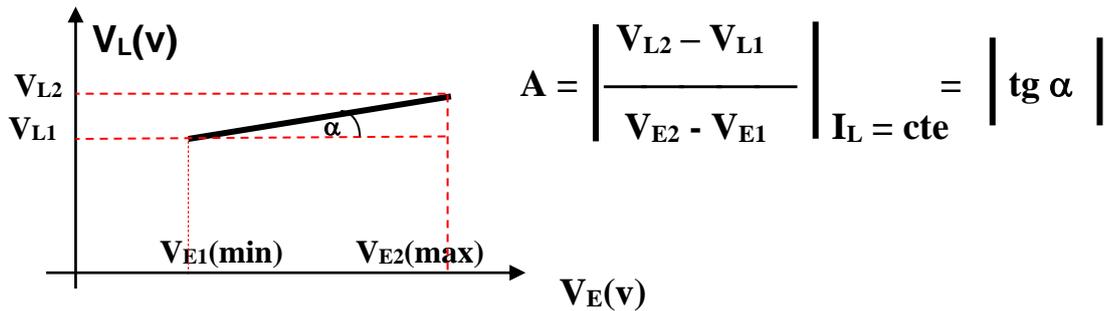
4. CÁLCULO DOS FATORES DE REGULAÇÕES.

a) Pela Variação da tensão de entrada (Regulação de entrada)

Variando-se a tensão de entrada, mantendo R_L constante e medindo a tensão de saída.



a.1 CURVA CARACTERÍSTICA DA REGULAÇÃO PELA ENTRADA



a.2 CÁLCULO DA PORCENTAGEM DE REGULAÇÃO PELA ENTRADA

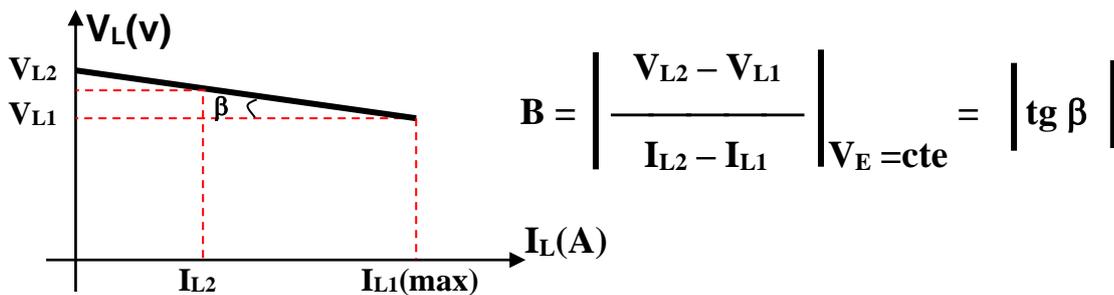
$$\% \text{Reg. Entrada} = A \times 100$$

b) Pela variação da corrente de saída (Regulação de saída)

b.1 Variando-se a corrente de carga através de R_L e mantendo-se a tensão de entrada constante.



a.3 CURVA CARACTERÍSTICA DA REGULAÇÃO PELA SAÍDA



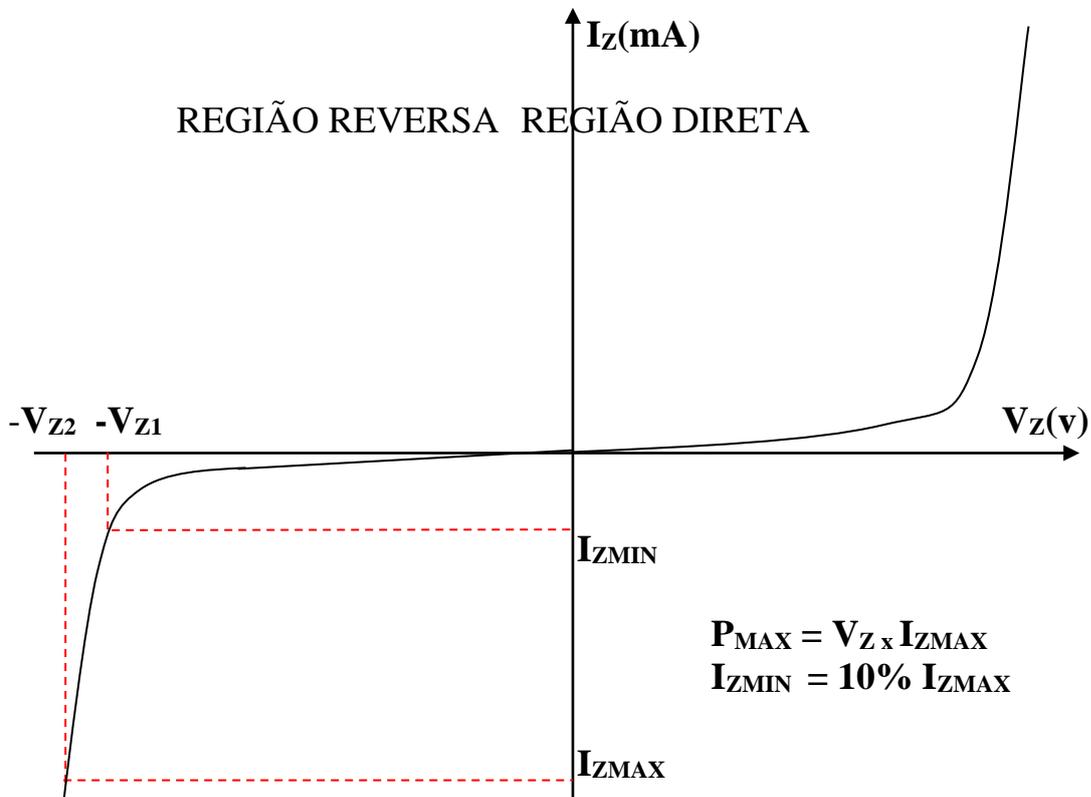
a.4 CÁLCULO DA PORCENTAGEM DE REGULAÇÃO PELA SAÍDA

$$\% \text{Reg. Saída} = B \times 100$$

5. DISPOSITIVO REGULADOR DE TENSÃO

5.1 DIODO ZENER - Pela curva característica do dispositivo é possível entender o seu comportamento dinâmico, suas limitações, faixa admissível de trabalho, suas variações com a temperatura etc...

CURVA CARACTERÍSTICA DO DIODO ZENER



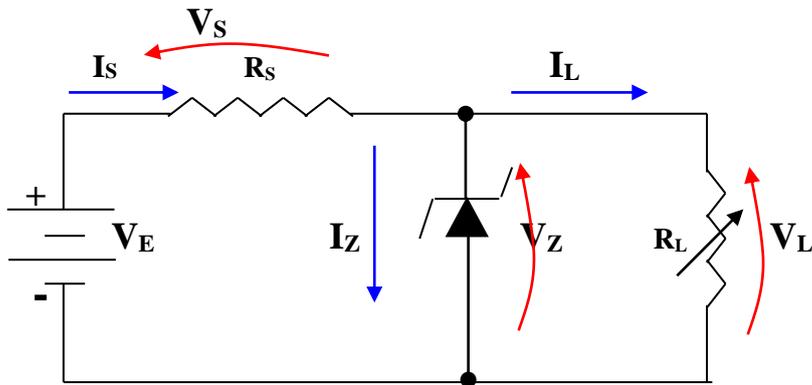
5.2 PORCENTAGEM DE REGULAÇÃO E IMPEDÂNCIA DO ZENER

$$\% \text{Reg. Zener} = \frac{\Delta V_Z}{V_Z} \times 100$$

$$\text{Impedância do Zener} = \frac{\Delta V_Z}{\Delta I_Z} \Omega$$

6. REGULADOR DE TENSÃO SIMPLES

a) Circuito para análise.



b) RELAÇÕES DE TENSÃO E CORRENTE DO CIRCUITO

$V_Z = \text{constante se } I_{Z\text{MIN}} \leq I_Z \leq I_{Z\text{MAX}}$

$V_Z = V_L$ (Mesmo ponto de medida)

$V_E = V_S + V_Z$ (1) e $I_S = I_Z + I_L$ (2) como $R_S = \text{constante}$.

Isso implica que $V_S = \text{constante}$, ou em (1) $V_E - V_Z = V_S = \text{constante}$ (3)

$$I_L = \frac{V_L}{R_L} \quad (4). \text{ Se } R_L = \text{Constante} \Rightarrow I_L = \text{Constante}$$

7. ANÁLISE DA REGULAÇÃO DE TENSÃO DO CIRCUITO PARA AS SITUAÇÕES DE VARIAÇÕES NA ENTRADA E NA SAÍDA.

1. Condição: Variação da tensão de entrada V_E e manutenção da corrente I_L .

a) Tensão mínima aplicada na entrada mantendo-se a regulação da tensão na saída V_L .

$$V_{E\text{MIN}} = R_S (I_{Z\text{MIN}} + I_L) + V_Z$$

b. Tensão máxima aplicada na entrada mantendo-se a regulação da saída V_L .

$$V_{E\text{MAX}} = R_S (I_{Z\text{MAX}} + I_L) + V_Z$$

2. Condição: Manutenção da tensão de entrada V_E e variação da corrente I_L .

De (3), temos $V_S = \text{constante}$, assim $I_S = \text{constante}$.

Se I_L variar, pela variação de R_L , isso implica na variação de I_Z , como mostrada em (2).

- a) UM AUMENTO DE $I_L \Rightarrow$ NA DIMINUIÇÃO DE I_Z , pois $I_S = \text{cte}$.
b) UMA DIMINUIÇÃO DE $I_L \Rightarrow$ NO AUMENTO DE I_Z .

Obs. : Uma variação significativa de I_L , pode resultar numa diminuição de I_Z abaixo de $I_{Z \text{ MIN}}$ ou num aumento de I_Z acima de $I_{Z \text{ MAX}}$.

De (2), temos: $I_{L \text{ MAX}} = I_S - I_{Z \text{ MIN}}$

$$R_{L \text{ MIN}} = \frac{(V_E - V_S) = V_Z = V_L}{(I_S - I_{Z \text{ MIN}})}$$

De (2), temos: $I_{L \text{ MIN}} = I_S - I_{Z \text{ MAX}}$

$$R_{L \text{ MAX}} = \frac{(V_E - V_S) = V_Z = V_L}{(I_S - I_{Z \text{ MAX}})}$$

Cálculo de R_S para operar na pior condição. (Preservando o zener). A tensão de entrada é máxima e a corrente de carga é nula.

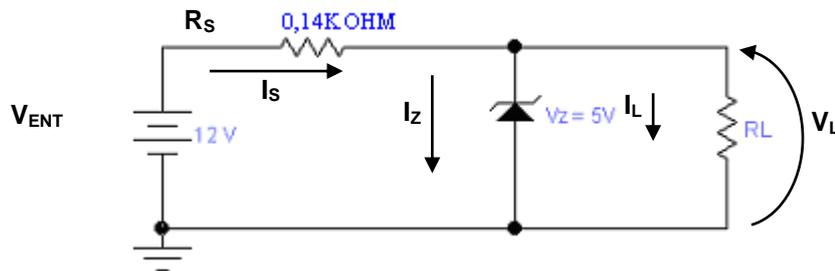
$$I_{Z \text{ MAX}} = \frac{(V_{E \text{ MAX}} - V_Z)}{R_S} \quad \text{ou} \quad R_S = \frac{(V_{E \text{ MAX}} - V_Z)}{I_{Z \text{ MAX}}} \quad \text{com } I_L = 0$$

Obs.: $I_{Z \text{ MAX}}$ deve ser uma corrente maior ou igual a corrente máxima de carga.

CONCLUSÃO: Este circuito não permite grandes variações na tensão de entrada e na corrente de saída. Estas variações podem implicar na perda de regulação da tensão de saída (caso a corrente caia abaixo de $I_{Z \text{ MIN}}$) ou ultrapassar a dissipação máxima do dispositivo zener, conseqüentemente na sua destruição. A limitação desse circuito é proveniente das correntes de polarização e de carga, as quais são produzidas no mesmo ponto de fornecimento e assim uma flutuação na corrente de carga provoca uma flutuação na corrente de polarização fazendo com que o ponto de trabalho seja altamente dependente da corrente de carga. A inclusão de um Amplificador diminui estes efeitos no zener pelo fator de amplificação do transistor e, portanto o ponto de polarização do zener é praticamente fixo e independente da flutuação da corrente de carga. Alguns circuitos se utilizam da configuração Darlington no transistor de saída, cujo fator ganho é muito alto e assim a influência sobre o ponto de polarização do zener fique reduzida à zero.

REGULADOR DE TENSÃO A ZENER.

Exemplo: Calcular o valor de R_{LMAX} e R_{LMIN} , sabendo-se que a $P_Z = 100mW$?



SOLUÇÃO:

1) Cálculo de I_{ZMAX} e I_{ZMIN} . Utilizando de uma fórmula prática experimental para o zener. Pode-se retirar da especificação do fabricante do diodo zener os dados referentes às correntes máximas e mínimas I_{ZMIN} e I_{ZMAX} . Para o problema usaremos a fórmula prática, então:

$$P_Z = I_{ZMAX} \cdot V_Z \Rightarrow I_{ZMAX} = \frac{P_Z}{V_Z} = \frac{100mW}{5V} = 20mA.$$

Sabendo-se que $I_{ZMIN} = 10\%$ de I_{ZMAX} , teremos:

$$I_{ZMIN} = 10\% \text{ de } 20mA = 2mA.$$

2) Cálculo de I_S

$$I_S = \frac{V_{ENT} - V_Z}{R_S} = \frac{12V - 5V}{0,14K\Omega} = \frac{7V}{0,14K} = 50mA.$$

3) Cálculo de R_{LMIN}

Quando R_L é mínimo, a corrente no resistor R_L é máxima, pois no zener a corrente será mínima possível I_{ZMIN} .

$$R_{LMIN} = \frac{V_L}{I_{LMAX}}, \text{ onde } I_{LMAX} = I_S - I_{ZMIN} = 50mA - 2mA = 48mA \text{ e } V_L = V_Z$$

Assim:

$$R_{LMIN} = \frac{5V}{48mA} = 104,1\Omega$$

4) Cálculo de $R_{L\text{ MAX}}$

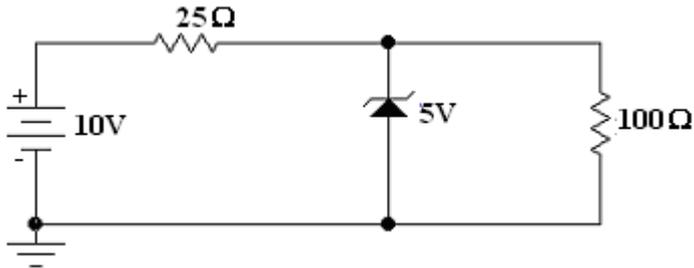
Quando R_L é máximo, a corrente no resistor R_L é mínima, pois no zener a corrente será máxima possível $I_{Z\text{ MAX}}$.

$$R_{L\text{ MAX}} = \frac{V_L}{I_{L\text{ MIN}}}, \text{ onde } I_{L\text{ MIN}} = I_S - I_{Z\text{ MAX}} = 50\text{mA} - 20\text{mA} = 30\text{mA} \text{ e } V_L = V_Z$$

$$R_{L\text{ MAX}} = \frac{5\text{V}}{30\text{mA}} = 166,7\Omega$$

EXERCÍCIOS PROPOSTOS:

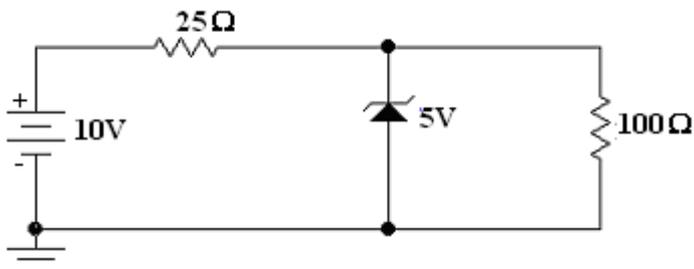
1.o Exercício: Para o circuito a seguir, calcule a corrente que passa pelo resistor de 25Ω e a tensão sobre ele.



- a) $I = 250\text{mA}$ e $V = 10\text{V}$
- b) $I = 200\text{mA}$ e $V = 10\text{V}$
- c) $I = 100\text{mA}$ e $V = 5\text{V}$
- d) $I = 100\text{mA}$ e $V = 10\text{V}$
- e) $I = 200\text{mA}$ e $V = 5\text{V}$

Resposta: e

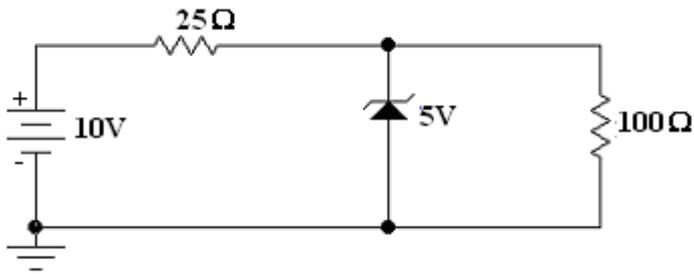
2.o Exercício: Sendo $P_Z = 1\text{W}$ qual a corrente máxima que poderá circular no zener e no resistor de 100Ω ?



- a) $I = 50\text{mA}$ e $I_{Z\text{MAX}} = 200\text{mA}$
- b) $I = 100\text{mA}$ e $I_{Z\text{MAX}} = 100\text{mA}$
- c) $I = 200\text{mA}$ e $I_{Z\text{MAX}} = 200\text{mA}$
- d) $I = 50\text{mA}$ e $I_{Z\text{MAX}} = 500\text{mA}$
- e) $I = 50\text{mA}$ e $I_{Z\text{MAX}} = 100\text{mA}$

Resposta: a

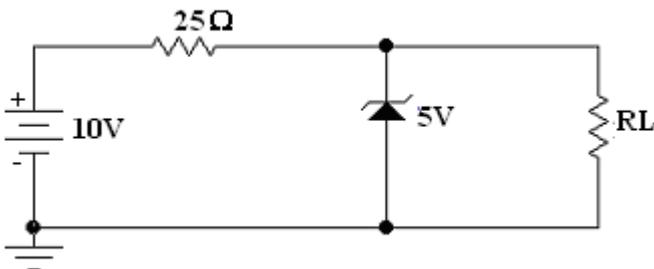
3. Exercício: Para o circuito a seguir calcular a corrente que passa pelo zener e a potência consumida na entrada serão:



- a) $I_Z = 100\text{mA}$ e $P = 5\text{W}$
- b) $I_Z = 200\text{mA}$ e $P = 2\text{W}$
- c) $I_Z = 50\text{mA}$ e $P = 1\text{W}$
- d) $I_Z = 150\text{mA}$ e $P = 2\text{W}$
- e) $I_Z = 100\text{mA}$ e $P = 1\text{W}$

Resposta: d

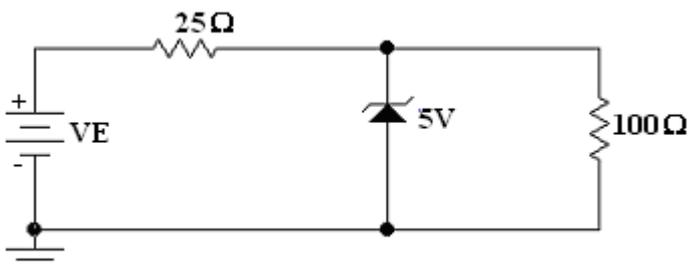
4.o Exercício: Sendo $P_Z = 1250\text{mW}$ e circulando pelo zener a sua corrente mínima qual será o valor mínimo do resistor de carga R_L para que o circuito continue produzindo 5V na saída?



- a) $R_{L\text{MIN}} = 25,5\Omega$
- b) $R_{L\text{MIN}} = 28,5\Omega$
- c) $R_{L\text{MIN}} = 30,5\Omega$
- d) $R_{L\text{MIN}} = 50,5\Omega$
- e) $R_{L\text{MIN}} = 15,5\Omega$

Resposta: b

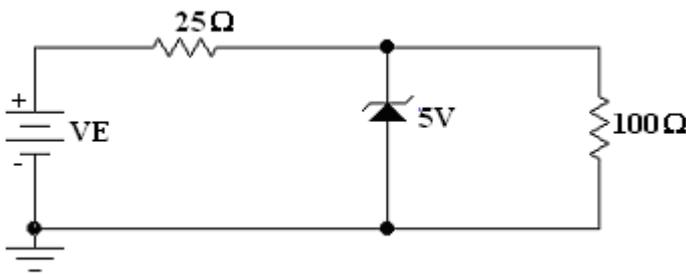
5.o Exercício: Calcular a tensão V_E mínima para que o circuito opere normalmente, sabendo-se que $P_Z = 1250\text{mW}$.



- a) $V_{E_{MIN}} = 10,0V$
- b) $V_{E_{MIN}} = 5,625V$
- c) $V_{E_{MIN}} = 6,875V$
- d) $V_{E_{MIN}} = 6,5V$
- e) $V_{E_{MIN}} = 5,5V$

Resposta: c

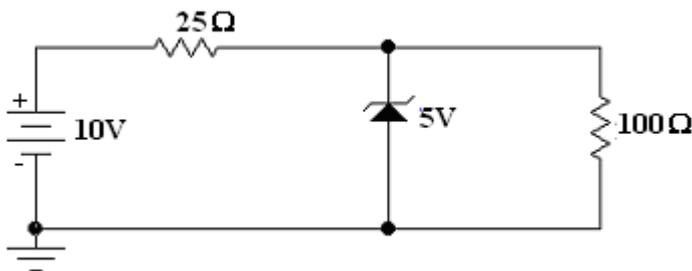
5.o Exercício: Calcular a tensão VE máxima para que o circuito opere dentro das especificações do zener, sabendo-se que $P_Z = 1250mW$.



- a) $V_{E_{MAX}} = 12,5V$
- b) $V_{E_{MAX}} = 15,5V$
- c) $V_{E_{MAX}} = 10,5V$
- d) $V_{E_{MAX}} = 7,5V$
- e) $V_{E_{MAX}} = 12,0V$

Resposta: a

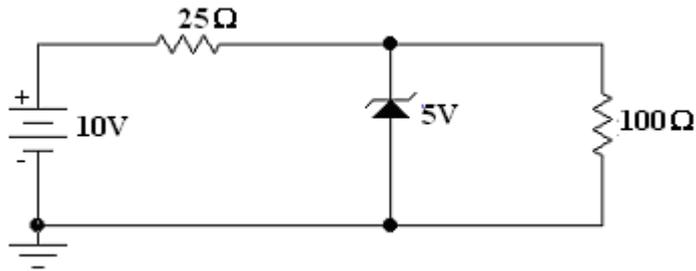
6.o Exercício: Para o circuito a seguir retirando-se o resistor de 100Ω do circuito, qual a corrente que circula no zener e qual a potência consumida no zener?



- a) $I_Z = 200mA$ e $P_Z = 1,00W$
- b) $I_Z = 150mA$ e $P_Z = 1,00W$
- c) $I_Z = 200mA$ e $P_Z = 0,75W$
- d) $I_Z = 150mA$ e $P_Z = 0,75W$
- e) $I_Z = 200mA$ e $P_Z = 0,50W$

Resposta: a

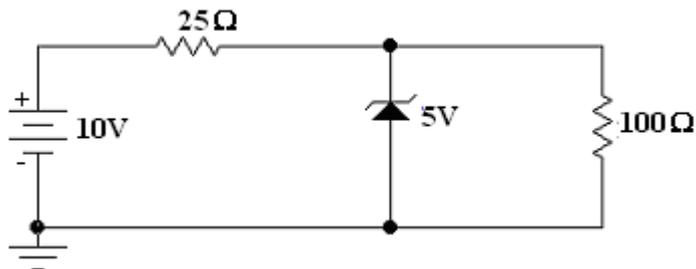
7.o Exercício: Sabendo-se que $P_{ZMAX} = 1250mW$, recalcule o valor do resistor máximo a ser inserido no lugar do resistor de 25Ω , para que o circuito opere dentro das especificações de zener.



- a) $R_{MAX} = 100,1\Omega$
- b) $R_{MAX} = 80,1\Omega$
- c) $R_{MAX} = 79,9\Omega$
- d) $R_{MAX} = 66,6\Omega$
- e) $R_{MAX} = 70,1\Omega$

Resposta: d

8.o Exercício: Para $P_{ZMAX} = 1250mW$, recalcule o valor do resistor mínimo a ser inserido no lugar do resistor de 25Ω , para que o circuito opere dentro das especificações de zener.



- a) $R_{MAX} = 33,36\Omega$
- b) $R_{MAX} = 22,16\Omega$
- c) $R_{MAX} = 15,66\Omega$
- d) $R_{MAX} = 26,66\Omega$
- e) $R_{MAX} = 16,66\Omega$

Resposta: e

BIBLIOGRAFIA

Referência: Livro Texto: Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos.

Autores Robert Boylestad e Louis Nashelsky, editora Pearson, Prentice Hall, 11.a edição, ano 2013.

Outras referências

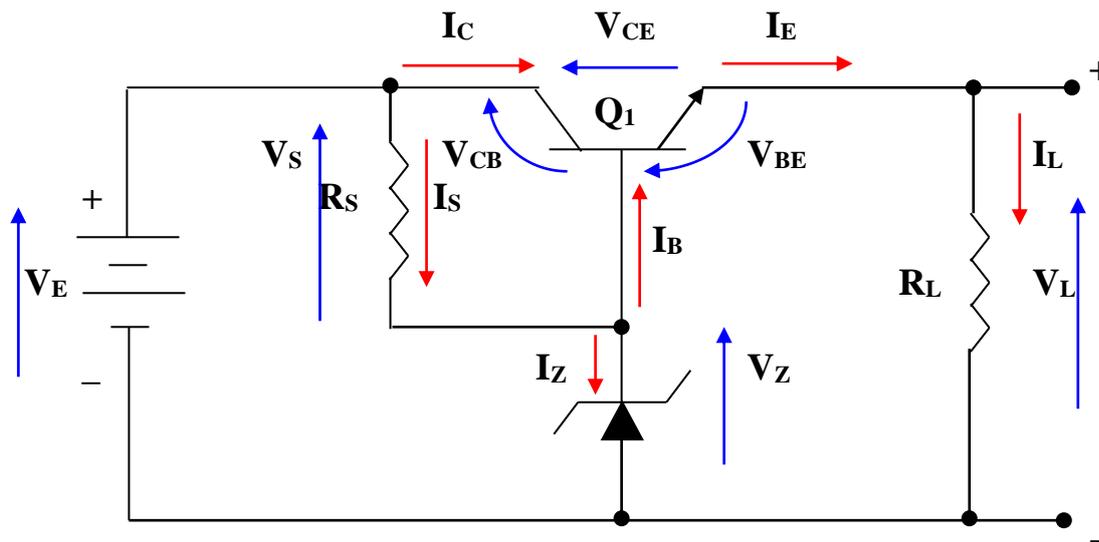
7. Microeletrônica – Sedra, A.S e Smith, K,C – 5.a edição Pearson.
8. Eletrônica Vol.1 – Malvino, A.P – 14.a edição, Editora Makron.
9. Circuitos Elétricos - Nilsson, J. W./ Riedel, S. A./Marques, A. S., ano de 2008 Prentice Hall Brasil.
10. Circuitos com transistores Bipolares e MOS - Silva, M. M./Calouste, G., ano de 2010.
11. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos, V.1 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.

DISCIPLINA CIRCUITOS ELETRÔNICOS

Módulo dois: Estudo dos reguladores de tensões de potência média.

1. Introdução: O regulador de tensão a transistor permite manipular uma maior potência de saída na carga. O transistor possui um ganho alto de corrente e por isso as variações da corrente I_Z são pequenas, com ou sem carga de saída.

2. CIRCUITO REGULADOR DE TENSÃO A DIODO ZENER E TRANSISTOR



2. ANÁLISE DO CIRCUITO

A) TENSÕES

$$V_E = V_L + V_{CE} \quad (1)$$

$$V_E = V_Z + V_S \quad (2)$$

$$V_S = V_{CE} - V_{BE} \quad (3)$$

$$V_L = V_Z - V_{BE} \quad (4)$$

B) CORRENTES

$$I_C = I_E \quad (I_B \text{ desprezível, pois } \beta \text{ é grande}) = I_L \quad (5)$$

$$I_S = I_Z + I_B \quad (6)$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B \quad (7)$$

3. ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO TRANSISTOR E DO ZENER

$$V_{CE\text{ SAT}} = 0,3V, \quad V_{BE\text{ SAT}} = 0,7V.$$

$$BV_{CEO} = \text{Tensão de ruptura coletor emissor.}$$

$$P_{C\text{ MAX}} = \text{Potência Máxima do transistor} = V_{CE} \times I_C.$$

$$\beta = \text{Ganho do transistor.}$$

$$P_{Z\text{ MAX}} = \text{Potência máxima no zener.}$$

V_Z = Tensão Nominal do zener.
 I_C = Corrente máxima do transistor.

4. DIMENSIONAMENTO DA FAIXA DE VALORES PARA O RESISTOR R_S , $I_L = \text{cte}$.

Quando I_L é constante, temos $I_B = I_L/\beta$.

$$R_{S \text{ MIN}} = \frac{V_E - V_Z}{I_{Z \text{ MAX}} + I_B} \text{ e } R_{S \text{ MAX}} = \frac{V_E - V_Z}{I_{Z \text{ MIN}} + I_B}$$

Adota-se um valor para: $R_{S \text{ MIN}} \leq R_S \leq R_{S \text{ MAX}}$.

5. ANÁLISE DA REGULAÇÃO DE TENSÃO DO CIRCUITO PARA AS SITUAÇÕES DE VARIAÇÕES NA ENTRADA E NA SAÍDA.

Para cada situação deveremos analisar para os efeitos desta variação no transistor e no zener e escolher a condição que satisfaz ambas as situações.

a) Mantendo-se $R_L = \text{constante}$ e variando-se V_E para valor mínimo e máximo.

a.1 - Para o zener

$$V_{E \text{ MIN}1} = R_S (I_{Z \text{ MIN}} + I_B) + V_Z \quad (8)$$

$$V_{E \text{ MAX}1} = R_S (I_{Z \text{ MAX}} + I_B) + V_Z \quad (9)$$

a.2 - Para o transistor

$$V_{E \text{ MIN}2} = V_{CE \text{ MIN}} + V_L = V_{CE \text{ MIN}} + V_L \text{ e } V_L = V_Z - V_{BE}$$

$$V_{E \text{ MAX}2} = V_{CE \text{ MAX}} + V_L = BV_{CEO} + V_L \text{ e } V_L = V_Z - V_{BE}$$

$$V_{E \text{ MAX}3} = \frac{P_{C \text{ MAX}}}{I_C} + V_L$$

a.3 - Escolha dos valores de entrada $V_{E \text{ MIN}}$ e $V_{E \text{ MAX}}$

- Entre os valores de $V_{E \text{ MIN}}$ escolher o **Maior** valor de $V_{E \text{ MIN}}$.
- Entre os valores de $V_{E \text{ MAX}}$ escolher o **Menor** valor de $V_{E \text{ MAX}}$.

c) Mantendo-se $V_E = \text{constante}$ e variando-se R_L para valor mínimo e máximo.

c.1 – $R_{L \text{ MIN}}$

$$R_{L \text{ MIN}} = \frac{V_L}{I_{L \text{ MAX}}}$$

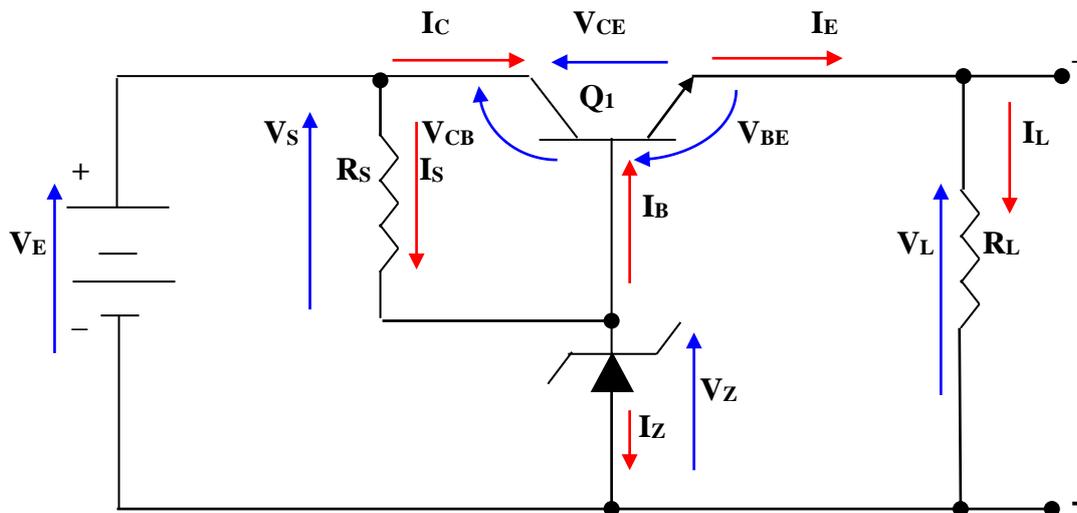
$$I_{L\text{ MAX}} = I_C \therefore I_{L\text{ MAX}} = \frac{P_{C\text{ MAX}}}{V_{CE}} \Rightarrow R_{L\text{ MIN}} = \frac{V_Z - V_{BE}}{P_{C\text{ MAX}}} \cdot V_{CE}$$

c.2 – $R_{L\text{ MAX}} = \infty$ ($I_L = 0$ e $I_B = 0$) $\Rightarrow I_Z = I_S$ ($I_S \ll I_{Z\text{ MAX}}$)

Exemplo: Para os dados fornecidos abaixo, calcular a tensão mínima e máxima da tensão de entrada, carga mínima e máxima de saída, a corrente que circula em R_S e a tensão de saída de uma fonte de tensão, conforme circuito a seguir.

Dados fornecidos: $V_E = 12V$, $R_S = 100\Omega$, $V_Z = 6,2V$, $V_{BESAT} = 0,7V$, $V_{CESAT} = 0,3V$, $\beta = 50$, $I_{C\text{ MAX}} = 1A$, $P_{Z\text{ MAX}} = 1W$, $P_{C\text{ MAX}} = 2W$, $I_{SAÍDA} = 200mA$ e $BV_{CEO} = 80V$.

CIRCUITO REGULADOR DE TENSÃO A DIODO ZENER E TRANSISTOR.



a) Cálculo da corrente de base de Q_1

$$I_B = \frac{I_{SAÍDA}}{\beta} = \frac{200}{50} = 4mA$$

b) Cálculo da corrente de Zener

$$I_{Z\text{ MAX}} = \frac{P_{Z\text{ MAX}}}{V_Z} = \frac{1W}{6,2} = 161,2\text{ mA e } I_{Z\text{ MIN}} = 10\% I_{Z\text{ MAX}}.$$

Assim $I_{Z\text{ MIN}} = 16,12mA$.

c) Mantendo-se $R_L = \text{constante}$, calcula-se $V_{E\text{ MIN}}$ e $V_{E\text{ MAX}}$, para os transistores e zener.

a.1) Para o zener

$$V_{E\text{ MIN}} = V_Z + R_S (I_{Z\text{ MIN}} + I_B) = 6,2 + 100(16,13 + 4) \cdot 10^{-3} \cong 8,21V.$$

$$V_{E\text{ MAX}} = V_Z + R_S (I_{Z\text{ MAX}} + I_B) = 6,2 + 100(161,3 + 4) \cdot 10^{-3} = 22,73V.$$

a.2) Para o transistor

$$V_{EMIN} = V_{CESAT} + V_L = 0,3 + V_Z - V_{BESAT} = 5,8V.$$

$$V_{EMAX} = V_{CEMAX} + V_L = BV_{CEO} + V_Z - V_{BE} = 85,5V.$$

$$V_{EMAX} = \frac{P_{CMax}}{I_{SAÍDA}} + V_L = \frac{2}{200} = 10 + 5,5 = 15,5V$$

$$\boxed{V_{EMIN} = 8,21V \text{ e } V_{EMAX} = 15,5V}$$

b) Cálculo de R_{LMIN} e R_{LMAX} , para $V_E = cte.$

$$R_{LMIN} = \frac{V_L}{I_{LMAX}} = \frac{V_E - V_L}{P_{CMax}} \quad V_L = \frac{5,5}{2} \quad (12 - 5.5) = 17,88\Omega.$$

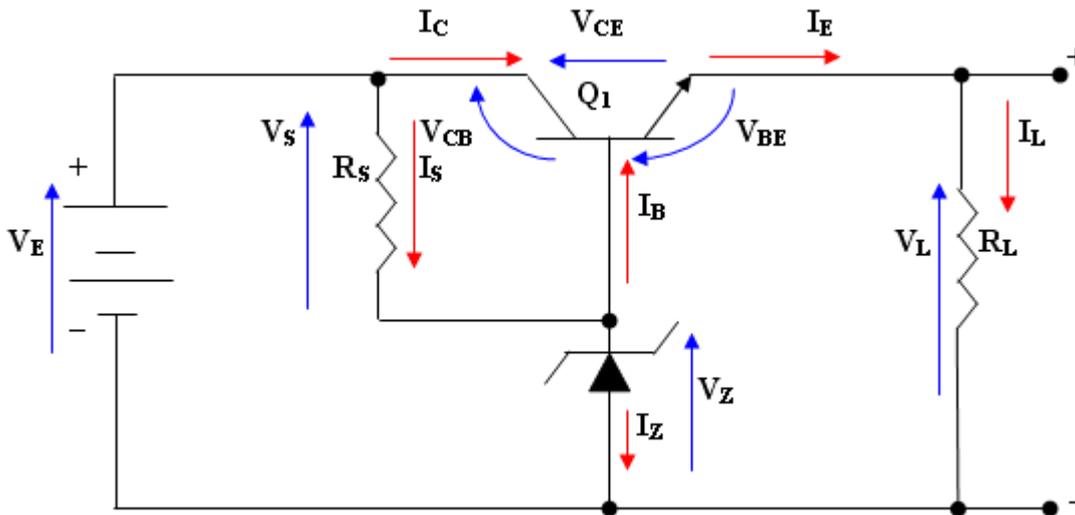
$$R_{LMAX} = \frac{V_L}{I_{LMIN}} = \frac{V_Z - V_{BE}}{0} = \infty$$

$$\boxed{R_{LMIN} = 17,88\Omega \text{ e } R_{LMAX} = \infty}$$

EXERCÍCIOS PROPOSTOS

Responda as questões de 1 a 8 referentes ao circuito abaixo, segundo os dados e especificações a seguir.

Dados: $V_Z = 5,6V$, $P_{ZMAX} = 560mW$, $\beta_{MIN} = 50$, $P_{CMAX} = 5W$, $V_{CEMAX} = 80V$, $V_{CEMIN} = 0,3V$, $V_{BE} = 0,6V$. Considerando-se $I_{ZMAX} = P_Z/V_Z$ e $I_{ZMIN} = 10\% I_{ZMAX}$.



1.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a tensão de saída e corrente de saída, sabendo-se que $V_E = 10V$ e $R_L = 10\Omega$.

- a) $V_{SAÍDA} = 5,0V$ e $I_{SAÍDA} = 50mA$
- b) $V_{SAÍDA} = 5,6V$ e $I_{SAÍDA} = 50mA$
- c) $V_{SAÍDA} = 5,0V$ e $I_{SAÍDA} = 100mA$
- d) $V_{SAÍDA} = 5,0V$ e $I_{SAÍDA} = 500mA$
- e) $V_{SAÍDA} = 5,6V$ e $I_{SAÍDA} = 500mA$

Resposta: d

2.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a tensão e corrente em R_s , sabendo-se que $V_E = 10V$ e $R_s = 100\Omega$.

- a) $V_{RS} = 4,6V$ e $I_{RS} = 44mA$
- b) $V_{RS} = 5,6V$ e $I_{RS} = 50mA$
- c) $V_{RS} = 4,4V$ e $I_{RS} = 44mA$
- d) $V_{RS} = 5,0V$ e $I_{RS} = 50mA$
- e) $V_{RS} = 4,0V$ e $I_{RS} = 50mA$

Resposta: c

3.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a tensão e corrente que circula no transistor, sabendo-se que $V_E = 10V$ e $R_S = 100\Omega$.

- a) $V_{CE} = 4,6V$ e $I_{RS} = 440mA$
- b) $V_{CE} = 5,6V$ e $I_{RS} = 500mA$
- c) $V_{CE} = 4,4V$ e $I_{RS} = 440mA$
- d) $V_{CE} = 5,0V$ e $I_{RS} = 500mA$
- e) $V_{CE} = 4,0V$ e $I_{RS} = 500mA$

Resposta: d

4.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a potência consumida no transistor e na saída, sabendo-se que $V_E = 10V$ e $R_L = 10\Omega$.

- a) $P_C = 4,5W$ e $P_{SAÍDA} = 2,5W$
- b) $P_C = 2,5W$ e $P_{SAÍDA} = 2,5W$
- c) $P_C = 4,4W$ e $P_{SAÍDA} = 5,0W$
- d) $P_C = 5,0W$ e $P_{SAÍDA} = 5,0W$
- e) $P_C = 4,0W$ e $P_{SAÍDA} = 5,0W$

Resposta: b

5.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a corrente no zener e na base do transistor, sabendo-se que $V_E = 10V$ e $R_S = 44\Omega$ e $R_L = 10\Omega$.

- a) $I_Z = 90mA$ e $I_B = 20mA$
- b) $I_Z = 56mA$ e $I_B = 10mA$
- c) $I_Z = 50mA$ e $I_B = 15mA$
- d) $I_Z = 100mA$ e $I_B = 20mA$
- e) $I_Z = 90mA$ e $I_B = 10mA$

Resposta: e

6.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a tensão mínima a ser aplicado na entrada, sabendo-se que $R_S = 44\Omega$ e $R_L = 10\Omega$.

- a) $V_{EMIN} = 6,48V$
- b) $V_{EMIN} = 7,42V$
- c) $V_{EMIN} = 5,6V$
- d) $V_{EMIN} = 7,5$
- e) $V_{EMIN} = 5,0$

Resposta: a

7.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a tensão máxima a ser aplicado na entrada, sabendo-se que $R_S = 44\Omega$ e $R_L = 10\Omega$.

- a) $V_{EMAX} = 6,48V$
- b) $V_{EMAX} = 7,42V$
- c) $V_{EMAX} = 10,44V$
- d) $V_{EMAX} = 10,84V$
- e) $V_{EMAX} = 10,5V$

Resposta: c

8.o Exercício: Indique qual das alternativas está correta. Aplicando-se $V_E = 10V$ e $R_L = 1\Omega$ para os dados do transistor verificar se:

- a) O transistor queima com $P_C = 10W$
- b) O transistor está no limite com $P_C = 5W$
- c) O transistor queima com $P_C = 25W$
- d) O transistor queima com $P_C = 20W$
- e) O transistor opera normal com $P_C = 2,5W$

Resposta: c

DISCIPLINA CIRCUITOS ELETRÔNICOS

MÓDULO TRÊS: REGULADOR DE CORRENTE

Introdução: As fontes de corrente, conhecidas como geradores de corrente, ou cargas ativas, tem como princípio de funcionamento, regular a corrente (manter a corrente constante) dentro de limites estabelecidos no projeto para a variação da tensão de entrada, para a variação da corrente de saída e outros parâmetros como temperatura de operação etc...

1. EQUAÇÃO GERAL DA REGULAÇÃO DA SAÍDA

$$\partial I_L = \frac{\partial I_L}{\partial V_E} \Delta V_E + \frac{\partial I_L}{\partial V_L} \Delta V_L + \frac{\partial I_L}{\partial \theta} \Delta \theta + \dots$$

2. DIAGRAMA DE BLOCO DE UMA FONTE DE CORRENTE.

O diagrama abaixo apresenta em bloco a fonte onde:

V_E = Tensão de entrada da fonte (Não Regulada);

V_L = Tensão de saída (Regulada)

I_L = Corrente de Saída (Corrente na Carga)

R_L = Resistência de saída (Carga da fonte)



3. FATORES DE LINEARES DE ESTABILIDADE

Denominando de **A** o fator de estabilidade da entrada de **B** o fator de estabilidade de saída, teremos:

$$A = \frac{\partial I_L}{\partial V_E} \quad \text{e} \quad B = \frac{\partial I_L}{\partial V_L}$$

A equação de geral de estabilidade da fonte de corrente fica:

$$\Delta I_L = A \Delta V_E + B \Delta V_L$$

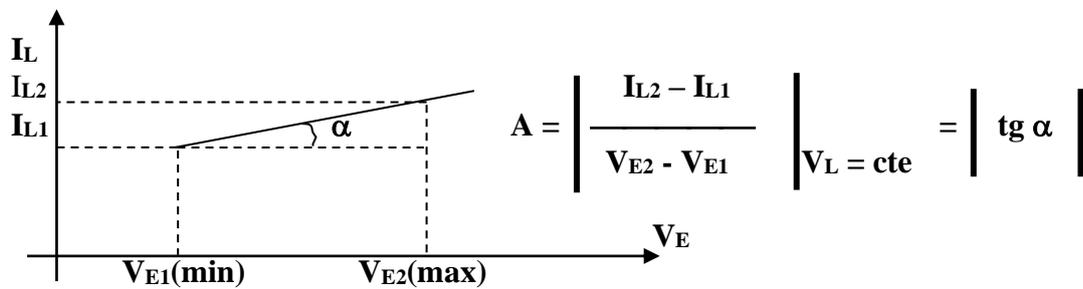
4. CÁLCULO DOS FATORES DE ESTABILIDADES PELA CURVA CARACTERÍSTICA DA CORRENTE DE SAÍDA EM FUNÇÃO DA TENSÃO DE ENTRADA E TENSÃO DE SAÍDA.

a) Pela Variação da tensão de entrada (Estabilidade de entrada)

Variando-se a tensão de entrada, mantendo R_L constante e medindo a corrente de saída.



5. CURVA CARACTERÍSTICA DA ESTABILIDADE PELA ENTRADA



6. CÁLCULO DA PORCENTAGEM DE ESTABILIDADE PELA ENTRADA

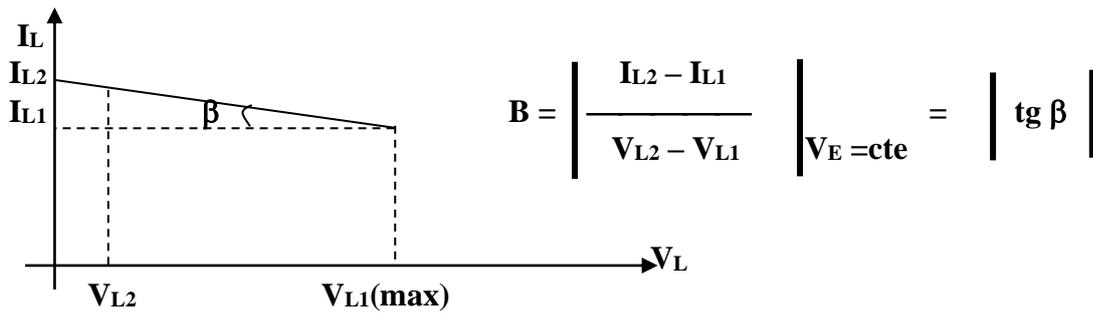
$$\% \text{ Regulação de Entrada} = A \times 100$$

b) Pela variação da corrente de saída (Estabilidade de saída)

Variando-se a corrente de carga através de R_L e mantendo-se a tensão de entrada constante.



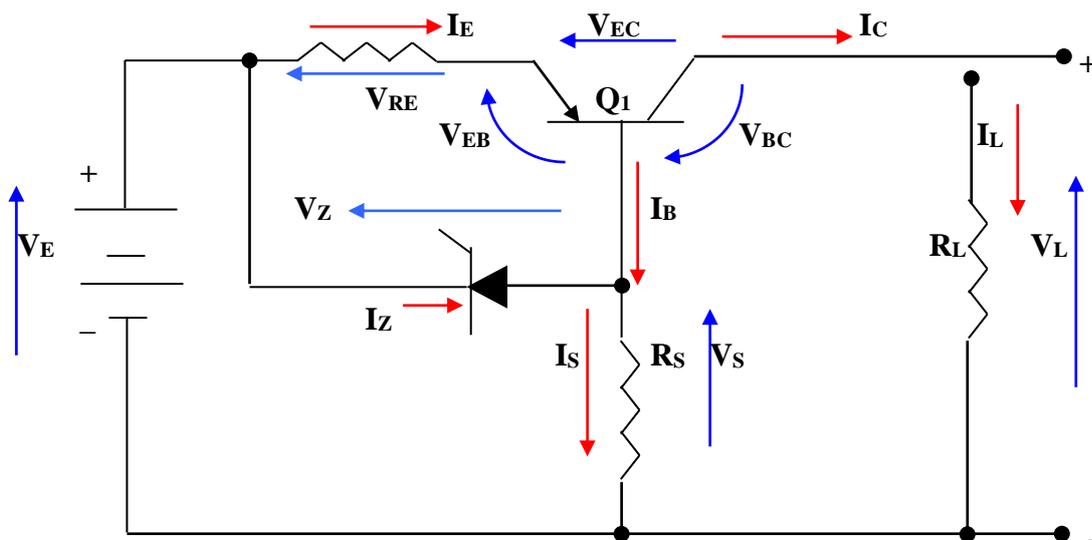
7. CURVA CARACTERÍSTICA DA ESTABILIDADE PELA SAÍDA



8. CÁLCULO DA PORCENTAGEM DE ESTABILIDADE PELA SAÍDA

$$\% \text{Regulação de Saída} = B \times 100$$

9. GERADOR DE CORRENTE A DIODO ZENER E TRANSISTOR



10. ANÁLISE DO CIRCUITO

A) TENSÕES

$$V_E = V_L + V_{EC} \quad (1)$$

$$V_E = V_Z + V_S \quad (2)$$

$$V_Z = V_{RE} + V_{EB} \quad (3)$$

$$V_L = V_S - V_{BC} \quad (4)$$

B) CORRENTES

$$I_C = I_E \quad (I_B \text{ desprezível, pois } \beta \text{ é grande}) = I_L \quad (5)$$

$$I_S = I_Z + I_B \quad (6)$$

$$I_E = (\beta + 1) I_B \quad (7)$$

11. ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS DO TRANSISTOR E DO ZENER

- $V_{EC\ SAT} = 0,3V$, $V_{EB\ SAT} = 0,7V$.
 BV_{ECO} = Tensão de ruptura coletor emissor.
 $P_{C\ MAX}$ = Potência Máxima do transistor = $V_{EC} \cdot I_C$.
 β = Ganho do transistor.
 $P_{Z\ MAX}$ = Potência máxima no zener.
 V_Z = Tensão Nominal do zener.
 I_C = Corrente máxima do transistor.

12. DIMENSIONAMENTO DA FAIXA DE VALORES PARA O RESISTOR R_S , $I_L = cte$.

Quando I_L é constante, temos: $I_B = I_L / \beta$.

$$R_{S\ MIN} = \frac{V_E - V_Z}{I_{Z\ MAX} + I_B} \quad e \quad R_{S\ MAX} = \frac{V_E - V_Z}{I_{Z\ MIN} + I_B}$$

Adota-se um valor para: $R_{S\ MIN} \leq R_S \leq R_{S\ MAX}$.

13. ANÁLISE DA ESTABILIDADE DE CORRENTE DO CIRCUITO PARA AS SITUAÇÕES DE VARIAÇÕES NA ENTRADA E NA SAÍDA.

Para cada situação deveremos analisar para os efeitos desta variação no transistor e no zener e escolher a condição que satisfaz ambas as situações.

a) Mantendo $R_L = constante$ e variando-se V_E para valores mínimo e máximo.

a.1 - Para o zener

$$V_{E\ MIN1} = R_S (I_{Z\ MIN} + I_B) + V_Z \quad (8)$$

$$V_{E\ MAX1} = R_S (I_{Z\ MAX} + I_B) + V_Z \quad (9)$$

a.2 - Para o transistor

$$V_{E\ MIN2} = V_{EC\ MIN} + V_L + V_{RE} = V_{CE\ MIN} + I_L(R_E + R_L)$$

$$V_{E\ MAX2} = V_{EC\ MAX} + V_L = BV_{ECO} + I_L(R_E + R_L)$$

$$V_{E\ MAX3} = \frac{P_{C\ MAX}}{I_L} + I_L (R_E + R_L)$$

a.3 - Escolha dos valores de entrada $V_{E\ MIN}$ e $V_{E\ MAX}$

- Entre os valores de $V_{E\ MIN}$ escolher o **Maior** valor de $V_{E\ MIN}$.
- Entre os valores de $V_{E\ MAX}$ escolher o **Menor** valor de $V_{E\ MAX}$.

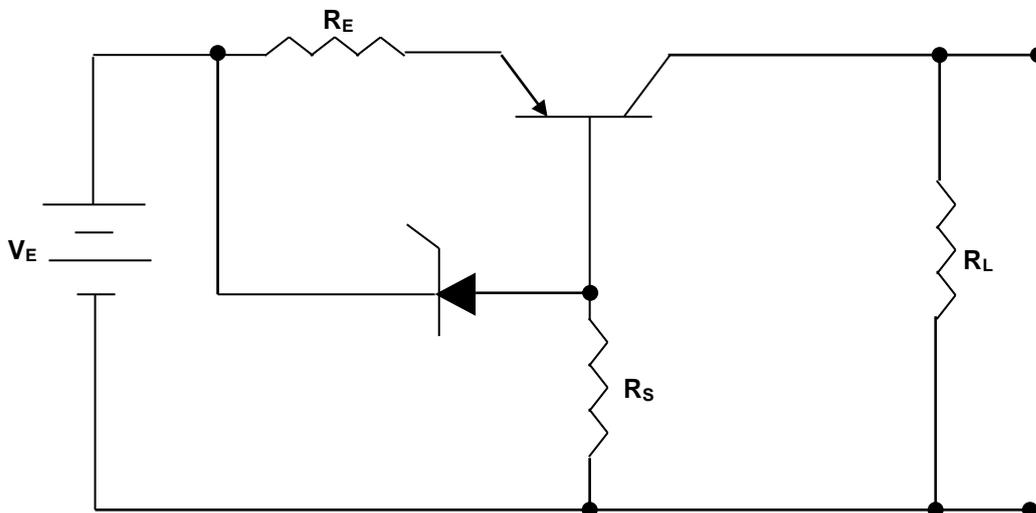
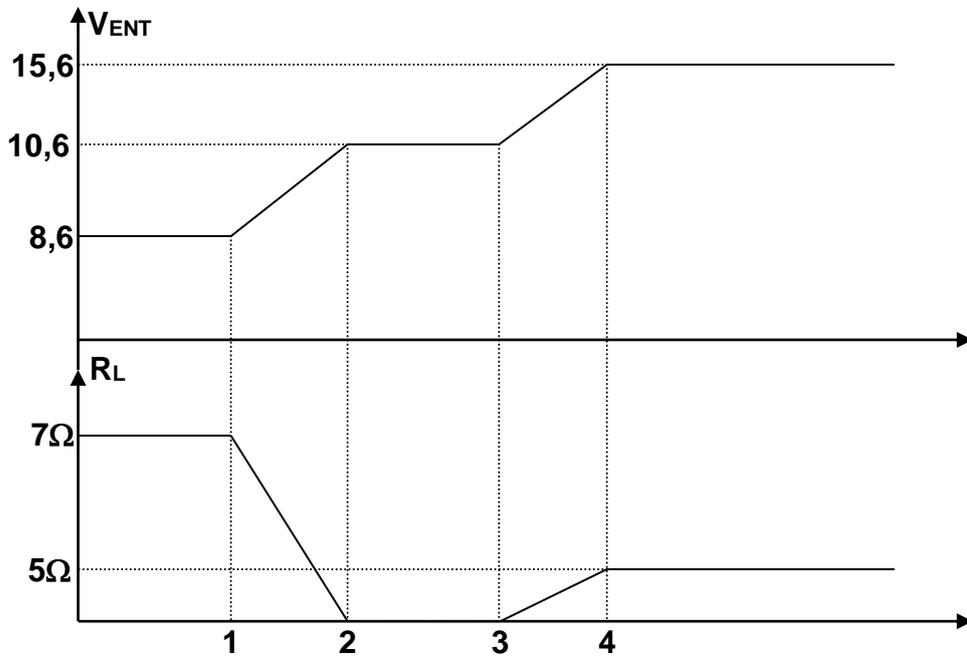
c) Mantendo $V_E = \text{constante}$ e variando-se R_L para valor mínimo e máximo.

c.1 – $R_{L \text{ MIN}}$

$$R_{L \text{ MIN}} = \frac{V_E - V_{EC \text{ MAX}} - R_E I_L}{I_L}$$

c.2 – $R_{L \text{ MAX}} = \frac{V_E - V_{EC \text{ SAT}} - R_E I_L}{I_L}$

Exercício: De acordo com o gráfico apresentado, determinar para estas condições apresentadas se os componentes estão de acordo com a faixa de operação permitida. São dados: $R_S = 100 \Omega$, $V_Z = 5,6V$, $P_Z = 560mW$, $\beta = 50$, $V_{CE \text{ MAX}} = 80V$, $V_{BE} = 0,6V$, $P_{C \text{ MAX}} = 4W$, $I_{C \text{ MAX}} = 1A$, $V_{EB} = 0,6V$ e $R_E = 10\Omega$.



Solução: Para a fonte de corrente, temos:

I - ANÁLISE DA VARIAÇÃO DA TENSÃO DO CIRCUITO.

Para cada situação deveremos analisar para os efeitos desta variação no transistor e no zener e verificar se estas não provocam situações fora do limite de operação dos dispositivos.

Pela relação de potência e tensão no zener, calcula-se:

$$I_{ZMAX} = 100\text{mA} \text{ e } I_{ZMIN} = 10\text{mA}.$$

Do gráfico de R_L , calcularemos as correntes de saída e de base.

$$V_{RE} = V_Z - V_{EB} = 5,6 - 0,6 = 5,0\text{V}. \quad I_{SAÍDA} = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{5\text{V}}{10\Omega} = 0,5\text{A}.$$

$$\text{Como } I_{SAÍDA} = \text{Constante} \Rightarrow I_B = \frac{I_{SAÍDA}}{\beta} = \frac{500\text{mA}}{50} = 10\text{mA}.$$

$$1) R_L = 7\Omega \Rightarrow V_{SAÍDA} = 7 \cdot 0,5 = 3,5\text{V} \quad V_{EC} = V_E - V_{RE} - V_{SAÍDA} = 8,6 - 5 - 3,5 = 0,1\text{V}.$$

$$2) R_L = 0\Omega \Rightarrow V_{SAÍDA} = 0 \cdot 0,5 = 0,0\text{V} \quad V_{EC} = V_E - V_{RE} - V_{SAÍDA} = 10,6 - 5 - 0 = 5,6\text{V}.$$

$$3) R_L = 5\Omega \Rightarrow V_{SAÍDA} = 5 \cdot 0,5 = 2,5\text{V} \quad V_{EC} = V_E - V_{RE} - V_{SAÍDA} = 15,6 - 5 - 2,5 = 8,1\text{V}.$$

Do gráfico de V_E , calcularemos a corrente I_S .

$$1) V_E = 8,6 \Rightarrow I_S = \frac{V_E - V_Z}{R_S} = \frac{8,6 - 5,6}{100} = 30\text{mA}.$$

$$2) V_E = 10,6 \Rightarrow I_S = \frac{V_E - V_Z}{R_S} = \frac{10,6 - 5,6}{100} = 50\text{mA}.$$

$$3) V_E = 15,6 \Rightarrow I_S = \frac{V_E - V_Z}{R_S} = \frac{15,6 - 5,6}{100} = 100\text{mA}.$$

a) Para o zener.

$$I_S = I_Z + I_B$$

$$1) I_Z = I_S - I_B = 30\text{mA} - 10\text{mA} = 20\text{mA}.$$

$$2) I_Z = I_S - I_B = 50\text{mA} - 10\text{mA} = 40\text{mA}.$$

$$3) I_Z = I_S - I_B = 100\text{mA} - 10\text{mA} = 90\text{mA}.$$

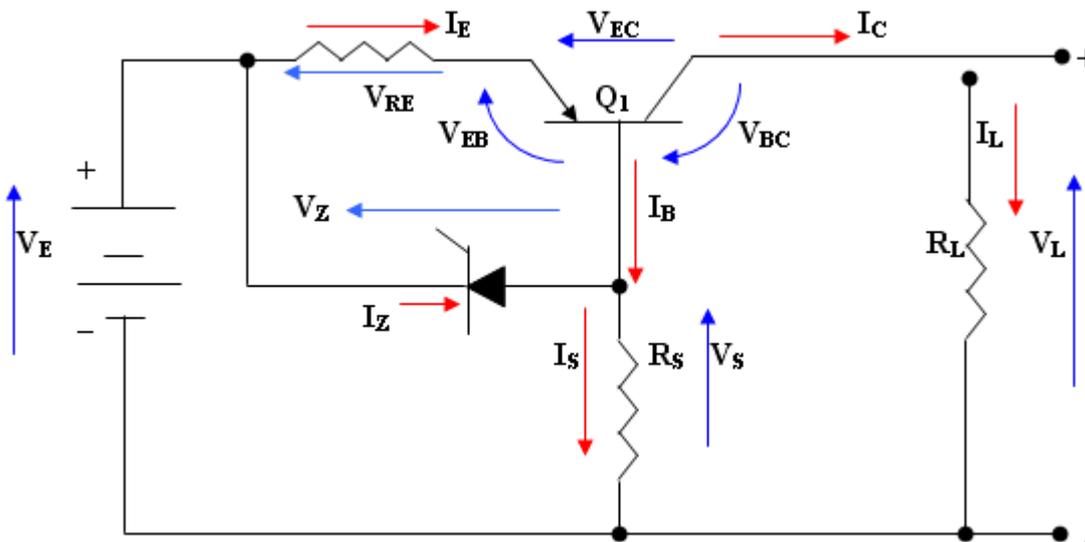
Pelos itens acima o zener opera dentro das condições normais e na faixa de operação I_{ZMAX} e I_{ZMIN} .

- 1) $P_{C_{MAX}} = V_{EC_{MAX}} \cdot I_L = 0,1 \cdot 500\text{mA} = 50\text{mW}$.
- 2) $P_{C_{MAX}} = V_{EC_{MAX}} \cdot I_L = 5,6 \cdot 500\text{mA} = 2,8\text{W}$.
- 4) $P_{C_{MAX}} = V_{EC_{MAX}} \cdot I_L = 7,6 \cdot 500\text{mA} = 4,05\text{W}$.

Pelo item 3 acima, vemos que o transistor opera dentro da especificação, pois a potência dissipada real máxima é de 3,8W contra 4W de potência teórica.

EXERCÍCIOS PROPOSTOS

Responda as questões de 1 a 8 referentes ao circuito abaixo, segundo os dados e especificações a seguir. Dados: $V_Z = 5,6\text{V}$, $P_{Z_{MAX}} = 560\text{mW}$, $\beta_{MIN} = 50$, $P_{C_{MAX}} = 5\text{W}$, $V_{EC_{MAX}} = 80\text{V}$, $V_{EC_{MIN}} = 0,3\text{V}$, $V_{EB} = 0,6\text{V}$. Considerar $I_{Z_{MAX}} = P_Z/V_Z$ e $I_{Z_{MIN}} = 10\% I_{Z_{MAX}}$.



1.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a corrente de saída, sabendo-se que $V_E = 10\text{V}$ e $R_L = 10\Omega$ e $R_E = 20\Omega$.

- a) $I_{SAÍDA} = 150\text{mA}$
- b) $I_{SAÍDA} = 500\text{mA}$
- c) $I_{SAÍDA} = 200\text{mA}$
- d) $I_{SAÍDA} = 250\text{mA}$
- e) $I_{SAÍDA} = 100\text{mA}$

Resposta: d

2.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a tensão em R_L , sabendo-se que a tensão de entrada $V_E = 10\text{V}$ e $R_L = 10\Omega$.

- a) $V_{RL} = 4,5\text{V}$
- b) $V_{RL} = 5,5\text{V}$
- c) $V_{RL} = 4,0\text{V}$
- d) $V_{RL} = 5,0\text{V}$
- e) $V_{RL} = 2,5\text{V}$

Resposta: e

3.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a corrente que circula no transistor, sabendo-se que $V_E = 10V$ e $R_L = 0$.

- a) $I = 440mA$
- b) $I = 250mA$
- c) $I = 440mA$
- d) $I = 500mA$
- e) $I = 500mA$

Resposta: b

4.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a potência consumida no transistor e na saída, sabendo-se que $V_E = 10V$ e $R_L = 10\Omega$.

- a) $P_C = 1,25W$ e $P_{SAÍDA} = 1,25W$
- b) $P_C = 2,5W$ e $P_{SAÍDA} = 2,5W$
- c) $P_C = 4,0W$ e $P_{SAÍDA} = 5,0W$
- d) $P_C = 5,0W$ e $P_{SAÍDA} = 5,0W$
- e) $P_C = 4,0W$ e $P_{SAÍDA} = 5,0W$

Resposta: a

5.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a corrente no zener e na base do transistor, sabendo-se que $V_E = 10V$ e $R_S = 44\Omega$ e $R_L = 10\Omega$.

- a) $I_Z = 95mA$ e $I_B = 5mA$
- b) $I_Z = 100mA$ e $I_B = 5mA$
- c) $I_Z = 50mA$ e $I_B = 15mA$
- d) $I_Z = 100mA$ e $I_B = 20mA$
- e) $I_Z = 95mA$ e $I_B = 10mA$

Resposta: a

6.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a tensão mínima a ser aplicado na entrada, sabendo-se que $R_S = 44\Omega$ e $R_L = 10\Omega$ do ponto de vista do zener.

- a) $V_{EMIN} = 7,48V$
- b) $V_{EMIN} = 7,42V$
- c) $V_{EMIN} = 6,26V$
- d) $V_{EMIN} = 7,5V$
- e) $V_{EMIN} = 5,0V$

Resposta: c

7.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta para a tensão máxima a ser aplicado na entrada, sabendo-se que $R_S = 44\Omega$ e $R_L = 10\Omega$ do ponto de vista do transistor.

- a) $V_{EMAX} = 86,48V$
- b) $V_{EMAX} = 27,5V$
- c) $V_{EMAX} = 90,44V$
- d) $V_{EMAX} = 80,84V$
- e) $V_{EMAX} = 85,0V$

Resposta: b

8.o Exercício: Indique qual das alternativas é correta, sabendo-se que $V_E = 10V$ e $R_S = 44\Omega$ e $R_L = 0\Omega$.

- a) O transistor queima com $P_C = 10W$
- b) O transistor está no limite com $P_C = 5W$
- c) O transistor queima com $P_C = 25W$
- d) O transistor queima com $P_C = 20W$
- e) O transistor opera normal com $P_C = 1,25W$

Resposta: e

BIBLIOGRAFIA

Referência: **Livro Texto: Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos.**

Autores: Robert Boylestad e Louis Nashelsky, editora Pearson, Prentice Hall, 11.a edição, ano 2013.

OUTRAS REFERÊNCIAS

- 12. Microeletrônica – Sedra, A.S e Smith, K,C – 5.a edição Pearson.
- 13. Eletrônica Vol.1 – Malvino, A.P – 14.a edição, Editora Makron,
- 14. Circuitos Elétricos - Nilsson, J. W. / Riedel, S. A. / Marques, A. S., ano de 2008 Prentice Hall Brasil.
- 15. Circuitos com transistores Bipolares e MOS - Silva, M. M./Calouste, G., ano de 2010.
- 16. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos, V.1 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.
- 17. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos, V.2 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.

CIRCUITOS ELETRÔNICOS

MÓDULO QUATRO: AMPLIFICADOR DE PEQUENOS SINAIS A JFET.

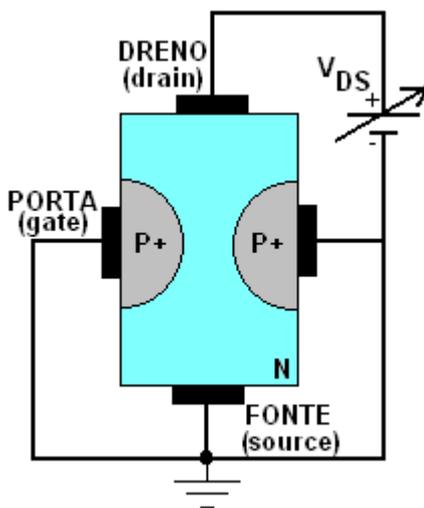
INTRODUÇÃO: O transistor J-FET é da família de transistores por efeito de campo. Compõem essa família o transistor de junção J-FET, o transistor mosfet modo depleção e o mosfet modo intensificação. O termo J-FET significa um transistor de junção e o termo “mosfet” significa “metal oxide surface”, depósito de uma camada fina de óxido de silício sobre a superfície do semiconductor. São transistores com grande número de aplicações no campo da eletrônica, o J-FET nos circuitos analógicos e o MOSFET circuitos de pulsos. O J-FET é o principal elemento para a construção dos amplificadores de pequenos sinais por ter característica de alta impedância de entrada, boa resposta em frequência e de simples e comum polarização. O MOSFET trataremos nos próximos módulos.

TECNOLOGIA DO JFET – Apresentamos a seguir o processo de fabricação e o funcionamento do dispositivo, tudo de forma bem resumida. Detalhes maiores no livro referência.

FABRICAÇÃO: O processo se resume na seqüência a seguir:

1. Parte-se de uma pastilha de silício do tipo P ou N;
2. Difunde-se 2 camadas tipo N+ ou P+ de acordo com a pastilha de silício;
3. Inserem-se terminais no dreno, fonte e nas camadas as portas;

FUNCIONAMENTO: Aplica-se uma polarização entre dreno e fonte V_{DS} e aterramos o terminal da fonte com os terminais das portas. Entre dreno e fonte formará um canal como mostrado a seguir.



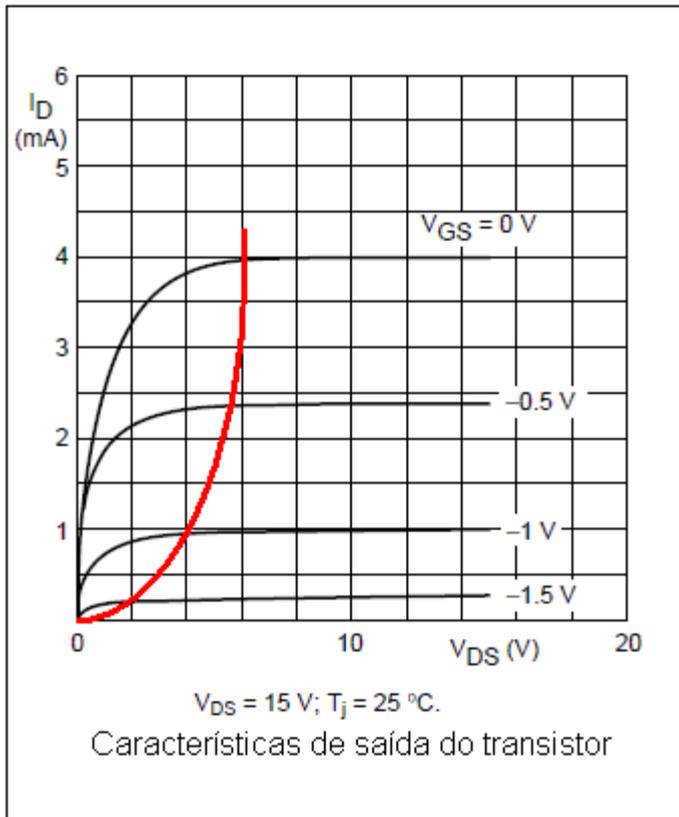
Início: A tensão V_{DS} varia linearmente de 0 a V_{DS} máximo.

Efeito: O canal N formado entre as regiões P+ vai estrangulando, conforme o aumento de V_{DS} , pois as junções P+N estão reversamente polarizadas e ocorre a expansão da zona de depleção. Quando o canal é estrangulado a tensão a qual provoca esse efeito é chamada de “pinch-off” ou tensão de estrangulamento V_P . Pode-se controlar a corrente que circula entre dreno e fonte modulando-se o canal N, pela polarização da junção PN. Nesse caso, $V_{GS} = 0$, o canal apresenta uma determinada resistência entre dreno e fonte e, portanto tensões que variam ao longo do corpo do canal, sendo máxima no dreno e mínima na fonte. A corrente entre dreno e fonte cresce linearmente para baixas tensões de V_{DS} até o ponto onde ocorre o “pinch-off”, nesse ponto em diante a corrente permanece constante, pois é uma região de saturação e quando $V_{GS} = 0$ a corrente I_{DSS} e será máxima a circular pelo dispositivo.

Aplicando-se uma polarização independente negativa e constante entre os terminais de fonte e porta pode-se obter o estrangulamento do canal N aplicando-se uma tensão menor em V_{DS} . Por exemplo, suponha que atingimos o estrangulamento do canal N com uma tensão V_{DS} igual a +4V. Se aplicarmos entre porta e fonte uma tensão reversa de -2V, então o canal será estrangulado com uma tensão de V_{DS} menor do que +4V e a corrente que circula no canal será menor do que I_{DSS} , pois a tensão aplicada em V_{DS} foi menor do que a inicial de +4V. A curva a seguir mostra a curva

característica $V_{DS} \times I_D$ para várias tensões de V_{GS} . Os pontos de estrangulamento estão na curva em vermelho que é uma parábola.

CURVA CARACTERÍSTICA DO JFET TÍPICO



Obs.: Os pontos das intersecções entre a equação de Schocley: $I_D = I_{DSS}(1 - V_{GS}/V_P)^2$ e na curva em vermelho estão os pontos de constricção ou seja os pontos onde é o início da corrente de dreno de saturação. Do gráfico vemos que para $V_P = -6\text{ V}$ para $V_{GS} = 0$.

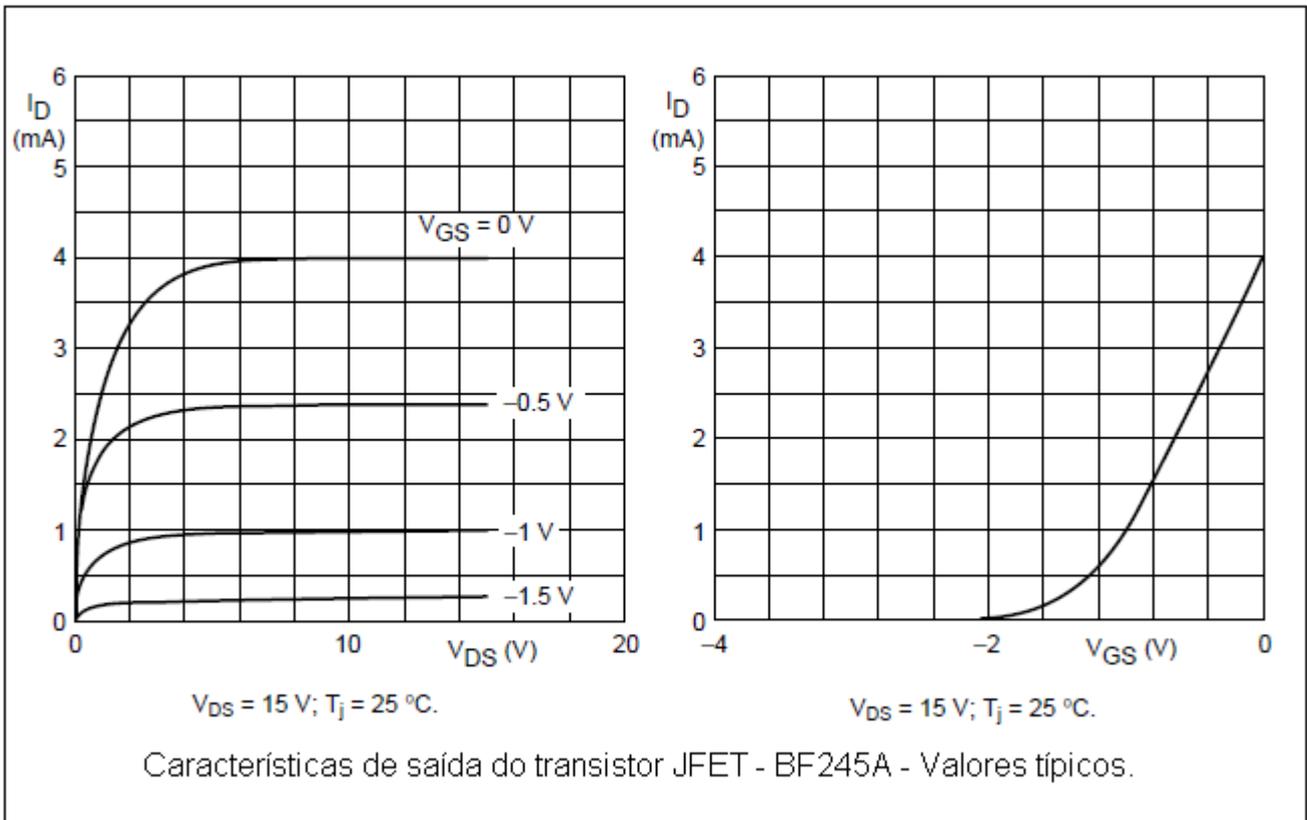
EQUAÇÃO DE SCHOCLEY

O comportamento do JFET pode ser descrito por uma equação matemática de segundo grau chamada de equação de Schocley. A parábola descrita pela equação envolve parâmetros como a corrente I_D , a tensão entre o terminal da porta e fonte V_{GS} , a tensão de estrangulamento “pinch-off” e a corrente máxima de dreno I_{DSS} . Esses parâmetros determinarão a polarização particular para o JFET. Cada JFET tem seus próprios parâmetros e assim uma equivalência deverá ser cuidadosamente estudada, pois a influência é grande na polarização do transistor. Por exemplo, o transistor **JFET BF245** possui três tipos especificados A,B e C e os parâmetros são completamente diferentes.

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

CURVA CARACTERÍSTICA DO JFET.

Os parâmetros I_{DSS} e V_P são dados do transistor JFET e a partir da equação de Schocley é possível construir as curvas características. As curvas características são apresentadas a seguir de $I_D \times V_{DS}$ e de $I_D \times V_{GS}$. As curvas serão muito úteis na polarização do transistor na construção de circuitos.

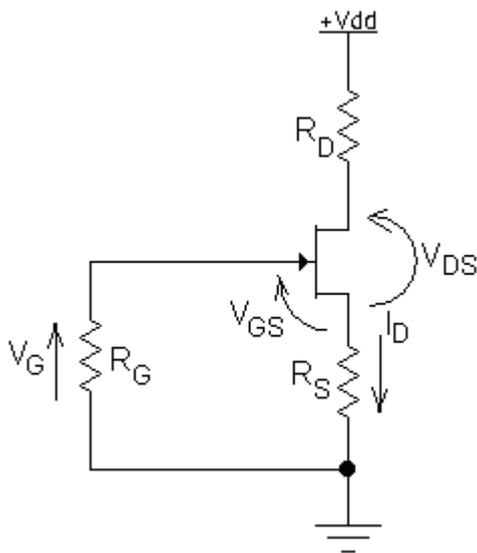


POLARIZAÇÃO DO JFET

Podemos construir dois circuitos básicos para a polarização do JFET, autopolarização e divisor de tensão. Os circuitos podem ser utilizados na construção dos amplificadores de pequenos sinais.

AUTOPOLARIZAÇÃO

O circuito de autopolarização é um circuito que aproveita a característica do transistor em zero Volt para auto se polarizar. O ponto quiescente Q depende dos parâmetros do transistor e a corrente I_D depende de V_{GS} e da tensão de estrangulamento V_P . O circuito é apresentado a seguir.



Relações de correntes x tensões no circuito.

$$I_D = I_{DSS}[1 - (V_{GS}/V_P)]^2, \text{ equação de Schocley; (1)}$$

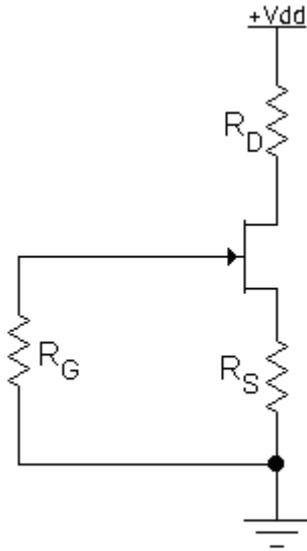
$$V_{dd} = V_{DS} + I_D (R_S + R_D), \text{ (3) sendo } V_{DS} \geq (V_{GS} - V_P)$$

$$V_G = 0; V_{GS} = - R_S I_D; \text{ (2)}$$

Obs.: A intersecção entre a curva (1) parábola e a (2) a reta define o ponto quiescente ou de trabalho do circuito.

DETERMINAÇÃO DO PONTO QUIESCENTE DO CIRCUITO

Para determinar o ponto quiescente do circuito, a partir dos dados do transistor I_{DSS} e V_P e do componente R_S e R_D , e da fonte de polarização V_{dd} existem dois métodos sendo gráfico e algébrico.



SOLUÇÃO: Modo gráfico

Procedimento:

1. Construir 2 tabelas com os parâmetros I_D e V_{GS} ;
2. Traçar a curva $I_D \times V_{GS}$, use a equação de Schocley;
3. Calcular valores de I_D impondo valores de $V_{GS} = f(V_P)$;
4. Traçar a curva $I_D \times V_{GS}$, use a equação $V_{GS} = -R_S I_D$;
5. Achar o ponto de polarização $Q(I_{Dq}, V_{GSq})$;
6. Do ponto Q, no eixo horizontal projete I_D e no vertical V_{GS} ;
7. Calcule V_{DS} usando a relação (3).

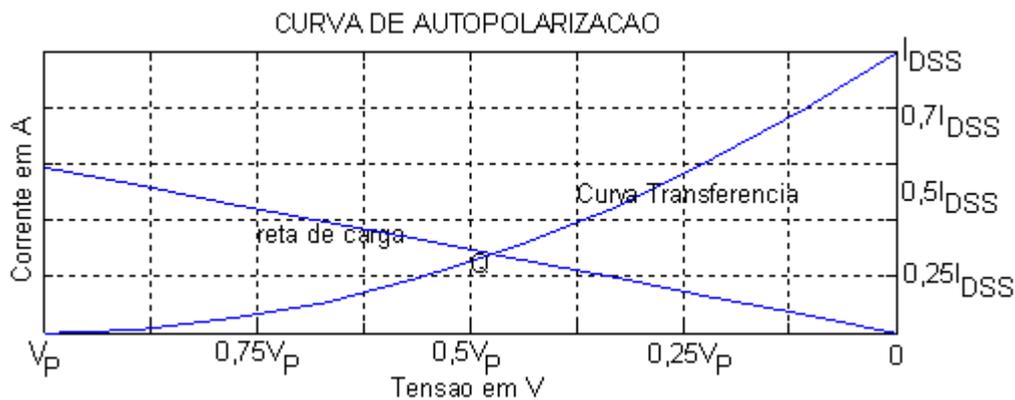
Tabela I

V_{GS}	I_D
0	I_{DSS}
$0,25V_P$	$0,5I_{DSS}$
$0,5V_P$	$0,25I_{DSS}$
$0,70V_P$	$0,1I_{DSS}$
V_P	0

Tabela II

V_{GS}	I_D
0	0
-1	$1/R_S$

Graficamente a curva média é traçada de acordo com os pontos da tabela I e II.



SOLUÇÃO: Modo algébrico

Usando a equação de Schocley: $I_D = I_{DSS}[1 - (V_{GS}/V_P)^2]$ (1) e a relação (2) $V_{GS} = -R_S I_D$, temos:

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

Substituindo (2) em (1): $V_{GS} = -R_S I_D$, teremos:

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} V_P^2 = (V_P^2 - 2V_P(-R_S I_D) + (-R_S I_D)^2); \quad (3)$$

Desenvolvendo (3), temos:

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} V_P^2 = V_P^2 + 2V_P R_S I_D + R_S^2 I_D^2; \quad (4)$$

Rearranjando a equação (4), temos:

$$R_S^2 I_D^2 + (2V_P R_S - \frac{V_P^2}{I_{DSS}}) I_D + V_P^2 = 0 \quad (5), \text{ a equação do segundo grau: } Ax^2 + Bx + C = 0.$$

Relacionando os coeficientes da equação A, B e C com os termos da equação (5), temos:

$$A = R_S^2, B = (2V_P R_S - \frac{V_P^2}{I_{DSS}}) \text{ e } C = V_P^2;$$

A solução da equação de segundo grau leva a duas raízes I_D' e I_D'' , a raiz escolhida será a menor entre elas.

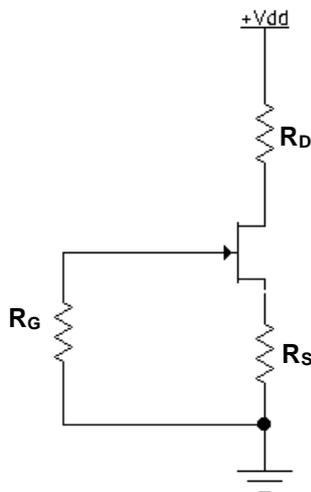
$$I_D = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}$$

A partir da determinação da corrente quiescente do circuito I_D , se determina os outros parâmetros como a tensão em (2) V_{GS} e em (3) V_{DS} .

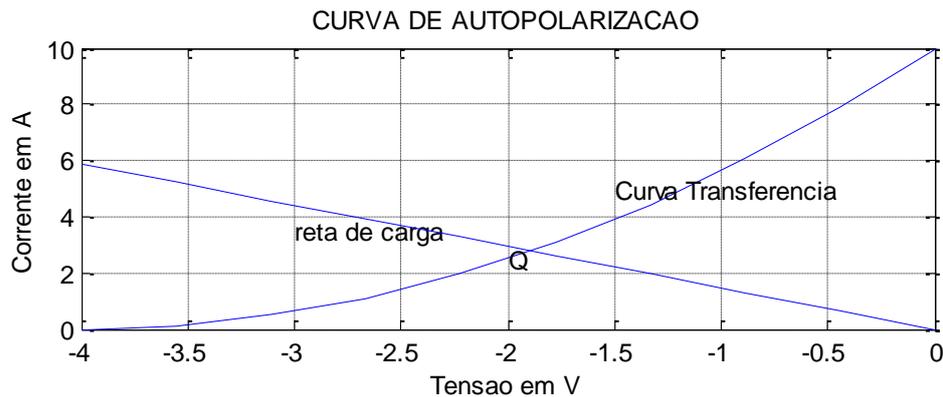
EXERCÍCIO: Para o amplificador a seguir, são dados:

$I_{DSS} = 10\text{mA}$, $V_P = -4\text{V}$, $R_S = 680\Omega$, $R_D = 2\text{K}\Omega$, $V_{dd} = 12\text{V}$, $R_G = 1\text{M}\Omega$. Pede-se:

- a) O valor de I_{Dq} e V_{GSq} , solução pelo método gráfico.
- b) O valor de I_{Dq} e V_{GSq} , solução pelo método algébrico.
- c) O valor de V_{DS} .



Solução : O valor de V_{GSq} e I_{Dq} , serão retirados do gráfico a seguir.



Os valores retirados do gráfico são:

$$V_{GSq} = -1,9V \text{ e } I_{Dq} = 2,8mA.$$

b) Método algébrico.

Resulta:

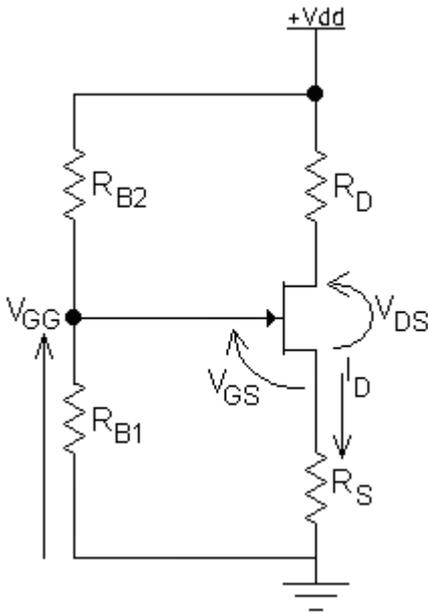
$$R_S^2 I_D^2 + 2(V_P \cdot R_S - V_P^2 / 2I_{DSS})I_D + V_P^2 = 0$$

$$V_{GSq} = -1,89V \text{ e } I_{Dq} = 2,78mA. \text{ (Solução mais adequada).}$$

$$c) V_{DS} = V_{DD} - I_D(R_S + R_D) = 12 - 2,78 \cdot 10^{-3} \cdot (680 + 2000) = 4,54V.$$

DIVISOR DE TENSÃO

O circuito divisor de tensão é um circuito muito utilizado na polarização do ponto quiescente. É um circuito que apresenta estabilidade no ponto de operação, pois o ponto é amarrado pelos resistores inseridos no terminal da porta. O circuito a seguir apresenta o circuito a JFET do divisor de tensão.



Relações de correntes x tensões no circuito.

$$I_D = I_{DSS}[1 - (V_{GS}/V_P)]^2, \text{ equação de Schocley; (1)}$$

$$V_{dd} = V_{DS} + I_D (R_S + R_D), \text{ (3) sendo } V_{DS} \geq (V_{GS} - V_P)$$

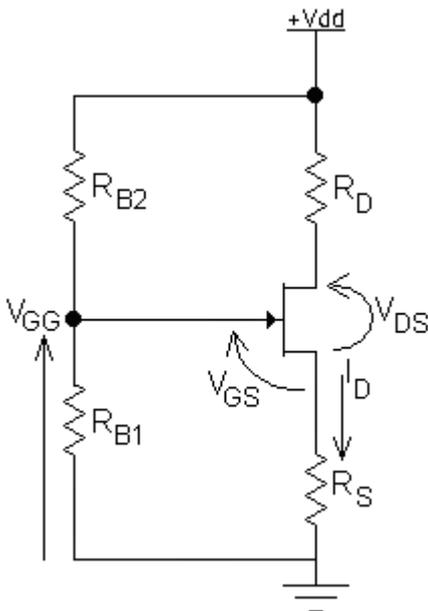
$$V_{GG} = V_{dd} \cdot R_{B1} / (R_{B1} + R_{B2});$$

$$V_{GS} = V_{GG} - R_S I_D; \text{ (2)}$$

Obs.: A intersecção entre a curva (1) parábola e a (2) a reta define o ponto quiescente ou de trabalho do circuito.

DETERMINAÇÃO DO PONTO QUIESCENTE DO CIRCUITO

Para determinar o ponto quiescente do circuito, a partir dos dados do transistor I_{DSS} e V_P e dos componentes R_{B1} , R_{B2} , R_S e R_D , e da fonte de polarização V_{dd} existem dois métodos sendo gráfico e algébrico.



SOLUÇÃO: Modo gráfico

Procedimento:

1. Construir 2 tabelas com os parâmetros I_D e V_{GS} ;
2. Traçar a curva $I_D \times V_{GS}$, use a equação de Schocley;
3. Calcular valores de I_D impondo valores de $V_{GS} = f(V_P)$;
4. Traçar a curva $I_D \times V_{GS}$, use a equação $V_{GS} = V_{GG} - R_S I_D$;
5. Achar o ponto de polarização $Q(I_{Dq}, V_{GSq})$;
6. Do ponto Q, no eixo horizontal projete I_D e no vertical V_{GS} ;
7. Calcule V_{DS} usando a relação (3).

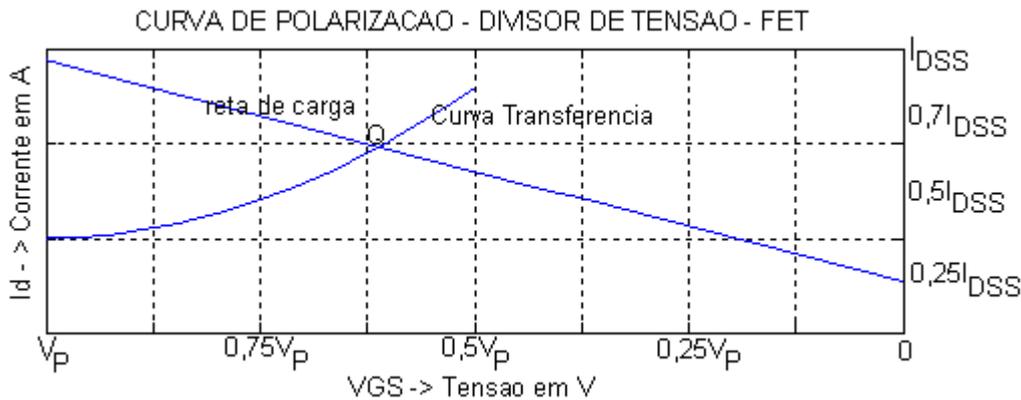
Tabela I

V_{GS}	I_D
0	I_{DSS}
$0,25V_P$	$0,5I_{DSS}$
$0,5V_P$	$0,25I_{DSS}$
$0,70V_P$	$0,1I_{DSS}$
V_P	0

Tabela II

V_{GS}	I_D
V_{GG}	0
0	V_{GG}/R_S

Gráficamente a curva média é traçada de acordo com os pontos da tabela I e II.



SOLUÇÃO: Modo algébrico

Usando a equação de Schocley: $I_D = I_{DSS}[1 - (V_{GS}/V_P)^2]$ (1) e a relação (2) $V_{GS} = V_{GG} - R_S I_D$, temos:

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

Substituindo (2) em (1): $V_{GS} = V_{GG} - R_S I_D$, teremos:

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} V_P^2 = (V_P^2 - 2V_P(V_{GG} - R_S I_D) + (V_{GG} - R_S I_D)^2); \quad (3)$$

Desenvolvendo (3), temos:

$$\frac{I_D}{I_{DSS}} V_P^2 = V_P^2 - 2V_P V_{GG} + 2V_P R_S I_D + V_{GG}^2 - 2V_{GG} R_S I_D + R_S^2 I_D^2; \quad (4)$$

Rearranjando a equação (4), temos:

$$R_S^2 I_D^2 + (2V_P R_S - 2V_{GG} R_S - \frac{V_P^2}{I_{DSS}}) I_D + V_{GG}^2 - 2V_P V_{GG} + V_P^2 = 0 \quad (5),$$

$$R_S^2 I_D^2 + 2R_S[(V_P - V_{GG}) - \frac{V_P^2}{2R_S I_{DSS}}] I_D + (V_P - V_{GG})^2 = 0, \text{ onde a equação do segundo grau: } Ax^2 + Bx + C = 0.$$

Relacionando os coeficientes da equação A, B e C com os termos da equação (5), temos:

$$A = R_S^2, B = (2R_S[V_P - V_{GG}] - \frac{V_P^2}{2R_S I_{DSS}}) \text{ e } C = (V_P - V_{GG})^2;$$

A solução da equação de segundo grau leva a duas raízes I_D' e I_D'' , a raiz escolhida será a menor entre elas.

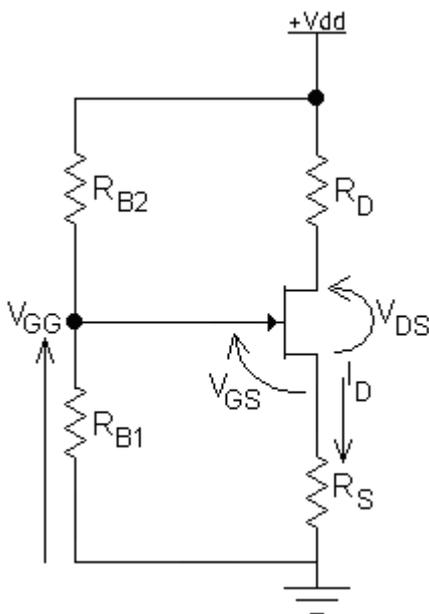
$$I_D = \frac{-B \pm \sqrt{B^2 - 4AC}}{2A}$$

A partir da determinação da corrente quiescente do circuito I_D , se determina os outros parâmetros como a tensão em (2) V_{GS} e em (3) V_{DS} .

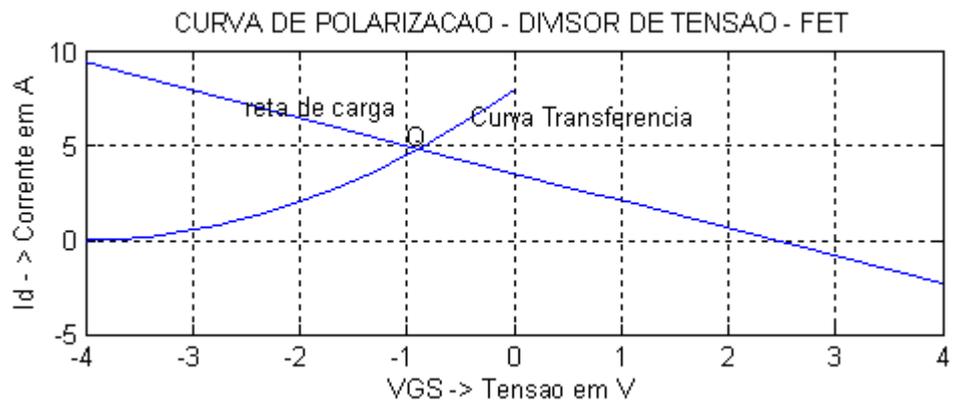
EXERCÍCIO: Para o amplificador a FET, são dados: $V_{DD} = 12V$, $I_{DSS} = 8mA$, $R_D = 1K$, $R_S = 680\Omega$, $V_P = -4V$, $R_{B1} = 200K$, $R_{B2} = 50K$. Pede-se :

- O valor de I_{Dq} e V_{GSq} , solução pelo método gráfico.
- O valor de I_{Dq} e V_{GSq} , solução pelo método algébrico.
- O valor de V_{DS} .

Solução : Pelo método gráfico, a polarização será :



a) Método gráfico



$V_{GSq} = -0,9V$ e $I_{Dq} = 4,9mA$.

b) Método algébrico

Pelo método gráfico, os valores de

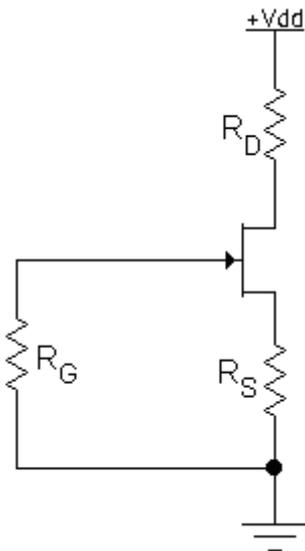
$$R_S^2 + 2.R_S.(V_P - V_{GG}) - 2.V_P/I_{DSS} + (V_P - V_{GG})^2 = 0$$

Daí, $I_{Dq} = 4,84mA$ e $V_{GSq} = -0,89V$.

c) O valor de $V_{DS} = V_{DD} - I_D.(R_S + R_D) = 8,71V$.

EXERCÍCIOS PROPOSTOS

As questões de 1 a 4 se referem a figura e os dados a seguir: Dados: $I_{DSS} = 10\text{mA}$, $V_P = -4\text{V}$, $P_D = 100\text{mW}$ e $V_{DD} = 20\text{V}$ e $R_G = 1\text{M}\Omega$.



1.o Exercício: São dados para o circuito de autopolarização: $I_D = 5\text{mA}$, $R_D = 2\text{K}$ e $R_S = 0.5\text{K}$. Qual a tensão V_{DS} e V_{GS} .

- a) $V_{DS} = 10,0\text{V}$ e $V_{GS} = -5,0\text{V}$
- b) $V_{DS} = 7,5\text{V}$ e $V_{GS} = -5,0\text{V}$
- c) $V_{DS} = 7,5\text{V}$ e $V_{GS} = -2,5\text{V}$
- d) $V_{DS} = 5,0\text{V}$ e $V_{GS} = -5,0\text{V}$
- e) $V_{DS} = 5,0\text{V}$ e $V_{GS} = -2,5\text{V}$

Resposta: c

2.o Exercício: São dados para o circuito de autopolarização: $I_D = 5\text{mA}$, $R_D = 2\text{K}$ e $R_S = 0.5\text{K}$. Qual a potência entre dreno e fonte P_{DS} .

- a) $P_D = 37,5\text{mW}$
- b) $P_D = 37,5\text{mW}$
- c) $P_D = 27,5\text{mW}$
- d) $P_D = 27,0\text{mW}$
- e) $P_D = 35,0\text{mW}$

Resposta: a

3.o Exercício: São dados para o circuito de autopolarização: Para $V_{GS} = 0\text{V}$ e $R_D = 1\text{K}$. Qual a corrente I_D ?

- a) $I_D = 1,0\text{mA}$
- b) $I_D = 2,5\text{mA}$
- c) $I_D = 7,5\text{mA}$
- d) $I_D = 5,0\text{mA}$
- e) $I_D = 10\text{mA}$

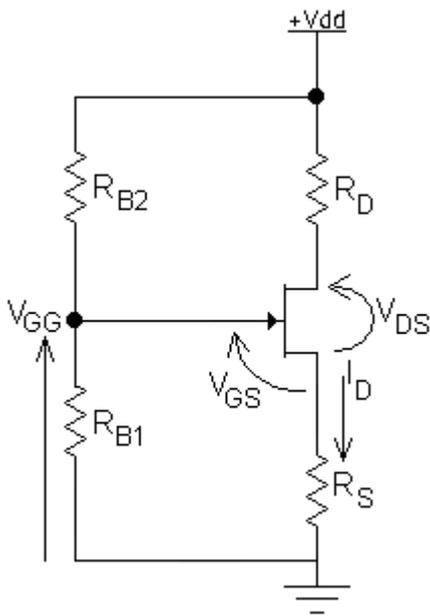
Resposta: e

4.o Exercício: Responda qual a alternativa correta.

- a) No circuito de autopolarização a tensão V_{GS} é sempre igual a zero.
- b) A corrente é máxima quando a tensão V_{GS} é máxima e maior que zero.
- c) A corrente é máxima quando a tensão V_{GS} é igual a zero.
- d) Quando a tensão V_{GS} é igual a V_P a corrente é máxima.
- e) A tensão V_P deve ser igual a zero quando V_{GS} é igual a zero.

Resposta: c

As questões de 5 a 8 são referentes aos dados e figura a seguir: Dados $V_{DD} = 20V$, $I_{DSS} = 10mA$ e $V_P = -5V$ e $P_D = 100mW$.



5.o Exercício: No circuito amplificador a divisor de tensão, são dados: $R_{B1} = 20K$, $R_{B2} = 80K$, $R_S = 1K$ e $I_D = 8,0mA$, qual a tensão V_{GS} ?

- a) $V_{GS} = - 2,0V$
- b) $V_{GS} = + 2,0V$
- c) $V_{GS} = - 1,0V$
- d) $V_{GS} = - 4,0V$
- e) $V_{GS} = + 1,0V$

Resposta: d

6.o Exercício: No circuito amplificador a divisor de tensão, são dados: $R_{B1} = 40K$, $R_{B2} = 60K$, $R_S = 1K$ e $I_D = 4,0mA$, qual a tensão V_{GG} ?

- a) $V_{GG} = + 2,0V$
- b) $V_{GG} = + 8,0V$
- c) $V_{GG} = + 1,0V$
- d) $V_{GG} = + 4,0V$
- e) $V_{GG} = + 6,0V$

Resposta: b

7.o Exercício: No circuito amplificador a divisor de tensão, são dados: $R_{B1} = 20K$, $R_{B2} = 80K$, $R_D = R_S = 1K$ e $I_D = 8,0mA$, qual a tensão V_{DS} e potência no transistor P_D ?

- a) $V_{DS} = + 2,0V$ e $P_D = 16mW$
- b) $V_{DS} = + 3,0V$ e $P_D = 24mW$
- c) $V_{DS} = + 1,0V$ e $P_D = 8mW$
- d) $V_{DS} = + 4,0V$ e $P_D = 32mW$
- e) $V_{DS} = + 8,0V$ e $P_D = 64mW$

Resposta: d

8.o Exercício: Indique qual das alternativas a seguir é a correta.

- a) A tensão V_{GG} é positiva e daí a tensão V_{GS} será positiva.
- b) A corrente I_D é máxima quando V_{GS} é igual a tensão V_P .
- c) A tensão V_{DS} diminui quando V_{GS} aumenta negativamente em direção à tensão V_P .
- d) A tensão V_{DS} é constante quando V_{GS} aumenta negativamente.
- e) A corrente de dreno aumenta quando V_{GS} tende a zero.

Resposta: e

BIBLIOGRAFIA

Referência: **Livro Texto: Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos.**

Autores: Robert Boylestad e Louis Nashelsky, editora Pearson, Prentice Hall, 11.a edição, ano 2013.

OUTRAS REFERÊNCIAS

- 18. Microeletrônica – Sedra, A.S e Smith, K,C – 5.a edição Pearson.
- 19. Eletrônica Vol.1 – Malvino, A.P – 14.a edição, Editora Makron,
- 20. Circuitos Elétricos - Nilsson, J. W. / Riedel, S. A. / Marques, A. S., ano de 2008 Prentice Hall Brasil.
- 21. Circuitos com transistores Bipolares e MOS - Silva, M. M./Calouste, G., ano de 2010.
- 22. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos, V.1 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.
- 23. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos, V.2 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.

DISCIPLINA: CIRCUITOS ELETRÔNICOS

MÓDULO CINCO: RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO AMPLIFICADOR DE PEQUENOS SINAIS A JFET E FREQUÊNCIA DE CORTE INFERIOR.

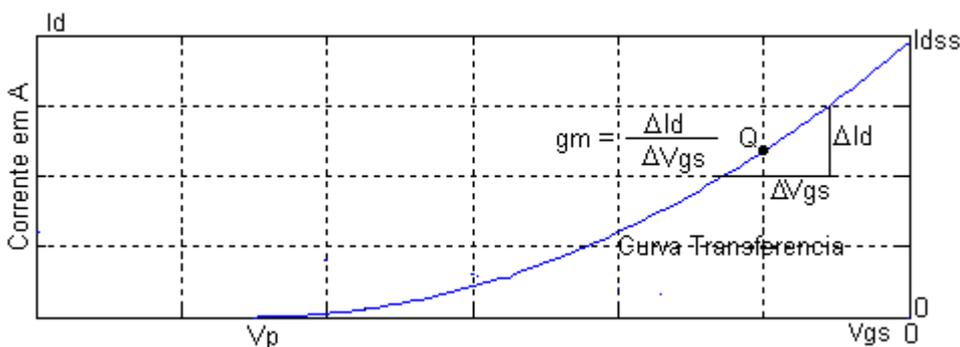
1. Introdução: O circuito amplificador de sinal a JFET possui ganho alto, uma impedância alta de entrada e ampla faixa de resposta em frequência. São aplicados para amplificar baixíssimos sinais. Diferente do transistor bipolar, a qual controla uma corrente alta de coletor através de baixa potência aplicada à base, através da aplicação de baixíssima tensão de entrada é possível controlar uma alta corrente de dreno. Pode operar na região linear ou em circuitos lógicos no corte e saturação.

2. Parâmetros: transcondutância, impedância de entrada e saída e ganho do circuito.

2.1 Transcondutância (gm) – O termo transcondutância é utilizado para a condutância (Relação corrente-tensão I / V), e é definida por:

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

A transcondutância (gm) pode ser determinada graficamente, através da curva de transferência $I_D \times V_{GS}$. É definida para o ponto de operação do circuito como a seguir:



2.2 RELAÇÃO DA TRANSCONDUTÂNCIA gm COM A EQUAÇÃO DE SCHOCLEY

Fazendo a derivada $d(I_D)$ em relação $d(V_{GS})$ da equação de Schocley, chegamos a seguinte relação da transcondutância gm.

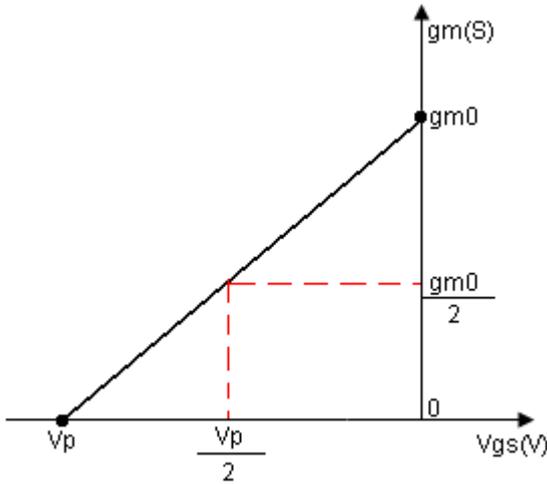
$$g_m = \frac{dI_D}{dV_{GS}} \Big|_Q = \frac{d}{dV_{GS}} \left[I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2 \right], \text{ a relação final de gm será:}$$

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right] \text{ e } g_{m0} = \frac{2I_{DSS}}{|V_P|}, \text{ onde } g_{m0} \text{ é para } V_{GS} = 0.$$

A relação final de gm, pode ser escrita como:

$$g_m = g_{m0} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right] \text{ e é dada em Siemens (S).}$$

2.3 GRÁFICO DE g_m versus V_{GS} .

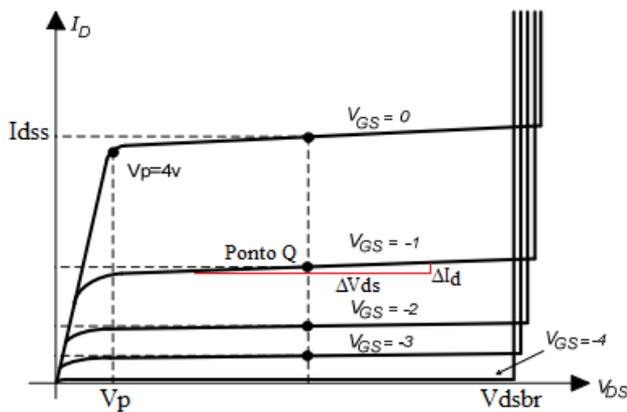


$$g_m = g_{m0} \left[1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right] = g_{m0} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}}$$

É muito comum encontrar nas folhas de dados o valor de g_m dado por g_{fs} ou y_{fs} , onde y indica que esse parâmetro de um circuito equivalente de admitâncias, f significa transferência direta e s terminal fonte. Então: $g_m = g_{fs} = y_{fs}$

2.4 IMPEDÂNCIA DE ENTRADA E SAÍDA

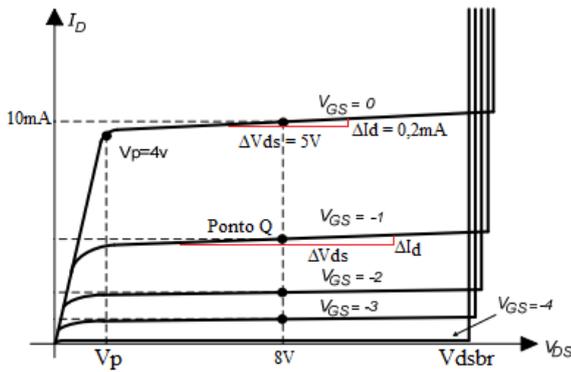
A impedância do FET é extremamente alta da ordem de $10^9 \Omega$ e a impedância de saída vale: $Z_i = \infty \Omega$ e a impedância de saída é igual a g_{os} onde $Z_0 = r_d = 1/g_{os}$ e $g_{os} = y_{os}$ e varia de 10 a $50 \mu S$. A impedância de saída é definida nas curvas características da figura a seguir de um JFET canal P. A inclinação da curva característica horizontal no ponto de operação. Notar que quanto mais horizontal for a inclinação da curva, maior a impedância de saída.



Uma aproximação para r_d pode ser escrita como:

$$r_d = \left. \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{V_{GS} = cte}$$

Exemplo: Determine a impedância de saída para o JFET da figura a seguir com $V_{GS} = -2V$ e $V_{DS} = 8V$.



Para o ponto $V_{GS} = 0V$ e $V_{DS} = 8V$ traçar uma reta tangente e $\Delta V_{DS} = 5V$ e $\Delta I_D = 0,2mA$. Como:

$$r_d = \left. \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{V_{GS}=\text{cte}}$$

$$r_D = \frac{5V}{0,2mA} = 25K\Omega$$

Para o ponto $V_{GS} = -1V$ e $V_{DS} = 8V$ traçar uma reta tangente e $\Delta V_{DS} = 8V$ e $\Delta I_D = 0,1mA$. Então:

$$r_d = \left. \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{V_{GS}=\text{cte}} \quad r_D = \frac{8V}{0,1mA} = 80K\Omega$$

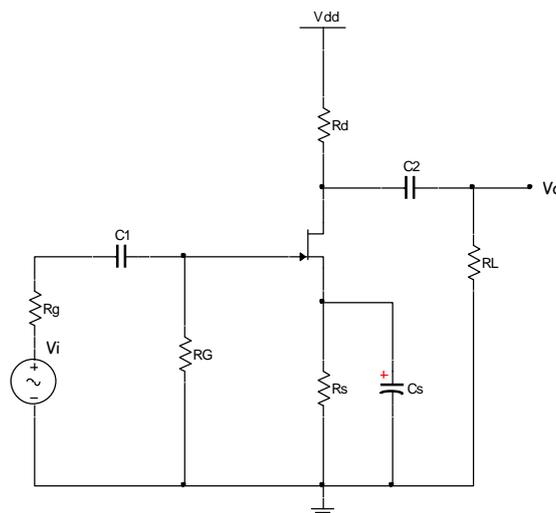
2.5 MODELO EQUÍVALENTE CA PARA O CIRCUITO A JFET.

CIRCUITO AUTOPOLARIZAÇÃO – Análise do modelo equivalente para o circuito amplificador em autopolarização a JFET.

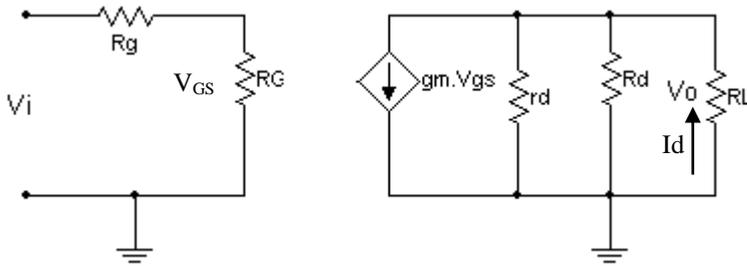
CONSIDERAÇÕES: Considerar para análise em baixa frequência as seguintes condições:

1. A fonte CC é um curto para sinal.
2. O capacitor no terminal fonte em paralelo com R_S um curto para sinal.

O circuito RC formado por R_g , R_G e C_1 e R_D , R_L e C_2 se comportam como um circuito passa alta e pode-se determinar a frequência de corte dos filtros. O circuito a seguir:



O modelo equivalente do circuito, análise em frequências médias onde os capacitores apresentam uma reatância capacitiva igual a zero. Do modelo equivalente calcula-se o ganho A_v .



DETERMINAÇÃO DO GANHO A_v .

Para a entrada, temos: $V_{GS} = V_i R_G / (R_g + R_G)$ e $R_G \gg R_g \Rightarrow V_{GS} = V_i$.

Para a saída $V_0 = -I_D (R_L // R_D // r_d)$ e simplificando a expressão, temos: $V_0 = -I_D (R_L // R_D)$.

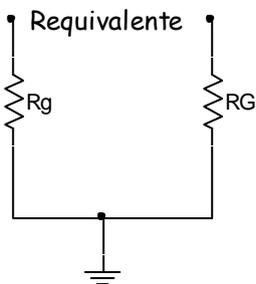
Como $I_D = g_m V_{GS} \Rightarrow V_0 = -g_m V_{GS} (R_L // R_D) \Rightarrow A_v = V_0 / V_i = -g_m (R_L // R_D)$.

Para a determinação da frequência de corte, temos:

$$f_{C_{1,2}} = \frac{1}{2\pi R_{equiv.1,2} C_{1,2}}$$

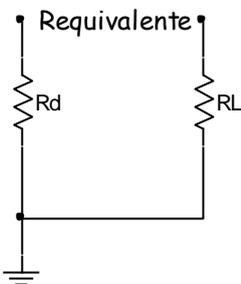
DETERMINAÇÃO DOS RESISTORES EQÜIVALENTES.

1. Entrada – O resistor equivalente da entrada é calculado pela resistência equivalente vista por C_1 . O $R_{equiv.1} = (R_G + R_g)$. A frequência de corte f_{C1} será dada por:



$$f_{C1} = \frac{1}{2\pi (R_g + R_G) C_1}$$

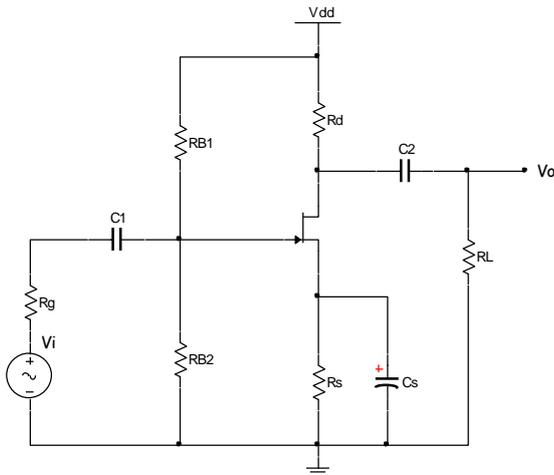
2. Saída - O resistor equivalente da saída é calculado pela resistência equivalente vista por C_2 . O $R_{equiv.2} = (R_D + R_L)$. A frequência de corte f_{C2} será dada por:



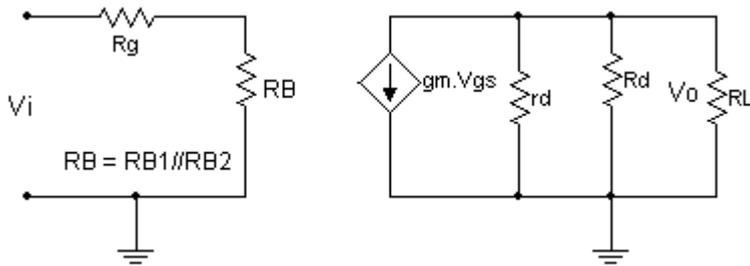
$$f_{C2} = \frac{1}{2\pi (R_D + R_L) C_2}$$

Obs.: Dentre as frequências de corte inferiores f_{C1} e f_{C2} escolhe-se como frequência de corte inferior a frequência de maior valor.

CIRCUITO DIVISOR DE TENSÃO - Análise do modelo equivalente para o circuito amplificador com divisor de tensão a JFET.



O modelo equivalente do circuito, análise em frequências médias onde os capacitores apresentam uma reatância capacitiva igual a zero. Do modelo equivalente calcula-se o ganho A_v .



$Z_{in} = R_B = (R_{B1} // R_{B2})$ e $Z_O = R_D // r_d$ e uma aproximação quando ($r_d \geq 10R_D$):
 $Z_O \cong R_D$.

DETERMINAÇÃO DO GANHO A_v .

Do modelo a entrada, temos: $V_{GS} = V_i R_B / (R_g + R_B)$.

Do modelo a saída $V_0 = -I_D (R_L // R_D // r_d)$ e simplificando a expressão, temos: $V_0 = -I_D (r_d // R_L // R_D)$.

Como $I_D = g_m V_{GS} \Rightarrow V_0 = -g_m V_{GS} (r_d // R_L // R_D) = -g_m V_i R_B / (R_g + R_B) (r_d // R_L // R_D)$ e o ganho $A_v = V_0 / V_i$,

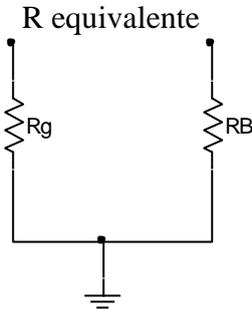
$$A_v = -g_m \frac{R_B}{R_g + R_B} (R_D // r_d // R_L) \cong -g_m \frac{R_B}{R_g + R_B} [R_D // R_L]$$

Para a determinação da frequência de corte, temos:

$$f_{C_{1,2}} = \frac{1}{2\pi R_{equiv.1,2} C_{1,2}}$$

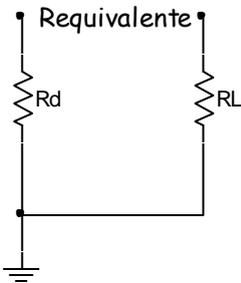
DETERMINAÇÃO DOS RESISTORES EQÜIVALENTES.

1. Entrada - O resistor equivalente da entrada é calculado pela resistência equivalente vista por C_1 . O $R_{\text{equivalente},1} = (R_B + R_g)$. A frequência de corte f_{C1} será dada por:



$$f_{C1} = \frac{1}{2\pi(R_g + R_B)C_1}$$

2. Saída - O resistor equivalente da saída é calculado pela resistência equivalente vista por C_2 . O $R_{\text{equivalente},2} = (R_D + R_L)$. A frequência de corte f_{C2} será dada por:



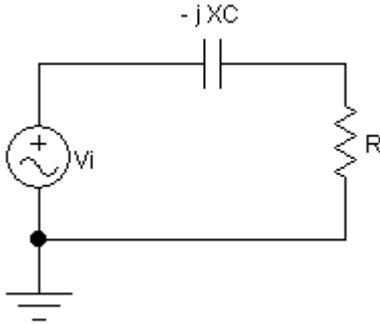
$$f_{C2} = \frac{1}{2\pi(R_D + R_L)C_2}$$

Obs.: Dentre as frequências de corte inferiores f_{C1} e f_{C2} escolhe-se como frequência de corte inferior a frequência de maior valor.

2.6 DIAGRAMA DE BODE COM A RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO AMPLIFICADOR A JFET.

a) Frequência de corte inferior.

A seguir apresentamos o circuito passa alta para a curva inicial do amplificador. Para frequências abaixo da frequência de corte o circuito atenua e na frequência zero a saída é zero.



Como $X_C = R$, na frequência de corte, temos: $1/\omega C = 1/2\pi f C = R$,

$$f = \frac{1}{2\pi RC}, \text{ Na frequência de corte } f = f_1, \text{ então } f_1 = \frac{1}{2\pi RC}$$

A função de transferência do circuito será:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R}{R - jX_C} = \frac{1}{1 - jX_C/R}$$

Na frequência de corte inferior $X_C = R$, temos:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R}{R - jX_C} = \frac{1}{1 - j1/f 2\pi RC} = \frac{1}{1 - j f_1 / f}$$

Quando $f_1 = f$, então:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{1^2 + 1^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$$

Calculando em dB, temos:

$$20 \log \frac{1}{\sqrt{2}} = -3 \text{dB}$$

Então na frequência de corte o ganho cai de 3dB ou de $\sqrt{2}$.

Chamando-se de $A_V = \frac{V_0}{V_i}$, temos:

$$20\log \frac{1}{\sqrt{1^2 + (f_1/f)^2}} = 20\log[(1^2 + (f_1/f)^2)^{-1/2}] = -10\log(1^2 + (f_1/f)^2)$$

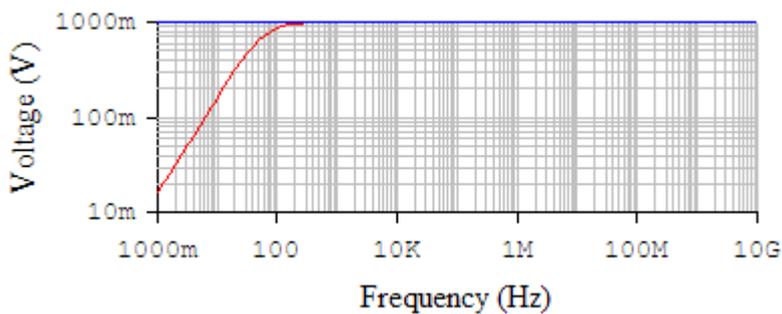
$A_v = -10 \log [1 + (f_1/f)^2]$, daí: Para f igual a:

a) $0,1f_1$ temos: $A_v = -10 \log [1 + 100] = -20\text{dB}$.

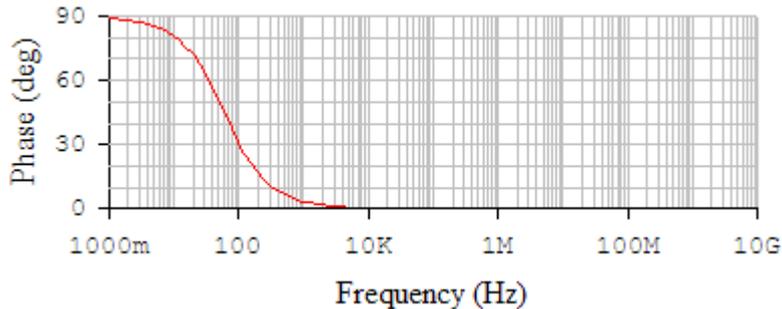
b) f_1 temos: $A_v = -10 \log [1 + 1] = -3\text{dB}$.

c) $10f_1$ temos: $A_v = -10 \log [1 + 0,01] = 0\text{dB}$

O gráfico de resposta em frequência do passa-alta, será:



A fase do circuito, será:



EXERCÍCIO: Determinar a resposta em frequência do amplificador de pequeno sinal a JFET auto polarização e a impedância de entrada e de saída, sabendo-se que: $V_{DD} = 15\text{V}$, $I_{DSS} = 12\text{mA}$, $C_{C1} = 0,02\mu\text{F}$, $C_{C2} = 0,02\mu\text{F}$, $y_{os} = 20\mu\text{S}$, $R_G = 1\text{M}$, $R_g = 10\text{K}\Omega$, $V_P = -4\text{V}$, $R_S = 1\text{K}$, $R_D = 2\text{K}$ e $R_L = 40\text{K}$, e $C_S = 100\mu\text{F}$. Repetir o problema sem C_S .

Solução:

Utilizando-se dos exemplos anteriores, $I_D = 2,26\text{mA}$ e $2,26\text{V}$.

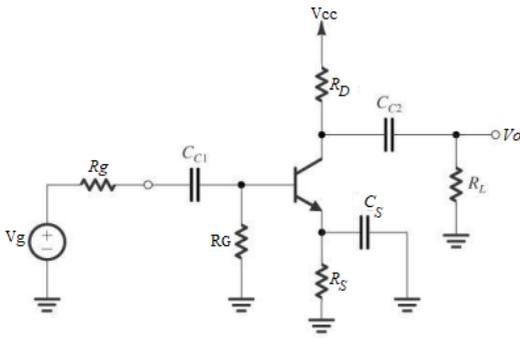
$$V_{GS} = -$$

Pode-se calcular outros parâmetros como g_m e A_v e $50\text{K}\Omega$.

$$r_d = 1/y_{os} =$$

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

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$



$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right) = \frac{2I_{DSS}}{V_p} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} = 2,61 \text{ mS}$$

$$A_v = -\frac{R_G}{R_g + R_G} (-g_m R_D // r_d // R_L) = -\frac{R_G}{R_g + R_G} [-g_m (r_d // R_D // R_L)]$$

O ganho será: $A_v = -4,97$

a) Resposta em frequência de corte inferior.

Considerar para a análise em frequência, as fontes de tensões e de sinal um curto e o circuito fonte comum (C_s muito grande apresenta reatância muito baixa em frequência).

$$f_{\text{INFA}} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_G + R_g) \cdot C_{C1}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \cdot (10^6 + 10^4) \cdot 0,02 \cdot 10^{-6}} = 7,88 \text{ Hz}$$

$$f_{\text{INF B}} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_D + R_L) \cdot C_{C2}} = \frac{1}{2 \times 3,14 \cdot (40 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^2) \cdot 0,02 \cdot 10^{-6}} = 189,56 \text{ Hz}$$

Entre as frequências de corte inferior, escolhe-se a maior frequência, ou seja: $f_{\text{INF B}} = 189 \text{ Hz}$.

c) Impedância de entrada

$$Z_{\text{IN}} = R_G = 1 \text{ M}\Omega$$

d) Impedância de saída

$$r_d = 1/20 \mu\text{S} = 50 \text{ K}\Omega$$

$$Z_0 = R_D // r_d = 2 \text{ K}\Omega, (r_d \geq 10 R_D)$$

e) Sem o capacitor C_s .

O ganho do estágio sem acoplamento de saída (Sem R_L), será:

$$A_v = \frac{-g_m \cdot R_D}{1 + g_m \cdot R_s} = \frac{2,61 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \text{ K}}{1 + 2,57 \cdot 10^{-3} \cdot 1 \text{ K}} = -1,44$$

f) O ganho do estágio com acoplamento de saída será:

$$A_V = - \frac{R_G}{R_f + R_G} \cdot \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_D} = -1,36$$

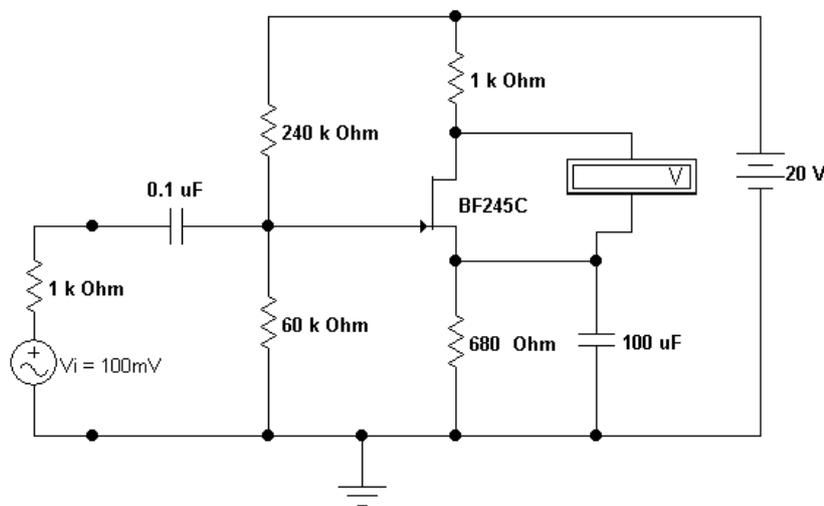
g) Impedância de entrada

$$Z_{IN} = R_G = 1M\Omega.$$

h) Impedância de saída

$$Z_O = R_D = 2K\Omega, (r_d \geq 10R_D)$$

EXERCÍCIO: Para o amplificador FET com a polarização por divisor de tensão, determinar a resposta em frequência.



Método 1 : Gráfico

1) Calcule a tensão de porta em relação à terra.

$$V_{GG} = 20 \cdot \frac{60K}{300K} = 4V.$$

Da equação da corrente, temos:

$I_D = I_{DSS} \cdot (1 - V_{GS} / V_P)$, onde I_{DSS} , V_{GS} , são dados do transistor.

Podemos traçar a curva de transferência, adotando valores para V_{GS} e calculando valores da corrente I_D . Por exemplo, para $V_{GS} = \{0, -1, -2, -4\}$; os valores de I_D , podem ser calculados.

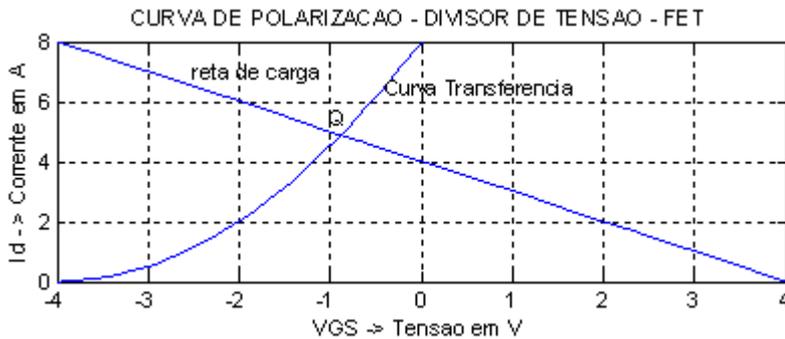
Com os valores de I_D e V_{GS} , pode-se traçar a curva de transferência, porém para retirar o ponto de trabalho, ou ponto quiescente Q, deve-se traçar a reta de carga. A equação da reta de carga é:

$$V_{GG} = V_{GS} + R_S I_D.$$

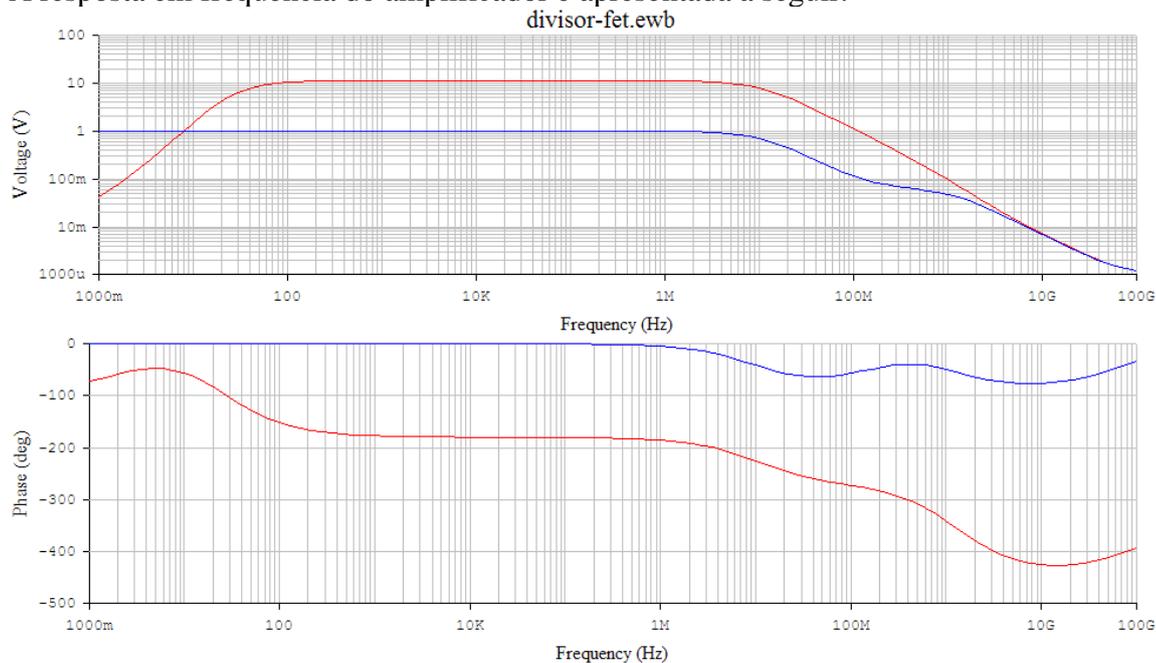
Novamente para traçar a reta de carga precisamos de 02 pontos, o primeiro fazendo $V_{GS} = 0$ e calculando $I_D = V_{GG} / R_S$ e o segundo fazendo $I_D = 0$ e calculando $V_{GS} = V_{GG}$.

O ponto de encontro entre estas 02 curvas define o ponto de trabalho do circuito. Do ponto Q pode-se prolongar uma reta paralela ao eixo V_{GS} e onde existe o encontro da paralela com o eixo define a corrente I_{Dq} e repetindo o processo para o eixo da corrente I_D , define-se a tensão V_{GSQ} .

A polarização do amplificador divisor de tensão é mostrada a seguir.



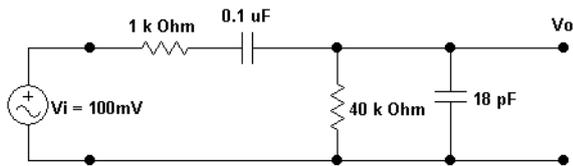
A resposta em frequência do amplificador é apresentada a seguir.



Cálculo da frequência de corte inferior.

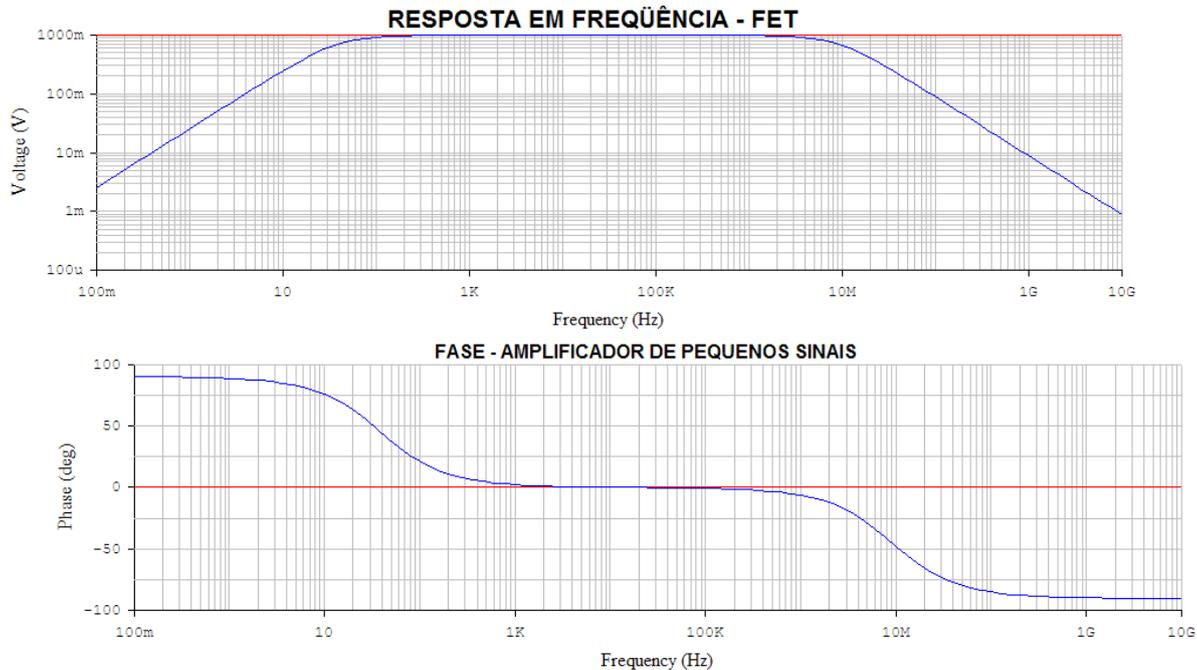
$$f_1 = \frac{1}{2 \times \pi (R_g + R_B)} = \frac{1}{2 \times 3,14 (1K + 48K)} = 32,5Hz.$$

Um modelo exemplo, para análise em AC é apresentado a seguir e a sua resposta em frequência e fase.



$F_{\text{corte}} = 39\text{Hz}$.

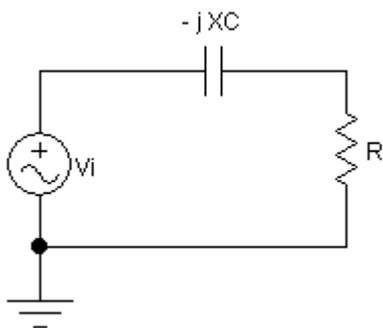
A resposta deste circuito em frequência e fase é apresentada a seguir.



A resposta em frequência do circuito pode ser calculada de acordo com os seguintes circuitos.

a) Frequência de corte inferior.

A seguir apresentamos o circuito passa alta para a curva inicial do amplificador. Para frequências abaixo da frequência de corte o circuito atenua e na frequência zero a saída é zero.



Como $X_C = R$, na frequência de corte, temos: $1/\omega C = 1/2\pi fC = R$,

$$f = \frac{1}{2\pi RC}, \text{ Na frequência de corte } f = f_1, \text{ então } f_1 = \frac{1}{2\pi RC}$$

A função de transferência do circuito será:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R}{R - jX_C} = \frac{1}{1 - jX_C/R}$$

Na frequência de corte inferior $X_C = R$, temos:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R}{R - jX_C} = \frac{1}{1 - j1/f \cdot 2\pi RC} = \frac{1}{1 - j f_1 / f}$$

Quando $f_1 = f$, então:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{\sqrt{1^2 + 1^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$$

Calculando em dB, temos:

$$20 \log \frac{1}{\sqrt{2}} = -3 \text{dB}$$

Então na frequência de corte o ganho cai de 3dB ou de $\sqrt{2}$.

Chamando-se de $A_V = \frac{V_0}{V_i}$, temos:

$$20 \log \frac{1}{\sqrt{1^2 + (f_1/f)^2}} = 20 \log [(1^2 + (f_1/f)^2)^{-1/2}] = -10 \log [1^2 + (f_1/f)^2]$$

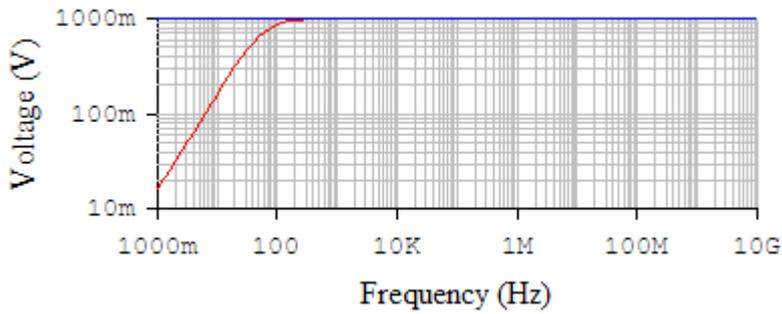
$A_V = -10 \log [1 + (f_1/f)^2]$, daí: Para f igual a:

a) $0,1f_1$ temos: $A_V = -10 \log [1 + 100] = -20 \text{dB}$.

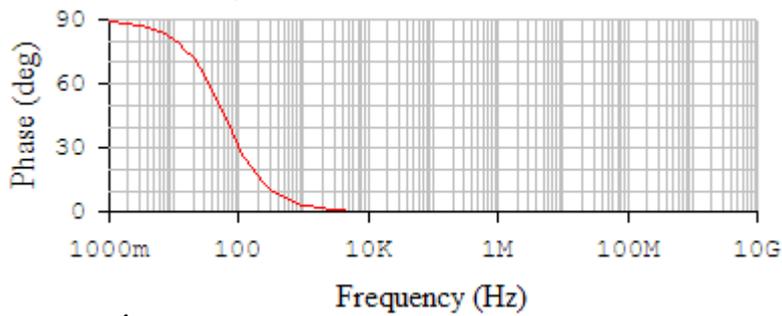
b) f_1 temos: $A_V = -10 \log [1 + 1] = -3 \text{dB}$.

c) $10f_1$ temos: $A_V = -10 \log [1 + 0,01] = 0 \text{dB}$

O gráfico de resposta em frequência do passa-alta, será:

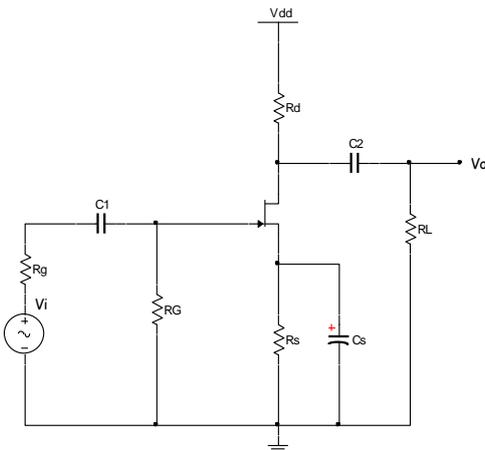


A fase do circuito, será:



EXERCÍCIOS PROPOSTOS

As questões de 1 a 4 referem-se ao circuito e aos dados a seguir: Dados $V_{DD} = 20V$, $R_G = 1M\Omega$, $C_1 = C_2 = 0,47\mu F$, $R_g = 10K$, $C_S = 100\mu F$, $g_{m0} = 4mS$, $R_L = 40K$ e $R_D = 1K$.



1.0 Exercício: As impedâncias de entrada e de saída serão respectivamente.

- a) $Z_{IN} = 1M\Omega$ e $Z_{OUT} = 1K\Omega$.
- b) $Z_{IN} = 1M\Omega$ e $Z_{OUT} = 40K\Omega$.
- c) $Z_{IN} = 10K\Omega$ e $Z_{OUT} = 1K\Omega$.
- d) $Z_{IN} = 10K\Omega$ e $Z_{OUT} = 40K\Omega$.
- e) $Z_{IN} = 1M\Omega // 10K\Omega$ e $Z_{OUT} = 1K\Omega // 40K\Omega$.

Resposta: a

2.0 Exercício: A frequência de corte inferior do circuito.

- a) $f_{INF} = 8,26Hz$
- b) $f_{INF} = 9,23Hz$

- c) $f_{INF} = 7,45\text{Hz}$
- d) $f_{INF} = 8,5\text{Hz}$
- e) $f_{INF} = 7,95\text{Hz}$

Resposta: a

3.0 Exercício: Calcular o ganho do circuito, sabendo-se que $g_m = 3\text{mS}$.

- a) $A_V = - 4,01$
- b) $A_V = - 2,92$
- c) $A_V = - 3,15$
- d) $A_V = - 3,32$
- e) $A_V = - 2,57$

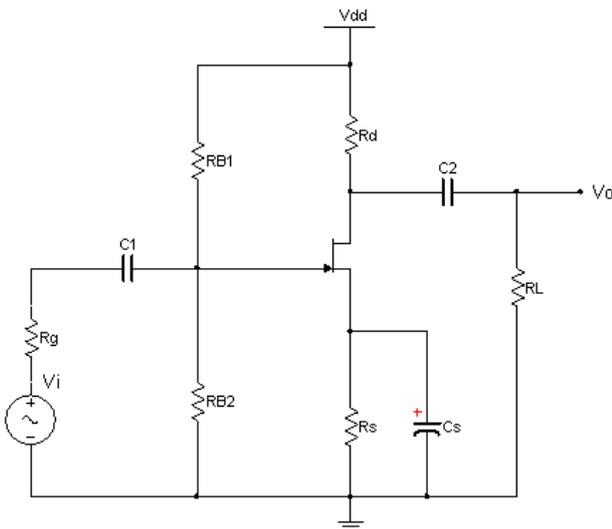
Resposta: b

4.0 Exercício: Qual das afirmações está correta.

- a) O ganho na frequência de corte inferior é unitário
- b) O ganho na frequência de corte inferior cai de 20dB
- c) O ganho na frequência de corte cai de 10dB
- d) A frequência de corte inferior só depende do filtro RC de entrada
- e) O ganho na frequência de corte inferior cai de 3dB

Resposta: e

As questões de 5 a 8 referem-se aos dados e figura a seguir: Dados $V_{DD} = 20\text{V}$, $R_{B1} = 80\text{K}$, $R_{B2} = 20\text{K}$, $C_1 = C_2 = 0,47\mu\text{F}$, $R_g = 10\text{K}$, $C_s = 100\mu\text{F}$, $g_{m0} = 4\text{mS}$, $R_L = 40\text{K}$ e $R_D = 1\text{K}$.



5.0 Exercício: As impedâncias de entrada e de saída serão respectivamente.

- a) $Z_{IN} = 20\text{K} // 80\text{K}$ e $Z_{OUT} = 1\text{K}\Omega$.
- b) $Z_{IN} = 20\text{K}$ e $Z_{OUT} = 40\text{K}\Omega$.
- c) $Z_{IN} = 20\text{K}\Omega$ e $Z_{OUT} = 1\text{K}\Omega$.
- d) $Z_{IN} = 20\text{K} // 40\text{K}$ e $Z_{OUT} = 40\text{K}\Omega$.

e) $Z_{IN} = 20K//80K\Omega$ e $Z_{OUT} = 1K\Omega//40K\Omega$.

Resposta: a

6.o Exercício: A frequência de corte inferior do circuito.

- a) $f_{INF} = 13,03Hz$
- b) $f_{INF} = 9,73Hz$
- c) $f_{INF} = 8,45Hz$
- d) $f_{INF} = 11,50Hz$
- e) $f_{INF} = 12,95Hz$

Resposta: a

7.o Exercício: Calcular o ganho do circuito, sabendo-se que $g_m = 3mS$.

- a) $A_V = - 3,15$
- b) $A_V = - 2,92$
- c) $A_V = - 2,24$
- d) $A_V = - 1,13$
- e) $A_V = - 1,27$

Resposta: b

8.o Exercício: Qual das afirmações está correta.

- a) O ganho na frequência de corte inferior é unitário
- b) O ganho na frequência de corte inferior cai de 20dB
- c) O ganho na frequência de corte cai de 10dB
- d) A frequência de corte inferior só depende do filtro RC de entrada
- e) O ganho na frequência de corte inferior cai de 3dB

Resposta: e

MÓDULO 6: RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO AMPLIFICADOR DE PEQUENOS SINAIS A JFET, FREQUÊNCIA DE CORTE SUPERIOR

1. Introdução: O circuito amplificador de sinal a JFET possui ganho alto, uma impedância alta de entrada e ampla faixa de resposta em frequência. São aplicados a circuitos com baixa corrente e é diferente do transistor bipolar, o qual controla uma corrente alta de coletor através de baixa potência aplicada à base. Através da aplicação de baixíssima tensão de entrada é possível controlar uma alta corrente de dreno. Pode operar na região linear ou em circuitos lógicos no corte e saturação. O circuito amplificador tem uma limitação em alta frequência e pode ser determinada realizando o modelo equivalente para alta frequência conforme é a seguir.

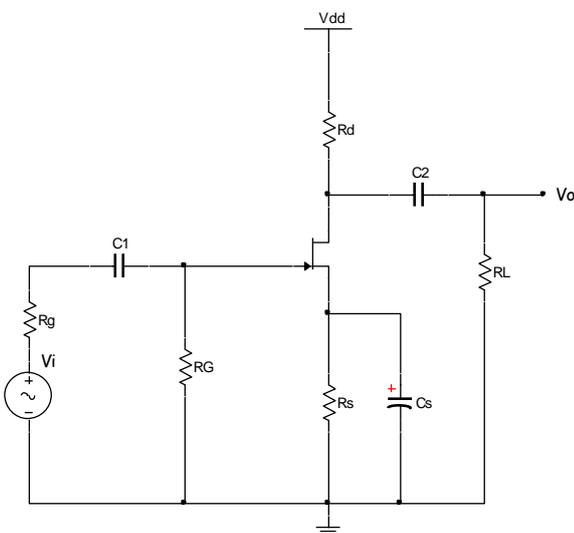
2. MODELO EQUÍVALENTE CA PARA O CIRCUITO A JFET.

CIRCUITO AUTOPOLARIZAÇÃO – Análise do modelo equivalente para o circuito amplificador em autopolarização a JFET.

CONSIDERAÇÕES: Considerar para análise em baixa frequência as seguintes condições:

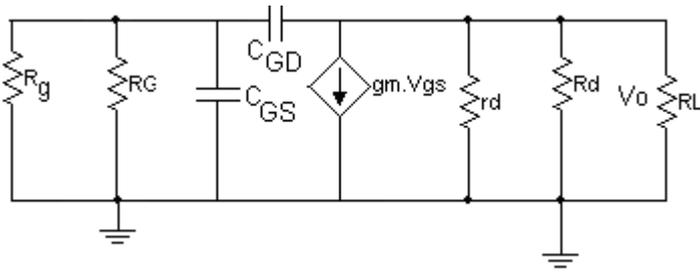
1. A fonte CC é um curto para sinal;
2. O capacitor no terminal fonte em paralelo com R_S um curto para sinal;
3. Os capacitores de acoplamento apresentam uma reatância capacitiva igual a zero.

O circuito RC formado por R_g , R_G e C_{GS} e R_D , R_L e C_{GD} combinados e por efeito Miller se comportam como um circuito passa baixa e pode-se determinar a frequência de corte do filtro. O circuito a seguir:



Modelo do amplificador a JFET para análise em alta frequência

O modelo equivalente do circuito para análise em frequências altas onde há somente as capacitâncias parasitas do transistor JFET. Do modelo equivalente calcula-se o o resistor equivalente e a capacitância de efeito Miller C_T .

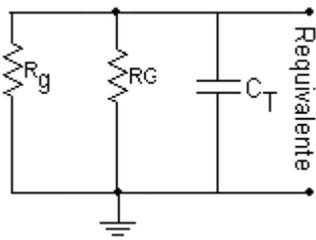


Para a determinação da frequência de corte superior, temos:

$$f_{CS} = \frac{1}{2\pi R_{\text{equival.}} C_T}$$

DETERMINAÇÃO DOS RESISTORES EQÜIVALENTES.

1. Entrada – O resistor equivalente da entrada é calculado pela resistência equivalente vista por C_1 . O $R_{\text{equivalente},1} = (R_G // R_g)$. A frequência de corte f_{CS} será dada por:



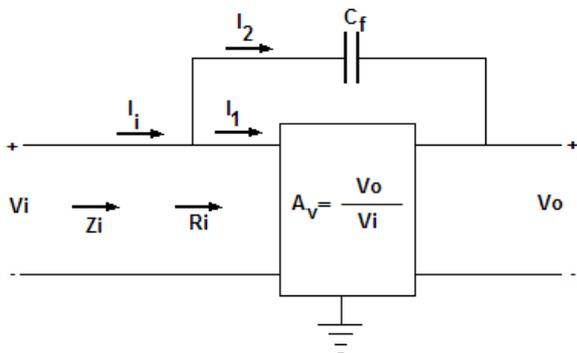
$$f_{C1} = \frac{1}{2\pi (R_G // R_g) C_T}$$

DETERMINAÇÃO DA CAPACITÂNCIA C_T

EFEITO DA CAPACITÂNCIA MILLER

As capacitâncias parasitas, entre terminais, internas ao dispositivo e outras influenciam na resposta em alta frequência.

Estas capacitâncias se multiplicam quando aplicadas à amplificadores e a capacitância de realimentação $C_f = C_{GD}$ é calculada, como:



Aplicando a lei de Kirchoff para a corrente resulta em:

$I_i = I_1 + I_2$, onde:

$$I_i = \frac{V_i}{Z_i} \text{ e } I_1 = \frac{V_i}{R_i}$$

$$\text{e } I_2 = \frac{V_i - V_0}{X_{Cf}} = \frac{V_i - A_v V_i}{X_{Cf}} = \frac{(1 - A_v) V_i}{X_{Cf}}$$

Substituindo obtém-se:

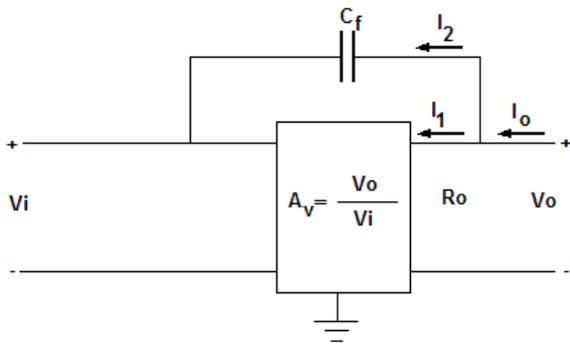
$$\frac{V_i}{Z_i} = \frac{V_i}{R_i} + \frac{(1 - A_v) V_i}{X_{Cf}}$$

$$\frac{1}{Z_i} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{X_{Cf}/(1 - A_v)}$$

$$\text{Onde } \frac{X_{Cf}}{1 - A_v} = \frac{1}{\omega \cdot (1 - A_v) C_f} = X_{CM}, \text{ onde } C_T = (1 - A_v) \cdot C_f.$$

$$\frac{1}{Z_i} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{X_{CT}}$$

Para a saída, temos $C_f = C_{DS}$:



Aplicando-se novamente a lei de Kirchoff, temos :

$$I_o = I_1 + I_2, \text{ como } I_1 = \frac{V_o}{R_o} \text{ e } I_2 = \frac{V_o - V_i}{X_{Cf}}$$

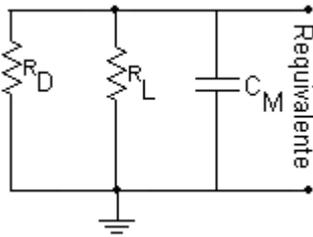
Como R_o é grande o suficiente, tal que:

$$I_o \cong \frac{V_o - V_i}{X_{Cf}} = V_i = \frac{V_o}{A_v} .$$

$$I_0 = \frac{V_0 - V_0/A_V}{X_{Cf}} = \frac{V_0(1 - 1/A_V)}{X_{Cf}}$$

$$\frac{V_0}{I_0} = \frac{X_{Cf}}{1 - 1/A_V} = \frac{1}{\omega \cdot C_f(1 - 1/A_V)} = \frac{1}{\omega \cdot C_M}, \text{ onde } C_M = C_f(1 - 1/A_V)$$

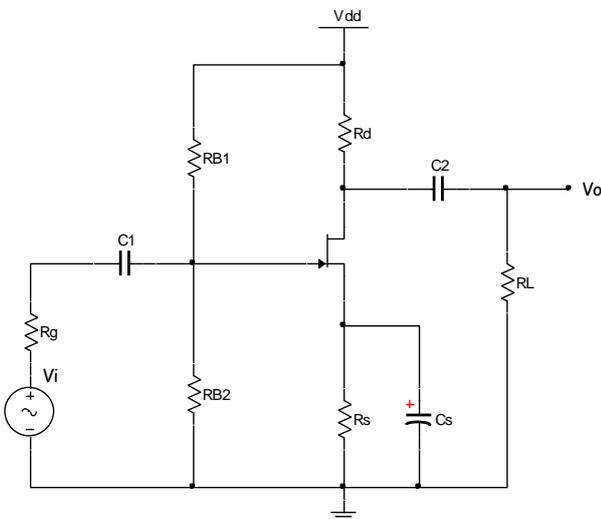
2. Saída - O resistor equivalente da saída é calculado pela resistência equivalente vista por C_T . O $R_{\text{equivalente},2} = (R_D // R_L)$. A frequência de corte f_{c2} será dada por:



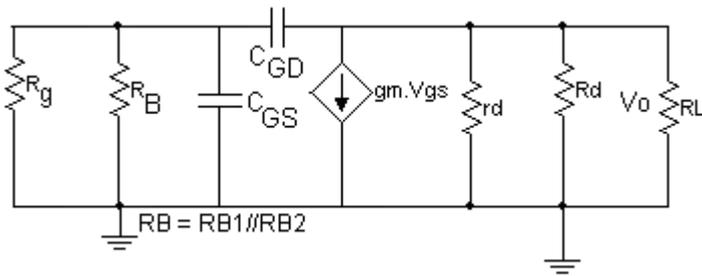
$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi(R_L // R_D)C_M}$$

Obs.: Dentre as frequências de corte inferiores f_{c1} e f_{c2} escolhe-se como frequência de corte inferior a frequência de maior valor.

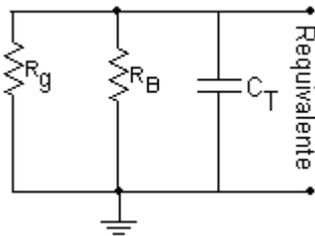
b) CIRCUITO DIVISOR DE TENSÃO - Análise do modelo equivalente para o circuito amplificador com divisor de tensão a JFET.



O modelo equivalente do circuito, análise em frequências médias onde os capacitores apresentam uma reatância capacitiva igual a zero. Do modelo equivalente calcula-se o ganho A_v .



Por efeito Miller, o modelo equivalente fica:



$$Z_{in} = R_B = (R_{B1} // R_{B2}) \text{ e } Z_O = R_D // r_d.$$

$$C_T = C_{GS} + C_{GD}(1 - A_V).$$

$$A_V = V_o/V_i, A_V = -g_m R_B (r_d // R_L // R_D) / (R_g + R_B).$$

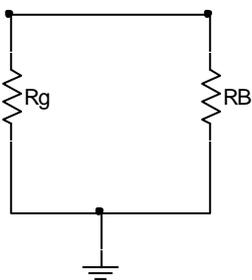
$$A_V = -g_m \frac{R_B}{R_g + R_B} (R_D // r_d // R_L) \cong -g_m \frac{R_B}{R_g + R_B} [R_D // R_L]$$

Para a determinação da frequência de corte, temos:

$$f_{CS} = \frac{1}{2\pi R_{equival.} C_T}$$

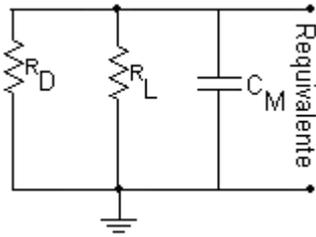
DETERMINAÇÃO DOS RESISTORES EQÜIVALENTES.

1. Entrada - O resistor equivalente da entrada é calculado pela resistência equivalente vista por C_1 . O $R_{equivalente,1} = (R_B // R_g)$. A frequência de corte f_{C1} será dada por:



$$f_{C1} = \frac{1}{2\pi (R_B // R_g) C_T}$$

2. Saída - O resistor equivalente da saída é calculado pela resistência equivalente vista por C_2 . O $R_{equivalente,2} = (r_d // R_D // R_L)$. Podemos aproximar $r_d // R_D \cong R_D$, então a frequência de corte f_{C2} será dada por:

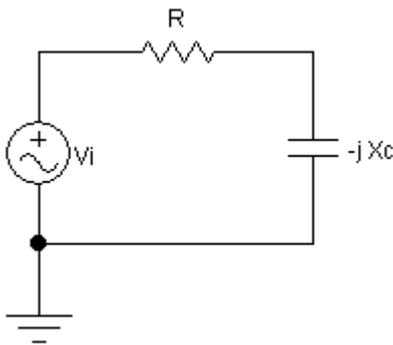


$$f_{C2} = \frac{1}{2\pi(R_D // R_L)C_M}$$

Obs.: Dentre as frequências de corte inferiores f_{C1} e f_{C2} escolhe-se como frequência de corte inferior a frequência de maior valor.

2.6 DIAGRAMA DE BODE COM A RESPOSTA EM FREQUÊNCIA DO AMPLIFICADOR A JFET.

A seguir apresentamos o circuito passa baixa para a curva inicial do amplificador. Para frequências acima da frequência de corte o circuito atenua e na frequência infinito a saída é zero.



Como $X_C = R$, na frequência de corte, temos: $1/\omega C = 1/2\pi f C = R$

$$f = \frac{1}{2\pi RC}, \text{ Na frequência de corte } f = f_2, \text{ então } f_2 = \frac{1}{2\pi RC}$$

A função de transferência do circuito será:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{-jX_C}{R - jX_C} = \frac{1}{R/-jX_C + 1} = \frac{1}{1 + j 2\pi f RC}$$

Na frequência de corte inferior $X_C = R$, temos:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 + j f 2\pi RC} = \frac{1}{1 + j f / f_2}$$

Quando $f_2 = f$, então:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{\text{SQR}(1^2 + 1^2)} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

Calculando em dB, temos:

$$20 \log 1/\sqrt{2} = -3\text{dB}.$$

Ou seja na frequência de corte o ganho cai de 3dB ou de $\sqrt{2}$.

Chamando-se de $A_V = \frac{V_0}{V_i}$, temos:

$$A_V = 20 \log \frac{1}{\text{SQR}[(1^2 + (f/f_2)^2)]} = -20 \log_{10}[(1 + (f/f_2)^2)]^{1/2}$$

$A_V = -10 \log[1 + (f/f_2)^2]$, daí:

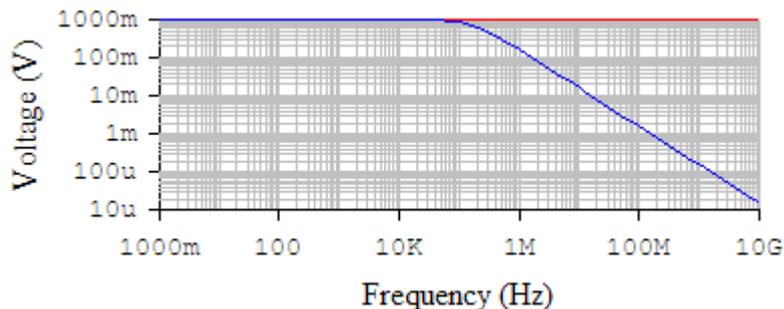
Para f igual a:

a) $0,1f_2$, temos: $A_V = -10 \log 1 + 0 = 0\text{dB}$.

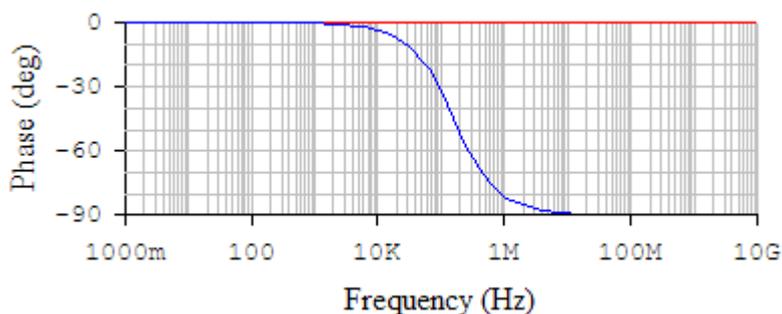
b) f_2 , temos: $A_V = -10 \log 2 = -3\text{dB}$.

c) $10f_2$, temos: $A_V = -10 \log 101 = -20\text{dB}$

O gráfico de resposta em frequência do passa-baixa, será:

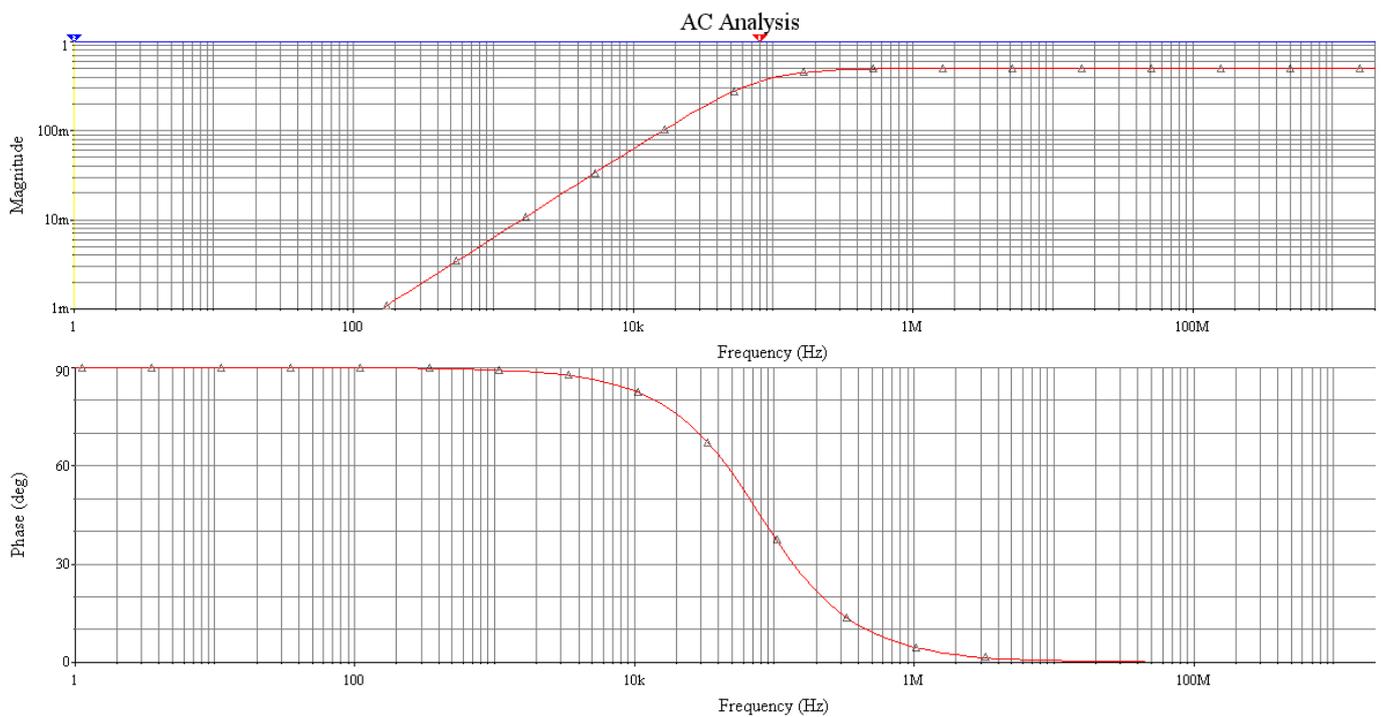
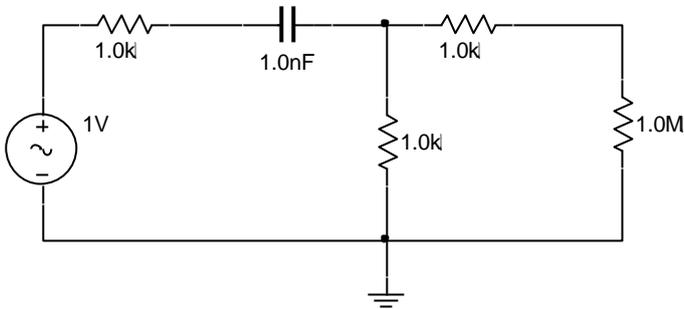


A fase será:



Exercício: Determinar para o circuito a seguir:

- A frequência de corte.
- Fazer o levantamento da curva de resposta em frequência da amplitude em Volts.
- Repetir o item b) em decibéis.
- Repetir o item b) com a fase do circuito.

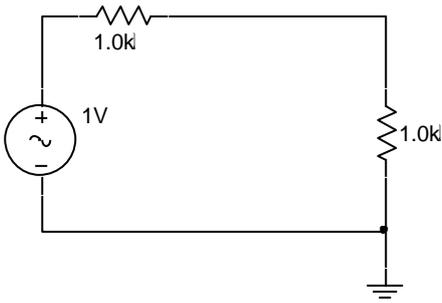


Pelo cálculo,

$$f = 1/(2 \text{ PI} \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-9}) = 79.617\text{Hz}.$$

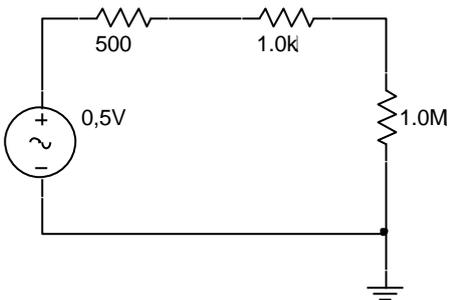
O ganho na frequência acima da frequência de corte inferior é igual a:

Cálculo do gerador equivalente de Thèvenin.



$$V_{TH} = V_g \cdot 1k / 2k = V_g/2 = 0,5V$$

$$R_{TH} = 1K//1K = 0,5K.$$



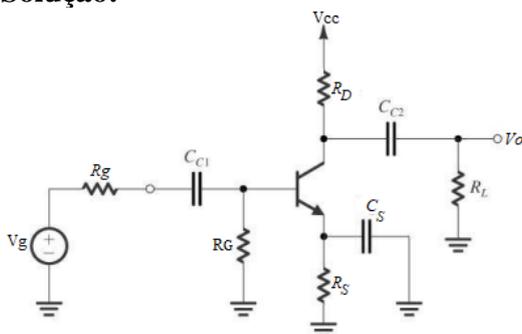
Novamente, gerador equivalente de Thèvenin, temos

$$V_o = 0,5 \cdot 10^6 / (10^6 + 1,5 \cdot 10^3) = 0,5V$$

Na frequência de corte inferior o ganho cai de raiz de 2, ou seja igual a 0,35V.

Exercício: Determinar a resposta em frequência do amplificador de pequeno sinal a JFET e a impedância de entrada e de saída, sabendo-se que: $V_{DD} = 15V$, $I_{DSS} = 12mA$, $C_{ENT} = 0,02\mu F$, $C_{SAÍDA} = 0,02\mu F$, $R_g = 100\Omega$, $V_P = -4V$, $y_{os} = 20\mu S$, $R_L = 40K$, $C_{GS} = 1pF$, $C_{DS} = 0,5pF$ e $C_{GD} = 2pF$ e $C_S = 100\mu F$. Repetir o problema sem C_S .

Solução:



Utilizando-se dos exemplos anteriores,
 $I_D = 2,26mA$ e $V_{GS} = -2,26V$.
 Pode-se calcular outros parâmetros como:
 g_m e A_v e $r_d = 1/y_{os} = 50K\Omega$.

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

$$g_m = g_{m0} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)$$

Utilizando-se dos exemplos anteriores, $I_D = 2,26\text{mA}$ e $V_{GS} = -2,26\text{V}$.
 Pode-se calcular outros parâmetros como g_m e A_v .

$$g_m = \frac{2I_{DSS}}{V_P} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = \frac{2I_{DSS}}{V_P} \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} = 2,61\text{mS}$$

$$A_v = -\frac{R_G}{R_g + R_G} (-gmR_D // r_d // R_L) = -\frac{R_G}{R_g + R_G} [-gm(r_d // R_D // R_L)]$$

O ganho será: $A_v = -4,97$

a) Resposta em frequência de corte inferior.

Considerar para a análise em frequência, as fontes de tensões e de sinal um curto e o circuito fonte comum (C_S muito grande, apresenta reatância muito baixa para a frequência).

$$f_{INFA} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_G + R_f) \cdot C_{C1}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot (10^6 + 10^4) \cdot 0,02 \cdot 10^{-6}} = 7,88 \text{ Hz}$$

$$f_{INFB} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_D + R_L) \cdot C_{C2}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot (40 \cdot 10^3 + 2 \cdot 10^2) \cdot 0,02 \cdot 10^{-6}} = 189,56 \text{ Hz}$$

Entre as frequências de corte inferior, escolhe-se a maior frequência, ou seja $f_{INFB} = 189 \text{ Hz}$.

b) Cálculo da frequência de corte superior.

Antes por efeito Miller, a capacitância refletida será:

$$C_{TA} = C_{GS} + C_{GD}(1 - A_v) = 1\text{pF} + 2[1 - (-4,91)] = 12,83\text{pF}$$

$$C_{TB} = C_{DS} + C_{GD}(1 - 1/A_v) = 0,5\text{pF} + 2\left[1 - \left(\frac{1}{-4,91}\right)\right] = 2,91\text{pF}$$

$$f_{SUPA} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_G // R_f) \cdot C_{TA}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot (10^6 // 10^4) \cdot 12,83 \cdot 10^{-12}} \approx 1,25 \text{ MHz}$$

$$f_{SUPB} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_D // R_L) \cdot C_{TB}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot (40 \cdot 10^3 // 2 \cdot 10^3) \cdot 2,91 \cdot 10^{-12}} = 2,87\text{MHz}$$

Entre as frequências de corte superior, escolhe-se a menor frequência, ou seja $f_{SUPA} = 1,25\text{MHz}$.

c) Impedância de entrada

$$Z_{IN} = R_G = 1\text{M}\Omega.$$

d) Impedância de saída

$$Z_0 = R_D \cong 2K\Omega, r_d \geq 10R_D.$$

e) Sem o capacitor C_S .

O ganho do estágio sem acoplamento de saída (Sem R_L), será :

$$A_V = \frac{-g_m \cdot R_D // r_d}{1 + g_m \cdot R_S} = - \frac{2,61 \cdot 10^{-3} \cdot 2K // 50K}{1 + 2,57 \cdot 10^{-3} \cdot 1K} = -1,44$$

f) O ganho do estágio com acoplamento de saída será:

$$A_V = - \frac{R_G}{R_g + R_G} \cdot \frac{-g_m R_D}{1 + g_m R_S} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_D} = -1,36$$

g) Impedância de entrada

$$Z_{IN} = R_G = 1M\Omega.$$

h) Impedância de saída

$$Z_O = R_D \cong 2K\Omega, r_d \geq 10R_D.$$

Antes por efeito Miller, a capacitância refletida será:

$$C_{TA} = C_{GS} + C_{GD}(1 - A_V) = 1pF + 2[1 - (-1,36)] = 5,72pF$$

$$C_{TB} = C_{DS} + C_{GD}(1 - 1/A_V) = 0,5pF + 2[1 - (1/-1,36)] = 3,97pF.$$

$$f_{SUPA} = \frac{1}{2\pi \cdot (R_G // R_g) \cdot C_{TA}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot (10^6 // 10^4) \cdot 5,72 \cdot 10^{-12}} \approx 2,80 \text{ MHz}$$

$$f_{SUPB} = \frac{1}{2\pi \cdot (r_d // R_D // R_L) \cdot C_{TB}} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot (50 \cdot 10^3 \cdot 40 \cdot 10^3 // 2 \cdot 10^3) \cdot 3,97 \cdot 10^{-12}} \approx 21 \text{ MHz}$$

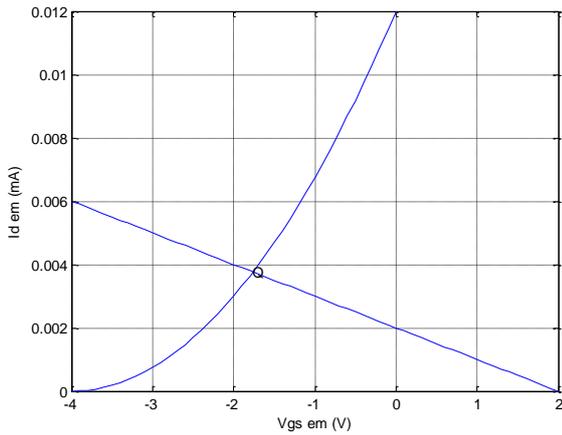
Entre as frequências de corte superior, escolhe-se a menor frequência, ou seja $f_{SUPA} = 2,80 \text{ MHz}$.

Exercício: Para o amplificador de pequeno sinal, divisor de tensão a JFET, pede-se:

- a) O ponto Q de polarização do circuito.
- b) A impedância de entrada e de saída.
- c) O ganho de tensão do circuito.
- d) A resposta em frequência do circuito inferior e superior.

São dados: $V_{DD} = 12V$, $y_{os} = 10\mu S$, $R_{B1} = 100K\Omega$, $R_{B2} = 20K\Omega$, $R_S = 1K\Omega$, $R_D = 2,0K\Omega$, $C_{C1} = 220nF$, $C_{C2} = 220nF$, $R_g = 1K\Omega$, $C_S = 470\mu F$, sendo $I_{DSS} = 12mA$ e $V_P = -4V$.

Pelo método gráfico, o ponto Q (-1,76V, 3,76mA)



Pelo método algébrico, fica:

$$A = R_s^2 = 10^6, B = 2R_s(V_P - V_{GG} - V_P^2/2R_s \cdot I_{DSS}) \text{ e } C = (V_P - V_{GG})^2.$$

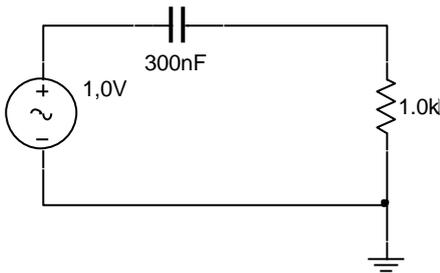
$$I_{Dq} = [-B - \text{SQRT}(B^2 - 4AC)]/2A.$$

$$I_{Dq} = 3,76\text{mA e } V_{GSq} = V_{GG} - R_s I_{Dq} = -1,76\text{V}$$

Os parâmetros calculados são: $f_{inf} = 41\text{Hz}$, $A_v = -6$, $f_{sup} = 2,1\text{MHz}$.

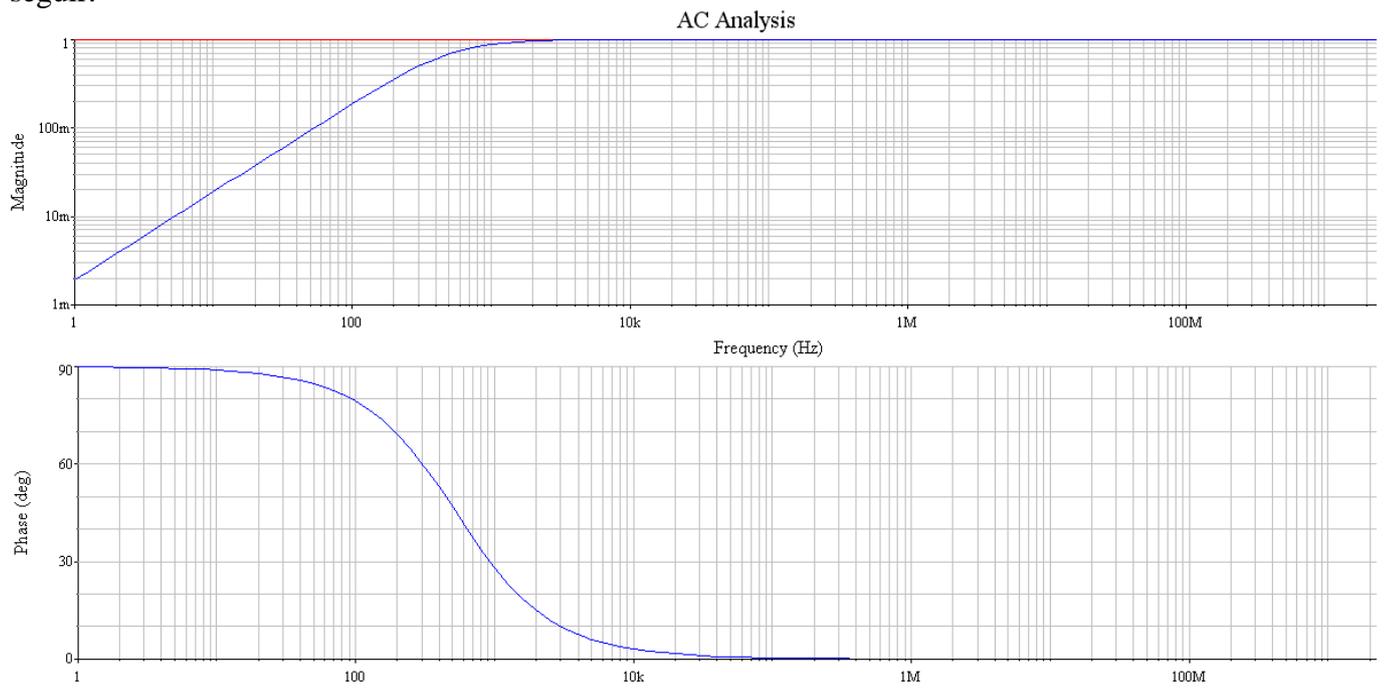
Exercício: Para o circuito a seguir, pede-se:

- A frequência de corte.
- Fazer o levantamento da curva de resposta em frequência da amplitude em Volts.
- Repetir o item b) em decibéis.
- Repetir o item b) com a fase do circuito.



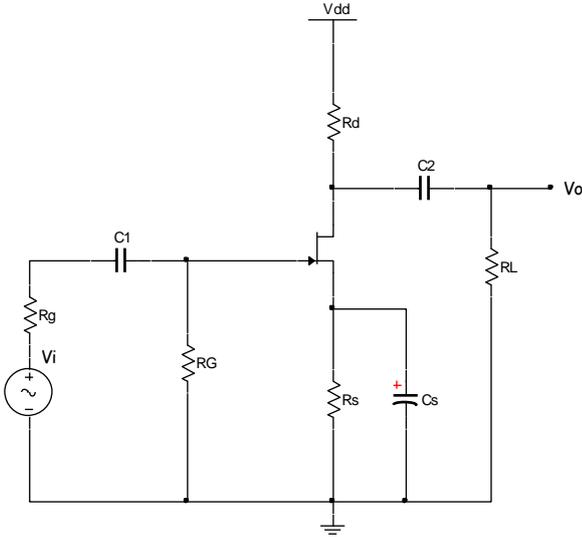
- A frequência de corte inferior é dada por:
 $f = 1 / (2\pi \cdot RC) = 1 / (2 \times 3,14 \times 10^3 \cdot 300 \cdot 10^{-9}) = 530\text{Hz}$.
 O ganho será: $V_0 = 1/\sqrt{2} = 0,707\text{V}$.

Os gráficos da amplitude em Volts e da fase de saída são mostrados a seguir.



EXERCÍCIOS PROPOSTOS

Os exercícios de 1 a 4 referem-se aos dados e figura a seguir: Dados $V_{dd} = 20V$, $C_1 = C_2 = 0,47\mu F$, $R_L = 40K$, $R_d = 1K$, $R_G = 1M$, $R_g = 1K$, $C_S = 470\mu F$, $C_{GS} = 2pF$, $C_{GD} = 3pF$ e $C_{DS} = 1pF$.



1.o Exercício: Calcular o ganho do circuito, sabendo-se que $g_m = 3mS$.

- a) $A_V = - 3,01$
- b) $A_V = - 2,92$
- c) $A_V = - 2,88$
- d) $A_V = - 3,00$
- e) $A_V = - 4,01$

Resposta: b

2.o Exercício: O capacitor Miller equivalente conforme modelo alta-frequência será:

- a) $C_T = 13,76pF$
- b) $C_T = 15,54pF$
- c) $C_T = 9,01pF$
- d) $C_T = 5,00pF$
- e) $C_T = 1,00pF$

Resposta: a

3.o Exercício: A frequência de corte superior do circuito:

- a) $f_{SUP} = 11,57MHz$
- b) $f_{SUP} = 12,47MHz$
- c) $f_{SUP} = 10,50MHz$
- d) $f_{SUP} = 3,47MHz$
- e) $f_{SUP} = 1,00MHz$

Resposta: a

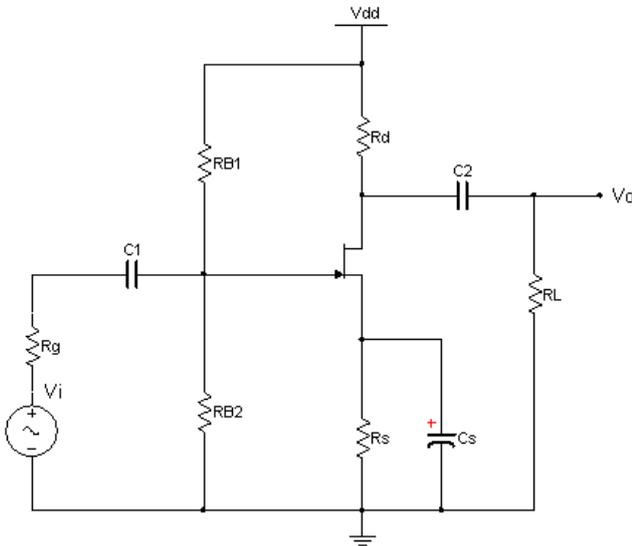
4.o Exercício: Qual das afirmações está correta.

- a) O ganho na frequência de corte superior é unitário
- b) O ganho na frequência de corte superior cai de 20dB

- c) O ganho na frequência de corte cai de 10dB
- d) A frequência de corte superior só depende do filtro RC de entrada
- e) O ganho na frequência de corte superior cai de 3dB

Resposta: e

As questões de 5 a 8 referem-se aos dados e figura a seguir: Dados $V_{DD} = 20V$, $R_{B1} = 20K$, $R_{B2} = 80K$, $C_1 = C_2 = 0,47\mu F$, $R_g = 1K$, $C_s = 100\mu F$, $g_{m0} = 4mS$, $R_L = 40K$ e $R_D = 1K$.



5.o Exercício: Calcular o ganho do circuito, sabendo-se que $g_m = 3mS$.

- a) $A_V = - 3,01$
- b) $A_V = - 2,92$
- c) $A_V = - 2,88$
- d) $A_V = - 3,00$
- e) $A_V = - 4,01$

Resposta: b

5.o Exercício: O capacitor equivalente conforme modelo alta-freqüência será: .

- a) $C_T = 13,76pF$
- b) $C_T = 15,54pF$
- c) $C_T = 9,01pF$
- d) $C_T = 5,00pF$
- e) $C_T = 1,00pF$

Resposta: a

6.o Exercício: A frequência de corte superior do circuito.

- a) $f_{SUP} = 12,29MHz$
- b) $f_{SUP} = 12,13MHz$
- c) $f_{SUP} = 10,40MHz$
- d) $f_{SUP} = 1,50MHz$
- e) $f_{SUP} = 3,53MHz$

Resposta: a

7.o Exercício: Um amplificador têm $f_{SUP} = 1,0\text{MHz}$ e $f_{INF} = 10\text{KHz}$, podemos afirmar:

- a) A banda passante é igual a 900KHz
- b) A banda passante é igual a 990KHz
- c) A banda passante é igual a 1,01MHz
- d) O ganho na frequência de 1MHz é metade do ganho nas frequências médias.
- e) O ganho cai de 10dB nas frequências de cortes

Resposta: b

8.o Exercício: Qual das afirmações está correta.

- a) O ganho na frequência de corte inferior é unitário
- b) O ganho na frequência de corte inferior cai de 20dB
- c) O ganho na frequência de corte cai de 10dB
- d) A frequência de corte inferior só depende do filtro RC de entrada
- e) O ganho na frequência de corte inferior cai de 3dB

Resposta: e

BIBLIOGRAFIA:

Referência: **Livro Texto: Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos.**

Autores: Robert Boylestad e Louis Nashelsky, editora Pearson, Prentice Hall, 11.a edição, ano 2013.

OUTRAS REFERÊNCIAS

1. Microeletrônica – Sedra, A.S e Smith, K,C – 5.a edição Pearson.
2. Eletrônica Vol.1 – Malvino, A.P – 14.a edição, Editora Makron,
3. Circuitos Elétricos - Nilsson, J. W. / Riedel, S. A. / Marques, A. S., ano de 2008 Prentice Hall Brasil.
4. Circuitos com transistores Bipolares e MOS - Silva, M. M./Calouste, G., ano de 2010.
5. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos, V.1 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.
6. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos, V.2 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.

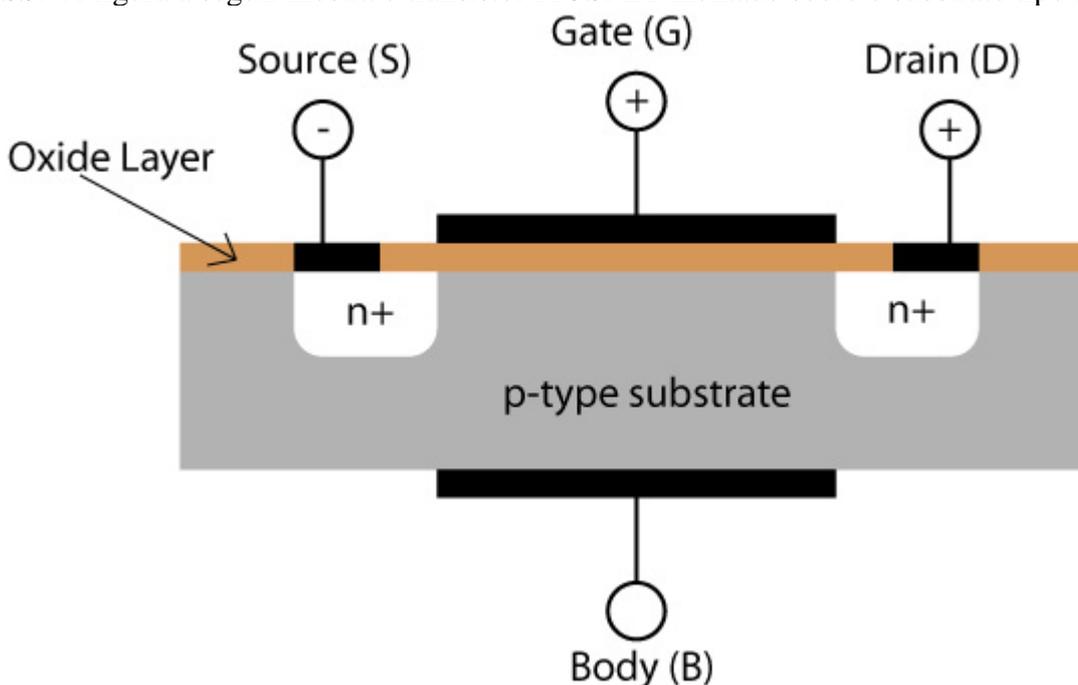
DISCIPLINA: CIRCUITOS ELETRÔNICOS

MÓDULO 7: MOSFET – TECNOLOGIA, POLARIZAÇÕES E APLICAÇÕES.

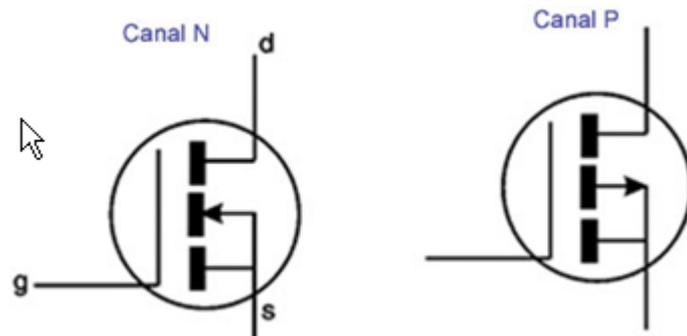
Introdução: O dispositivo de efeito de campo construído com a tecnologia MOS (metal oxide surface) no início dos anos 60 veio para substituir ou preencher as lacunas deixadas pela tecnologia bipolar. Sua grande facilidade na construção e as facilidades na polarização e construção dos circuitos fizeram com que essa tecnologia rapidamente ocupasse o lugar dos bipolares. Foi responsável direto na mudança na escala de integração dos circuitos integrados de média escala com os bipolares para alta escala e assim por diante. A densidade de transistores cresceu significativamente nos circuitos integrados permitindo a realização de circuitos mais complexos até os microprocessadores. A sua tecnologia é apresentada a seguir e os MOSFETs podem ser do tipo depleção ou intensificação. No modo depleção o MOSFET é semelhante ao JFET, com a diferença na característica dinâmica do dispositivo, sendo que o JFET apresenta máxima corrente quando V_{GS} igual a zero e no modo depleção a tensão V_{GS} é bipolar e a curva $I_D \times V_{GS}$ com V_{GS} positivo, a corrente cresce conforme é apresentada a seguir na sua curva característica. Na fabricação dos transistores MOSFETs, assim como os bipolares podem ser dos tipos canal N ou canal P (semelhante ao PNP e NPN nos bipolares).

TECNOLOGIA MOSFET CANAL N – MODO DEPLEÇÃO TRANSISTOR POR EFEITO DE CAMPO – MOS

Introdução: A tecnologia do transistor por efeito de campo conhecido como MOSFET, onde MOS quer dizer “metal oxide surface”, a superfície coberta por uma fina camada de óxido de silício é mostrada a seguir. São dois tipos de transistores MOSFET, chamado de depleção e intensificação. A construção do transistor MOSFET canal N é feita partindo-se de uma pastilha de silício de material tipo P que será o substrato. A seguir são feitas fortes dopagens com material tipo N+ em duas regiões. A seguir são feitas aberturas na camada de óxido nos pontos das regiões N+ para inserção dos terminais D e S respectivamente dreno e fonte. Um terceiro terminal é inserido sobre a camada de óxido para o terminal G porta. Um quarto terminal é inserido no substrato P chamado de SS. A figura a seguir mostra o transistor MOSFET montado sobre o substrato tipo P.



Para a construção do transistor MOSFET canal P e partindo-se do material N que será o substrato e da mesma forma que o MOSFET canal N são feitas fortes dopagens com material tipo P+. É feita a cobertura fina com óxido de silício e aberto dois canais para inserção dos terminais D e S. O terceiro terminal na porta G acima da camada de óxido é o quarto terminal no substrato N. Os transistores MOSFETs dos tipos canal N e canal P são representados por seus símbolos a seguir e o substrato SS de cada um é ligado ao terminal de fonte S. Em virtude da similaridade entre dreno e fonte os terminais D e S são escolhidos.



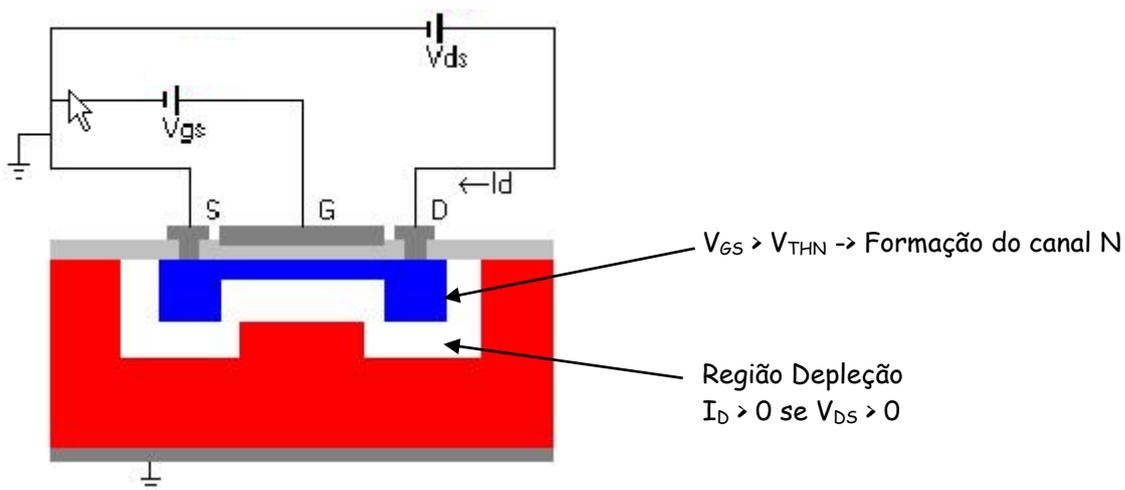
OPERAÇÃO DO TRANSISTOR MOSFET CANAL N

Operação do MOSFET: O substrato deve ter uma polarização reversa, a fim de que nenhuma corrente circule entre a fonte e o substrato, o qual deve ter o potencial mais baixo. Com a tensão $V_{SS} = 0$ então todas as tensões serão relacionadas à fonte. Quando $V_{GS} > V_{TH}$ há a criação de um canal de corrente se $V_{DS} > 0$.

Um transistor MOSFET pode operar como vimos em três regiões de trabalho, dependendo das tensões aplicadas sobre seus terminais. Para o MOSFET canal N os modos são:

1. Região de Corte: Quando $V_{GS} < V_{th}$

onde V_{GS} é a tensão entre a porta (gate) e a fonte (source) e V_{TH} é a tensão de (threshold) limiar de condução do dispositivo. O transistor neste estado não há condução de corrente entre o dreno e a fonte.



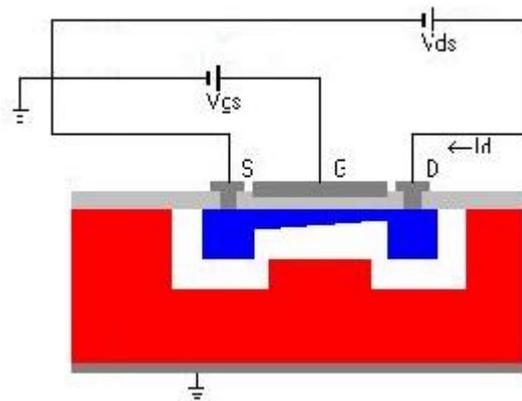
2. Região de triodo (ou região linear): quando $V_{GS} > V_{TH}$ e $V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH})$ onde V_{DS} é a tensão entre dreno e fonte.

O transistor é polarizado positivamente $V_{DS} > 0$ e no estado de condução o canal entre dreno e fonte permite um fluxo de corrente entre o dreno e a fonte. O MOSFET opera como um resistor variável, controlado pela tensão na porta. A corrente I_D do dreno para a fonte é:

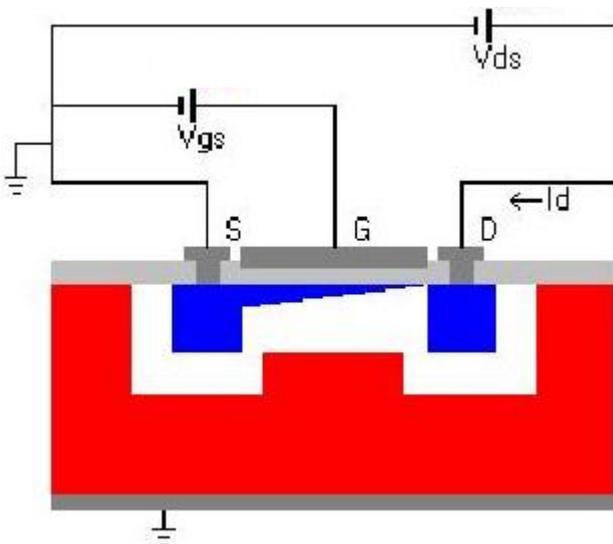
$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2L} (2(V_{GS} - V_{th})V_{DS} - V_{DS}^2)$$

onde μ_n é mobilidade efetiva dos portadores de carga, W é a largura da porta, L é o comprimento da porta, C_{OX} é a capacitância do óxido da porta por unidade de área

Quando $V_{DS} < (V_{GS} - V_{TH})$ então o transistor opera na região ôhmica. A tensão de dreno responsável pela inversão ($V_{GS} - V_{TH}$) é assim menor do que próxima à fonte. O canal age como um resistor linear.



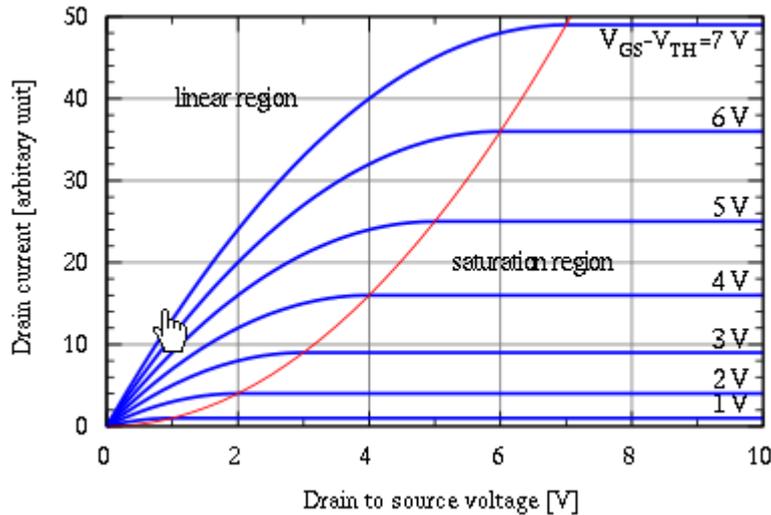
Quando $(V_{GS} - V_{TH})$ é igual a tensão de “estrangulamento” (pinch-off), não existe potencial no dreno para induzir a camada de inversão.



3. Região de Saturação: quando $V_{gs} > V_{th}$ e $V_{ds} > V_{gs} - V_{th}$. O transistor fica ligado, e um canal que é criado permite o fluxo de corrente entre o dreno e a fonte. Como a tensão de dreno é maior do que a tensão na porta, uma parte do canal é desligado. A criação dessa região é chamada de estrangulamento (pinch-off). A corrente de dreno é agora relativamente independente da tensão de dreno (numa primeira aproximação) e é controlada somente pela tensão da porta de tal forma que:

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2 L} (V_{GS} - V_{th})^2$$

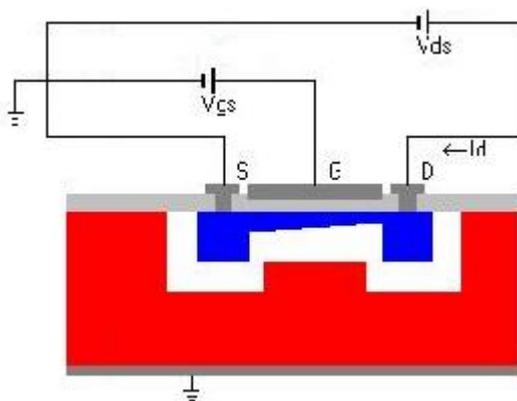
Em circuitos digitais, os MOSFETs são usados somente em modos de corte e de saturação. O modo de triodo é usado em aplicações de circuitos analógicos.



Quando $V_{GS} > V_{th}$ and $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_{th})$ O dispositivo está ligado, e um canal foi criado, o que permite o fluxo de corrente entre o dreno e fonte. Uma vez que a tensão de dreno é maior do que a tensão da porta, os elétrons se espalham para fora, não através de um canal estreito. O aparecimento desta região é também conhecida como “pinch-off” para indicar a ausência da região perto do canal de escoamento. A corrente de dreno é agora fracamente dependente da tensão de dreno e controlada principalmente pela tensão porta-fonte, e modelada aproximadamente como:

$$I_D = \frac{\mu_n C_{ox} W}{2 L} (V_{GS} - V_{th})^2 (1 + \lambda(V_{DS} - V_{DSsat})) .$$

Verifica-se que quando se aumenta V_{DS} o estrangulamento se move em direção à fonte. A figura a seguir mostra o estrangulamento do dreno e os elétrons vindos da fonte, quando alcançam o estrangulamento eles são injetados na zona de depletada e são empurrados para estrangular no dreno.



O fator adicional envolvendo λ , o parâmetro de modulação do canal de comprimento, os modelos de dependência atual na tensão de dreno, devido ao efeito precoce, ou modulação de comprimento de canal. De acordo com esta equação, um parâmetro chave de concepção, a transcondutância MOSFET é:

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = \frac{2I_D}{V_{GS} - V_{th}} = \frac{2I_D}{V_{ov}}$$

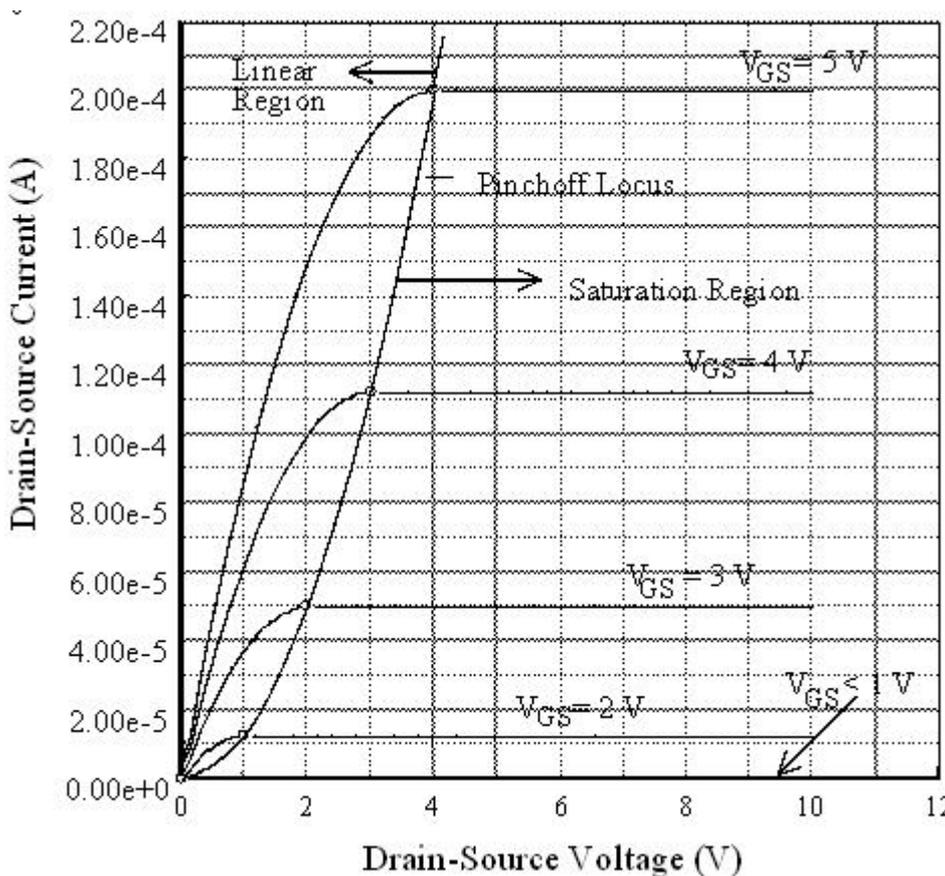
em que a combinação $V_{DS} = V_{GS} - V_{TH}$ é chamado a tensão de constrição, e onde $V_{DSSAT} = V_{GS} - V_{TH}$ é responsável por uma pequena descontinuidade na qual, de outro modo aparece na zona de transição entre as regiões de triodo e saturação.

Outro parâmetro fundamental do projeto é a saída MOSFET derrota resistência de saída r_{out} :

$$r_{out} = \frac{1}{\lambda I_D} \qquad g_{DS} = \frac{\partial I_{DS}}{\partial V_{DS}}$$

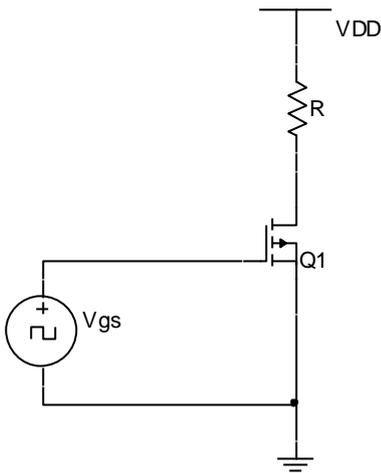
onde r_{out} é o inverso de g_{DS} e onde I_D é a expressão da região de saturação.

Curva característica do MOSFET canal N nas regiões linear, estrangulamento e de saturação com $V_{TH} = 1V$



Cálculo da polarização do MOSFET operando como um transistor como chave.

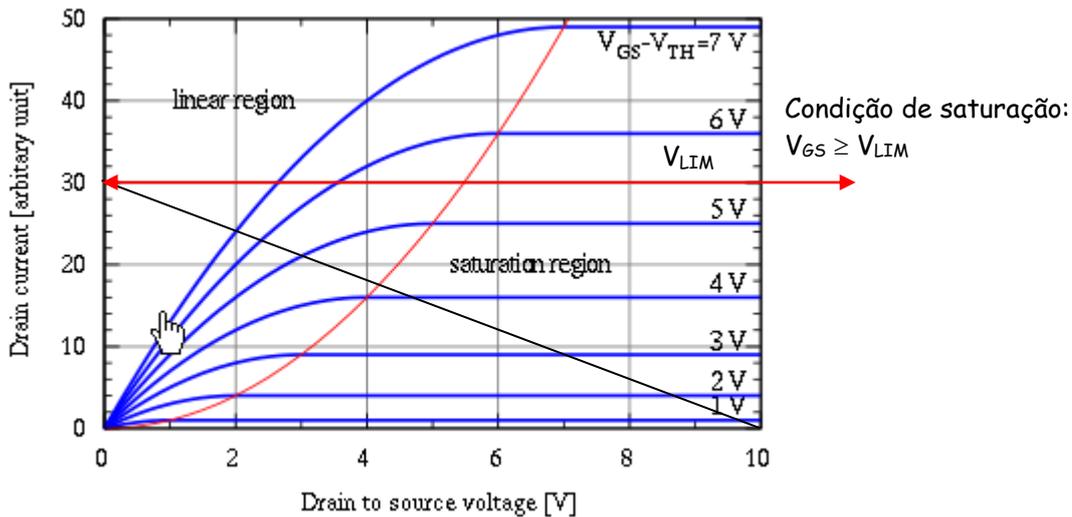
a. Retas de carga. Para traçar a reta de carga de um MOSFET como chave, vamos ao circuito.



A corrente I_{DSAT} , pode ser calculada como:

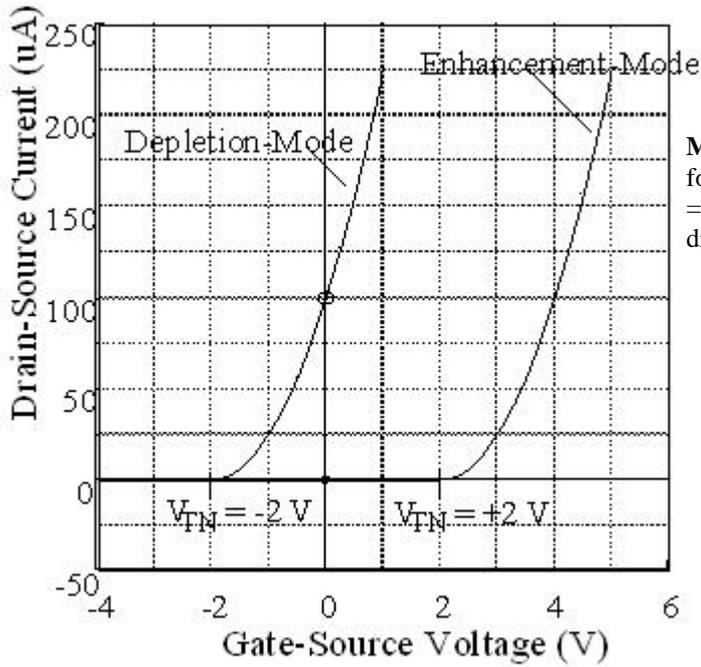
$$I_D = (V_{DD} - V_{DSSAT})/R \text{ e } V_{GS} = V_{GSSAT}.$$

A curva característica do transistor MOSFET: $I_D \times V_{DS} (V_{GS})$.



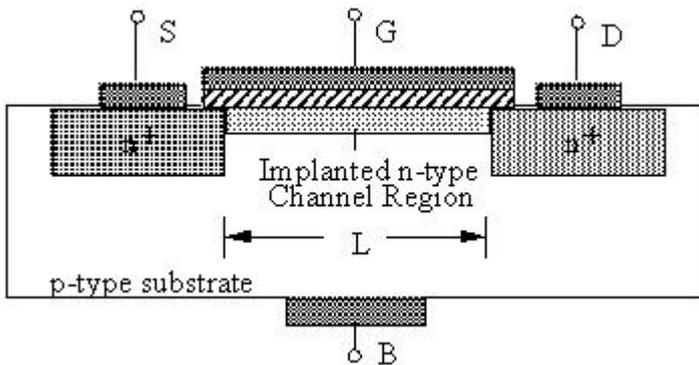
CURVA DE TRANSFERÊNCIA MODOS DEPLEÇÃO E INTENSIFICAÇÃO

A curva característica de um MOSFET $I_D \times V_{GS}$ com a tensão positiva entre dreno e fonte $V_{DS} > 0$, mostra que um MOSFET modo depleção canal N pode operar conforme a seguir. A figura a seguir mostra a curva de transferência do MOSFET.

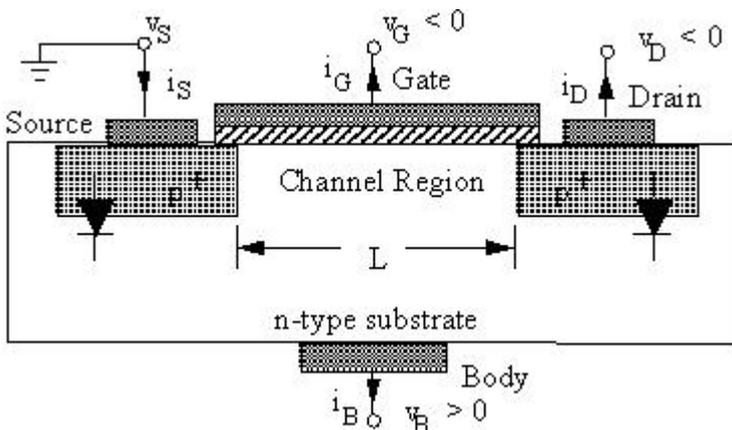


Modo Depleção – Os Ions+ são implantados no canal formado entre dreno e fonte e para uma tensão de $V_{GS} = 0$ há uma corrente de condução do transistor entre dre no e fonte.

A seguir apresentamos a estrutura do MOSFET canal N modo depleção.



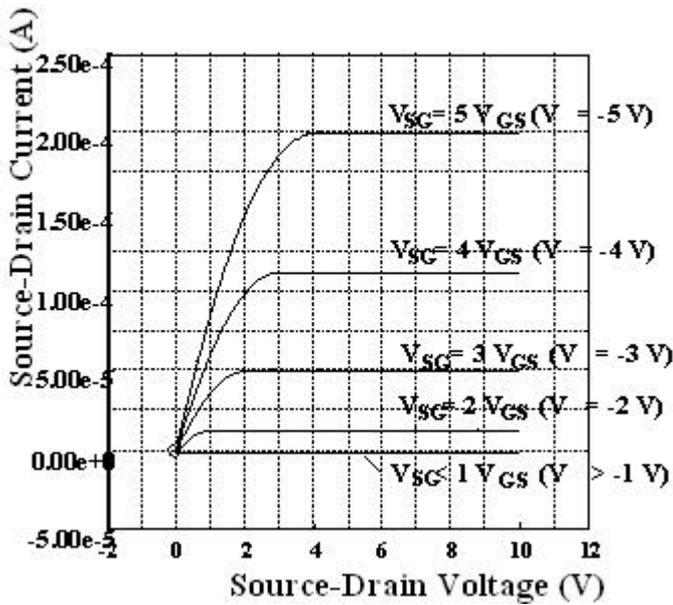
Para o canal P a estrutura do MOSFET.



Modo Depleção:
 NMOS $\rightarrow V_{TH} < 0$ PMOS $\rightarrow V_{TH} > 0$.

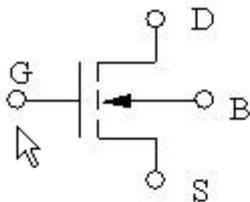
Modo Intensificação:
 NMOS $\rightarrow V_{TH} > 0$ PMOS $\rightarrow V_{TH} < 0$.

A curva característica do transistor MOSFET canal P é mostrada a seguir.

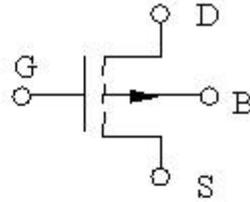


SÍMBOLOS PADRÕES PARA O MOSFET MODOS DEPLEÇÃO E INTENSIFICAÇÃO.

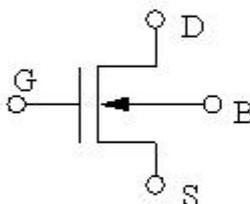
Para o reconhecimento do modo de operação de um MOSFET, um padrão de símbolo foi criado IEEE. Para o modo depleção e intensificação a diferença está entre no traço entre dreno e fonte contínua no modo depleção e pontilhado no modo intensificação. O quarto terminal referente ao substrato SS pode estar disponível para qualquer um dos módulos do transistor, daí será um MOSFET de quatro terminais. Os MOSFET de três terminais o substrato SS é interligado internamente no terminal fonte e daí será im MOSFET de três terminais. A seguir apresentamos os símbolos IEEE standard para os MOSFETs depleção e intensificação de três e quatro terminais,



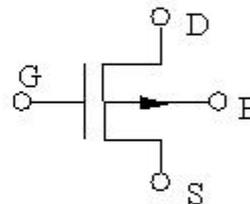
(a) NMOS enhancement-mode device



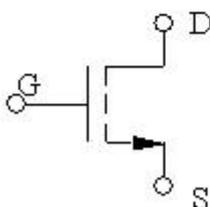
(b) PMOS enhancement-mode device



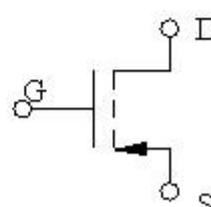
(c) NMOS depletion-mode device



(d) PMOS depletion-mode device



(e) Three-terminal NMOS transistor



(f) Three-terminal PMOS transistor

Equações MOSFET	
Canal N	Canal P
Corte	
$V_{GS} < V_{THN}$ $I_D = 0$	$V_{SG} < V_{THP}$ $I_D = 0$
Região Ativa	
$V_{GS} > V_{THN}$ $V_{DS} \leq (V_{GS} - V_{THN})$ $I_{D \rightarrow S} = K_N (V_{GS} - V_{THN} - V_{DS}/2) V_{DS}$	$V_{GS} < V_{THP}$ $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_{THP})$ $I_{S \rightarrow D} = K_P (V_{GS} - V_{THP} - V_{DS}/2) V_{DS}$
Região Saturação	
$V_{GS} > V_{THN}$ $V_{DS} \geq (V_{GS} - V_{THN})$ $I_{D \rightarrow S} = K_N/2 (V_{GS} - V_{THN})^2 (1 - \lambda V_{DS})$	$V_{GS} < V_{THP}$ $V_{DS} \leq (V_{GS} - V_{THP})$ $I_{S \rightarrow D} = K_P/2 (V_{GS} - V_{THP})^2 (1 - \lambda V_{DS})$

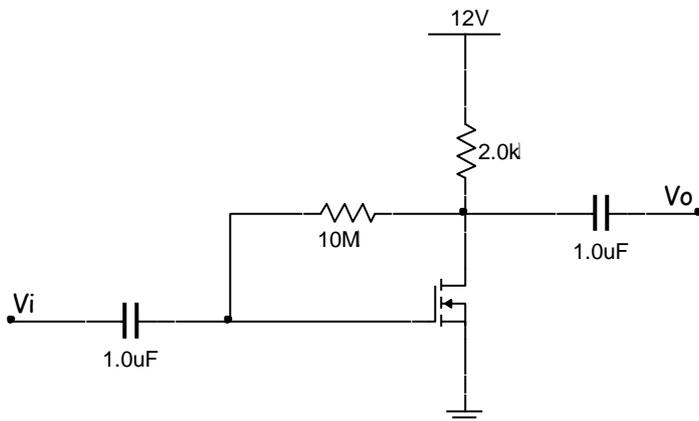
Na saturação no modo intensificação a tensão pode ser escrita como:

$V_{DS} = V_{GS} - V_T$, onde V_T é a tensão de limiar de condução. Da curva a seguir a parábola indica os lugares geométricos de V_{DS} início da saturação. Como V_{GS} aumenta então $V_{GS} > V_T$ e observando a curva, temos a seguinte relação.

$I_D = K(V_{GS} - V_T)^2$, onde K é uma constante e uma característica do dispositivo e pode ser determinado pela expressão a seguir.

$$K = I_{D\text{ligado}} / (V_{GS} - V_T)^2 \text{ e } I_{D\text{ligado}}$$

Método gráfico para determinação do ponto quiescente do circuito a seguir.



1. Traçar a curva do transistor $I_D \times V_{GS}$ utilizar a equação $I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2$;
2. Traçar a reta de carga: $V_{GS} = V_{DD} - R_D I_D$;
3. O ponto de cruzamento entre as duas curvas é o ponto Q de trabalho e retirar I_D e V_{GS} .

Método algébrico

$$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2 \Rightarrow I_D/K = V_{GS}^2 - 2V_{GS}V_{TH} + V_{TH}^2$$

$$V_{GS} = V_{DD} - R_D I_D \Rightarrow I_D/K = (V_{DD} - R_D I_D)^2 - 2(V_{DD} - R_D I_D)V_{TH} + V_{TH}^2$$

$$R_D^2 I_D^2 - 2R_D (V_{DD} - V_{TH} + 1/(2R_D K)) I_D + (V_{DD} - V_{TH})^2 = 0$$

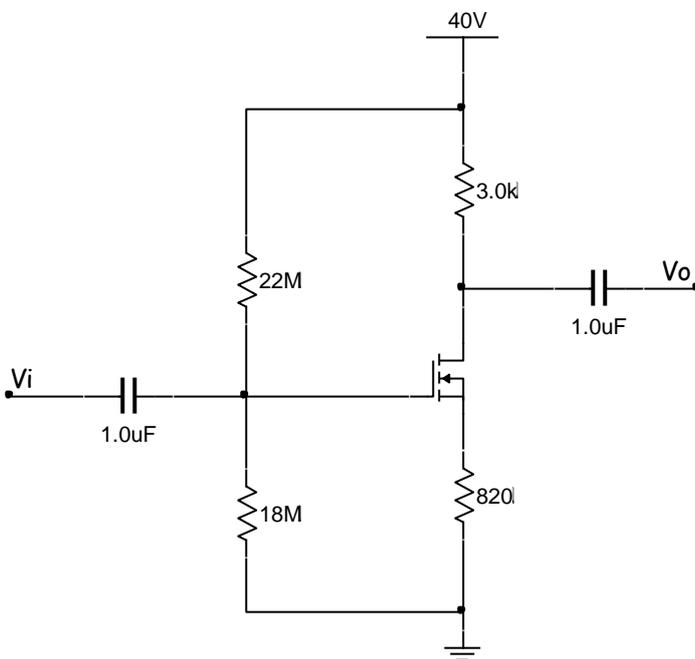
$$A = R_D^2 \quad B = 2R_D (V_{DD} - V_{TH} + 1/(2R_D K)) \quad e \quad C = (V_{DD} - V_{TH})^2$$

A solução tem duas raízes em I_D e escolher a menor entre as raízes. Uma vez determinada a raiz solução determinar a tensão V_{GS} e o ponto Q estará determinado.

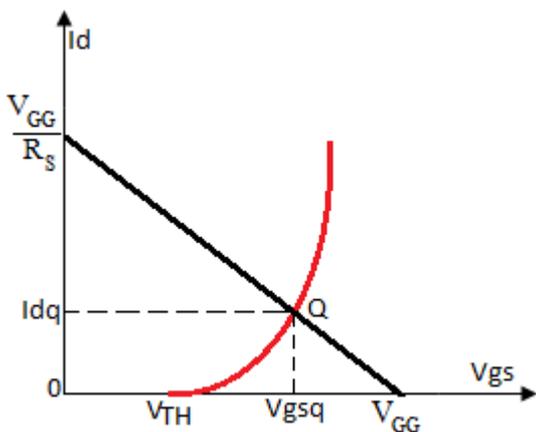
Método gráfico para determinação do ponto quiescente do circuito a seguir.

Para o divisor de tensão: $V_{GS} = V_{GG} - R_S I_D$ e $V_{GG} = V_{DD} R_{B2}/(R_{B1} + R_{B2})$.

Seguir o procedimento usado anteriormente no item 1 e no item 2 a reta de carga usar $V_{GS} = V_{GG} - R_S I_D$



A curva $I_D \times V_{GS}$ para o divisor de tensão.



Método algébrico

$$I_D = K(V_{GS} - V_{TH})^2 \Rightarrow I_D/K = V_{GS}^2 - 2V_{GS}V_{TH} + V_{TH}^2$$

$$V_{GS} = V_{GG} - R_S I_D \Rightarrow I_D/K = (V_{GG} - R_S I_D)^2 - 2(V_{GG} - R_S I_D)V_{TH} + V_{TH}^2$$

$$R_S^2 I_D^2 - 2R_S (V_{GG} - V_{TH} + 1/(2R_S K)) I_D + (V_{GG} - V_{TH})^2 = 0$$

$$A = R_S^2 \quad B = 2R_S (V_{GG} - V_{TH} + 1/(2R_S K)) \quad e \quad C = (V_{GG} - V_{TH})^2$$

A Transcondutância gm

$$g_m = \partial I_D / \partial V_{GS} \Rightarrow g_m = 2K(V_{GS} - V_{TH})$$

O ganho do circuito Av

$$A_v \cong - g_m R_D$$

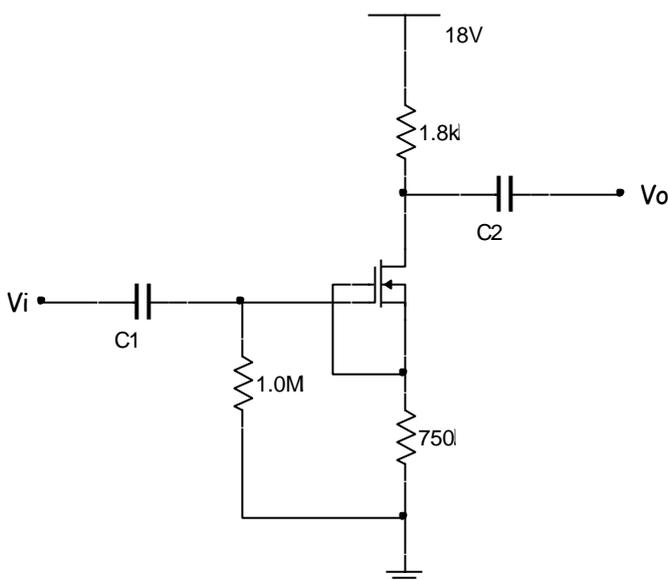
A impedância de entrada e saída.

$$Z_{IN} = 1/(1 + g_m R_D)$$

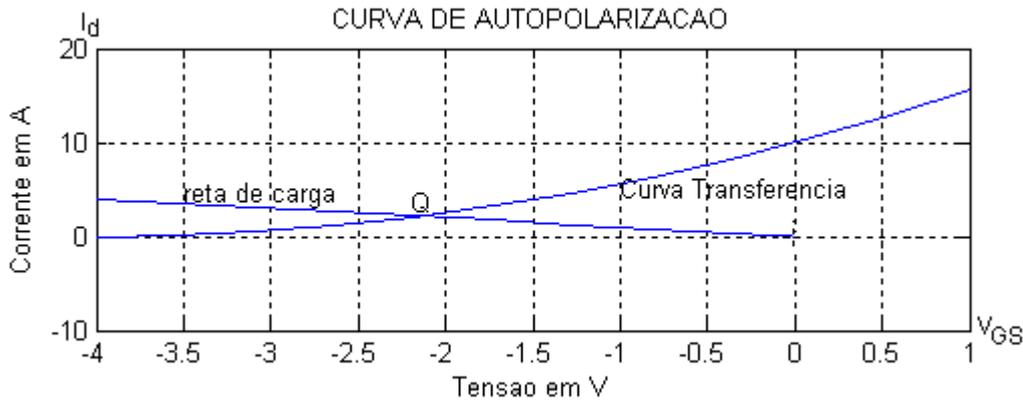
$$Z_0 = R_D$$

EXEMPLO: Determinar para o amplificador a MOSFET modo depleção?

- a) O ponto quiescente Q (Id, Vgs).
- b) A tensão Vds.



- a) A reta de carga é mostrada a seguir.



b) Do gráfico retiramos o valor de Q(2,5mA, -2,3V)

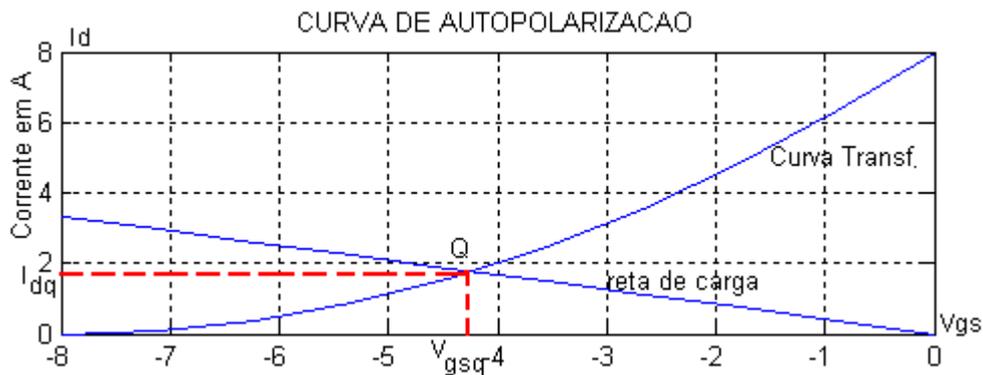
c) A tensão $V_{DS} = V_{dd} - R_D I_D = 18 - 1,8K \times 2,5mA = 13,5V$

EXEMPLO: Para o circuito a transistor MOSFET canal N no modo depleção, autopolarização, são dados: $R_S = 2,4K$, $I_{DSS} = 8mA$, $V_P = -8V$ e $R_D = 6,2K$, pede-se:

- Traçar a reta de carga do circuito.
- Calcular o ponto Q de polarização.
- Calcular o valor de V_{DS} .

Resposta:

a) A reta de carga é apresentada a seguir.



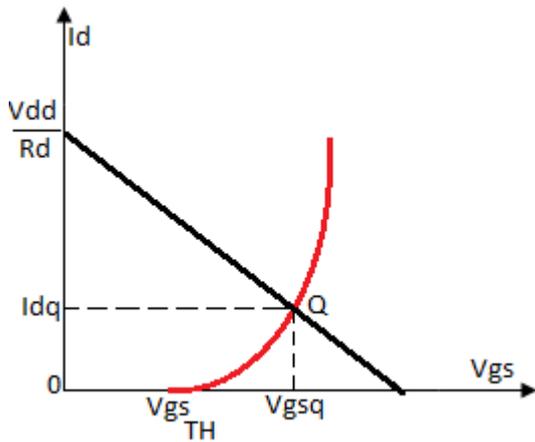
b) No modo gráfico, o ponto Q(1,7mA, 4,3V).

c) $V_{DS} = 7,46V$.

EXEMPLO: Pela curva do transistor MOSFET canal N no modo intensificação, pede-se:

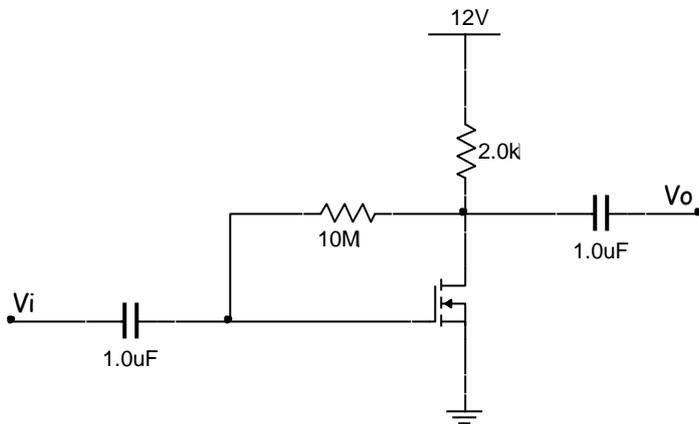
- Traçar a reta de carga do circuito.
- Calcular o ponto de polarização.
- Calcular o valor de K.

a) A reta de carga é apresentada a seguir.

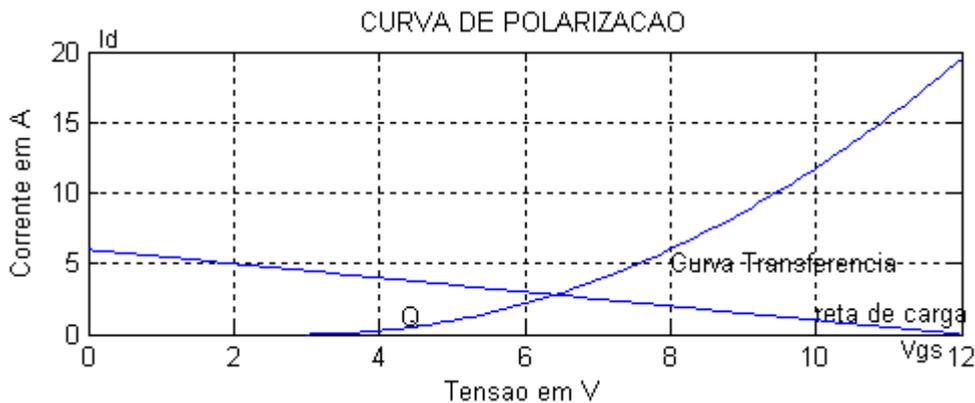


b) O ponto Q quiescente retirar do gráfico.

c) $K = I_{DON}/(V_{GSON} - V_T)^2$ e $I_D = k(V_{GSON} - V_T)^2$



a) Para o circuito a reta de carga a seguir.



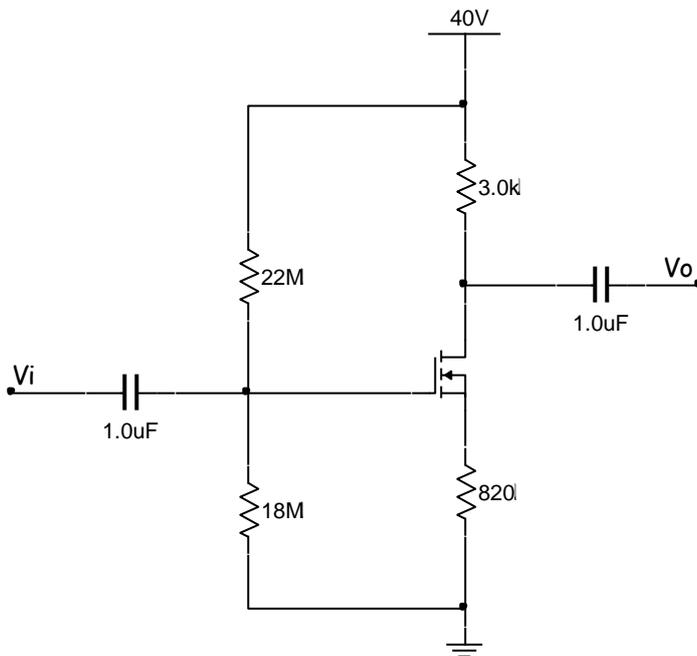
b) O ponto Q(2,75mA,6,4V).

$V_{GSq} = V_{DSq} = 6,4V$.

EXEMPLO: Determinar graficamente para o circuito a MOSFET intensificação, o divisor de tensão, o ponto de trabalho do circuito. Pede-se:

- a) O ponto Q (I_d, V_{gs});
- b) A tensão V_{ds} .

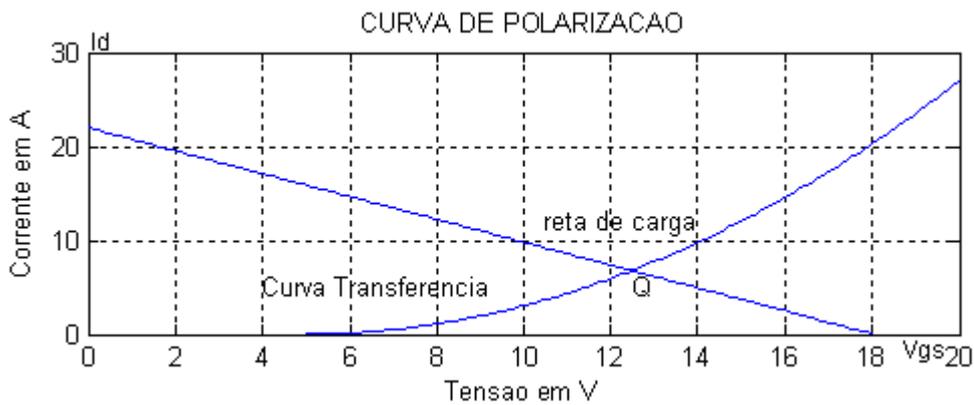
Dados: $V_{Gsth} = 5V, I_{DON} = 3mA$ em $V_{GSON} = 10V$.



1. Tensão na porta $V_G = 40 \cdot 18M / (22M + 18M)$
 $V_{GG} = 18V.$

$V_{GS} = V_{GG} - R_S I_D = 18 - 0.82K \cdot I_D.$

a) A reta de carga é apresentada a seguir.

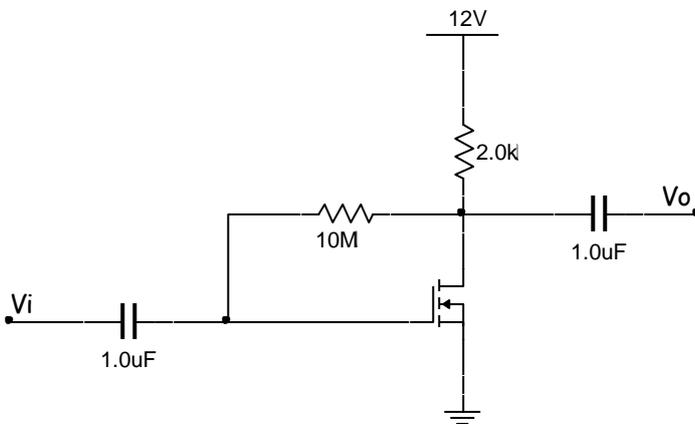


b) O ponto Q de polarização é igual Q(6,7mA,12,5V).

c) $V_{DS} = 40 - 6,7(0.82K + 3,0) = 14,4V.$

EXERCÍCIOS PROPOSTOS

Responda as questões de 1 a 4 referentes aos dados e figura a seguir: Dados MOSFET $V_{DD} = 15V$, $K = 0,24 \times 10^{-3} A/V^2$, $V_{GSQ} = 6,4V$ e $V_{GSOFF} = 3V$.



1.o Exercício: Determinar o valor de g_m , sabendo-se que $V_{GSQ} = 6,4V$.

- a) $g_m = 1,63mS$
- b) $g_m = 1,47mS$
- c) $g_m = 1,87mS$
- d) $g_m = 2,15mS$
- e) $g_m = 3,08mS$

Resposta: a

2.o Exercício: Determinar o valor do ganho

- a) $A_V = - 2,55$
- b) $A_V = - 3,26$
- c) $A_V = - 2,15$
- d) $A_V = - 3,16$
- e) $A_V = - 3,36$

Resposta: b

3.o Exercício: Determinar as impedâncias de entrada e saída.

- a) $Z_{IN} = 3,03M\Omega$ e $Z_{OUT} = 2K$
- b) $Z_{IN} = 2,27M\Omega$ e $Z_{OUT} = 2K$
- c) $Z_{IN} = 2,53M\Omega$ e $Z_{OUT} = 2K$
- d) $Z_{IN} = 3,57M\Omega$ e $Z_{OUT} = 2K$
- e) $Z_{IN} = 3,16M\Omega$ e $Z_{OUT} = 2K$

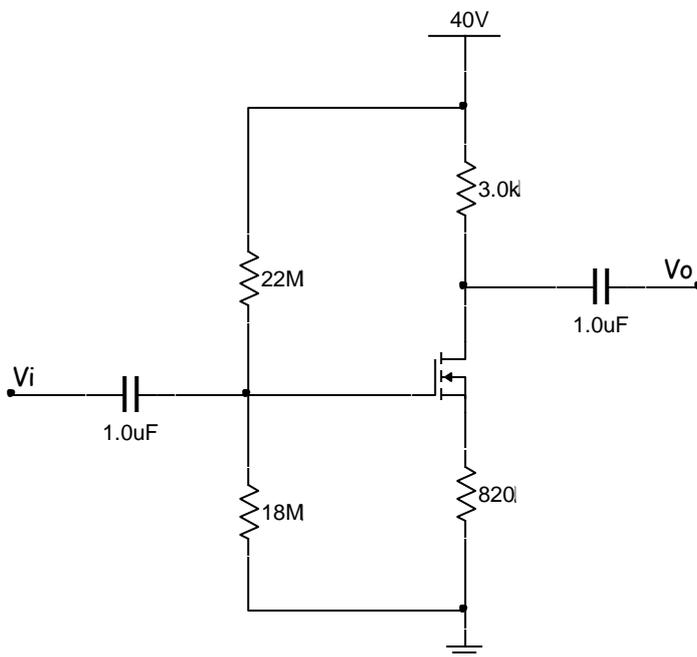
Resposta: c

4.o Exercício: Determinar a amplitude e sinal de saída do amplificador para um sinal aplicado a entrada do circuito $v(t) = 3\text{sen}(1000t)$.

- a) $V_{\text{SAÍDA}} = - 8,25\text{V}$
- b) $V_{\text{SAÍDA}} = - 6,25\text{V}$
- c) $V_{\text{SAÍDA}} = - 5,25\text{V}$
- d) $V_{\text{SAÍDA}} = - 9,78\text{V}$
- e) $V_{\text{SAÍDA}} = - 7,25\text{V}$

Resposta: d

As questões de 5 a 8 referem-se aos dados e figura a seguir.



5.o Exercício: Determinar as impedâncias de entrada e saída.

- a) $Z_{\text{IN}} = 3,00\text{M}\Omega$ e $Z_{\text{OUT}} = 3\text{K}$
- b) $Z_{\text{IN}} = 1,00\text{M}\Omega$ e $Z_{\text{OUT}} = 3\text{K}$
- c) $Z_{\text{IN}} = 22,00\text{M}\Omega$ e $Z_{\text{OUT}} = 3\text{K}$
- d) $Z_{\text{IN}} = 18,00\text{M}\Omega$ e $Z_{\text{OUT}} = 3\text{K}$
- e) $Z_{\text{IN}} = 9,90\text{M}\Omega$ e $Z_{\text{OUT}} = 3\text{K}$

Resposta: e

6.o Exercício: Determinar o ganho do circuito

- a) $A_V = - 2,55$
- b) $A_V = - 3,26$
- c) $A_V = - 2,15$
- d) $A_V = - 3,16$
- e) $A_V = - 3,36$

Resposta: b

7.o Exercício: Determinar a tensão V_{DS} para uma corrente $I_{DQ} = 8,0\text{mA}$

- a) $V_{DS} = 9,44\text{V}$
- b) $V_{DS} = 9,84\text{V}$
- c) $V_{DS} = 6,24\text{V}$
- d) $V_{DS} = 8,56\text{V}$
- e) $V_{DS} = 7,15\text{V}$

Resposta: a

8.o Exercício: Determinar a tensão V_{GSQ} para $I_{DQ} = 8\text{mA}$.

- a) $V_{GSQ} = 10,56\text{V}$
- b) $V_{GSQ} = 5,15\text{V}$
- c) $V_{GSQ} = 11,44\text{V}$
- d) $V_{GSQ} = 9,36\text{V}$
- e) $V_{GSQ} = 10,36\text{V}$

Resposta: c

BIBLIOGRAFIA

Referência: **Livro Texto: Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos.**

Autores: Robert Boylestad e Louis Nashelsky, editora Pearson, Prentice Hall, 11.a edição, ano 2013.

OUTRAS REFERÊNCIAS

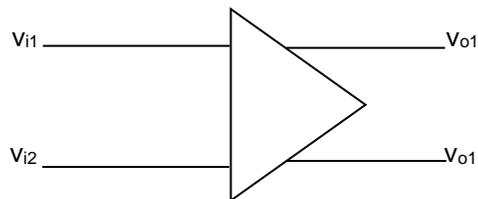
- 24. Microeletrônica – Sedra, A.S e Smith, K,C – 5.a edição Pearson.
- 25. Eletrônica Vol.1 – Malvino, A.P – 14.a edição, Editora Makron,
- 26. Circuitos Elétricos - Nilsson, J. W. / Riedel, S. A. / Marques, A. S., ano de 2008 Prentice Hall Brasil.
- 27. Circuitos com transistores Bipolares e MOS - Silva, M. M./Calouste, G., ano de 2010.
- 28. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos, V.1 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.
- 29. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos, V.2 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.

DISCIPLINA: CIRCUITOS ELETRÔNICOS

MÓDULO 8: INTRODUÇÃO AO AMPLIFICADOR DIFERENCIAL

Introdução: O amplificador diferencial é um bloco pertencente aos circuitos analógicos ou lineares com o qual é construído o amplificador operacional. Sendo um circuito que tem altíssimo ganho e muito alta impedância de entrada. Os estágios de entrada com os amplificadores diferenciais são estudados quanto ao: ganho diferencial, ganho em modo comum, taxa de rejeição de modo comum, resistência diferencial de entrada. Os amplificadores diferenciais são mostrados a seguir como um bloco triangular com duas entradas e duas saídas.

Bloco amplificador diferencial



Serão estudados quatro casos combinando os sinais de entrada aplicados às entradas do amplificador diferencial e analisando às saídas.

Caso 1: $V_{i2} = 0 \Rightarrow V_{o1} = -A_{DM} \cdot V_{i1}$, $V_{o2} = +A_{DM} \cdot V_{i1}$ e $V_{o1} - V_{o2} = -2 \cdot A_{DM} \cdot V_{i1}$.

Caso 2: $V_{i1} = 0 \Rightarrow V_{o1} = +A_{DM} \cdot V_{i2}$, $V_{o2} = -A_{DM} \cdot V_{i2}$ e $V_{o1} - V_{o2} = +2 \cdot A_{DM} \cdot V_{i2}$.

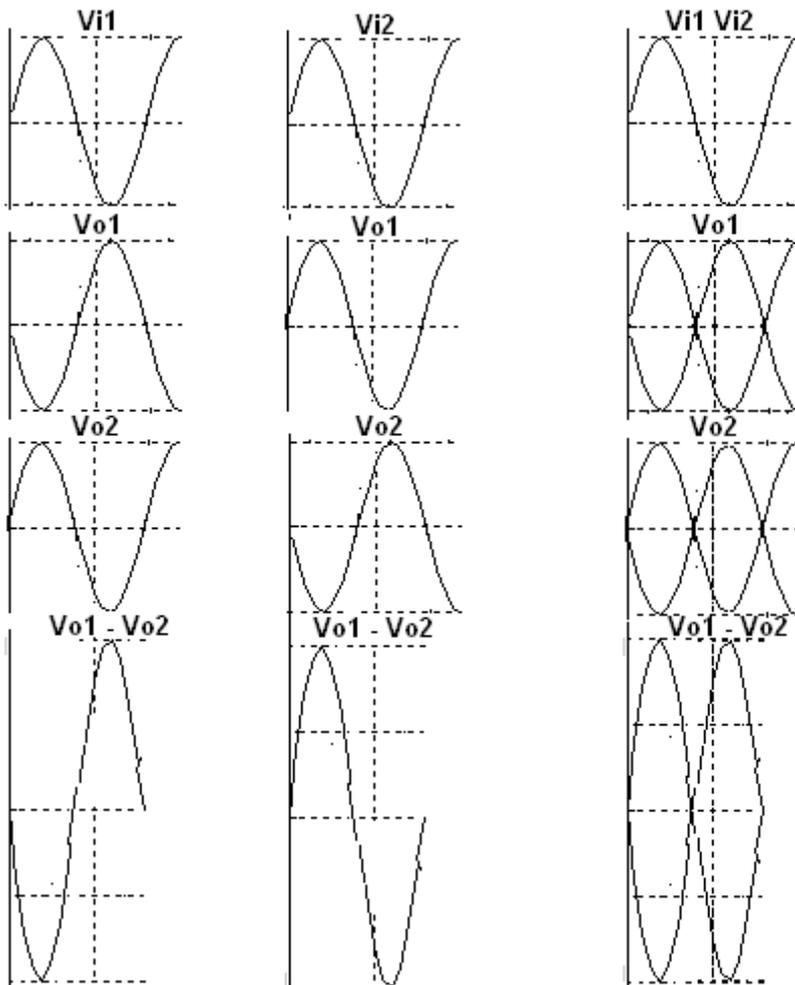
Caso 3: $V_{i1} = V_{i2} \Rightarrow V_{o1} = 0$, $V_{o2} = 0$ e $V_{o1} - V_{o2} = 0$.

Caso 4: $V_{i1} = -V_{i2} = 2 \cdot V_{i(1,2)} \Rightarrow V_{o1} = -2A_{DM} \cdot V_{i1}$, $V_{o2} = 2A_{DM} \cdot V_{i2}$ e $V_{o1} - V_{o2} = -4 \cdot A_{DM} \cdot V_{i(1,2)}$.

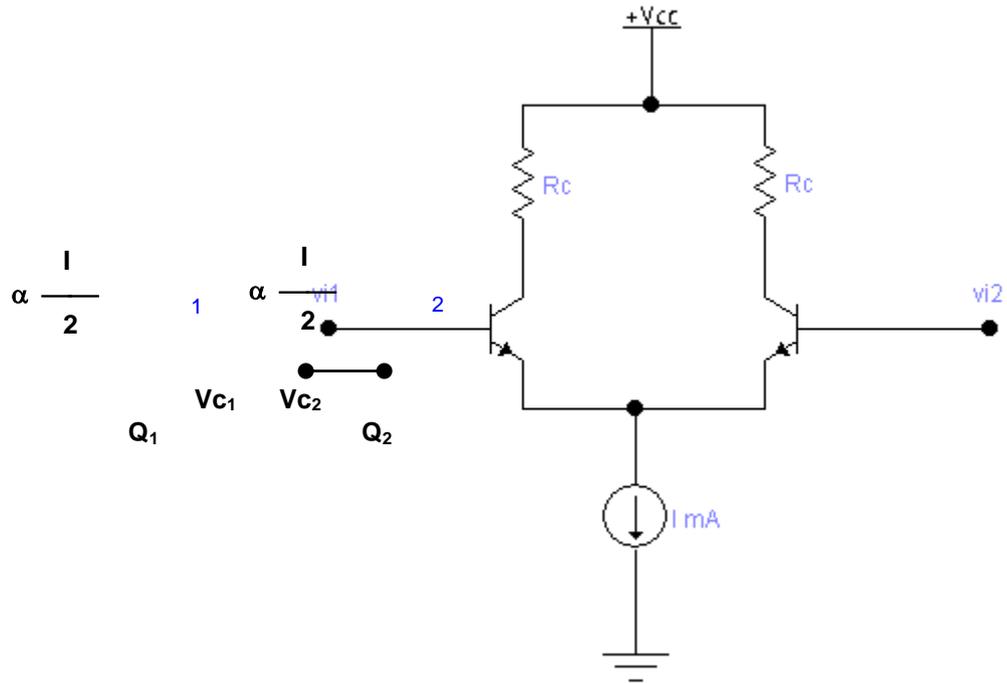
Caso 1: Sinal em v_{i1}
 Entrada aterrada v_{i2} .

Caso 2: Sinal em v_{i2}
 Entrada aterrada v_{i1}

Caso 3: $V_{i1} = V_{i2}$ **Caso 4:** $V_{i1} = -V_{i2}$

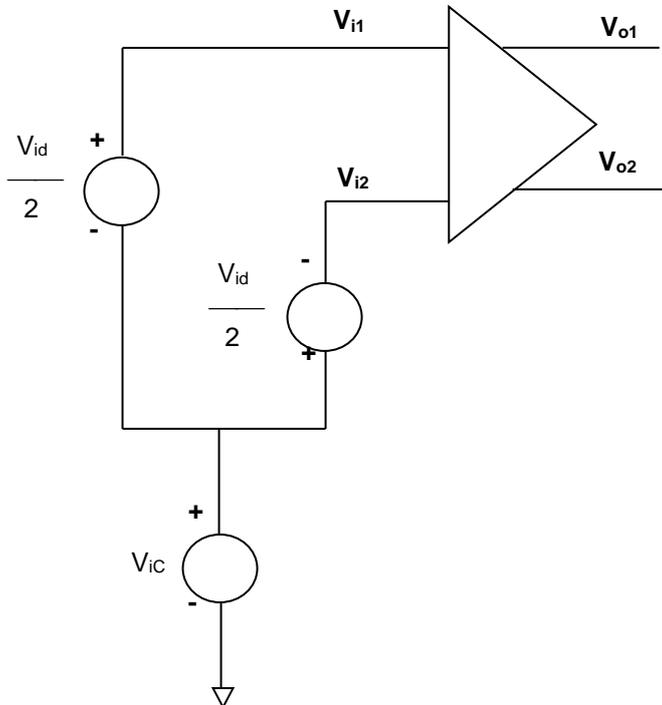


O circuito realizado com um par casado de transistores de junção é mostrado na figura a seguir.



I - Análise de sinais modo diferencial e comum.

1. Do circuito, temos:



II - DIFERENÇA ENTRE MODO DIFERENCIAL E MODO COMUM

$$V_{i1} = V_{ic} + \frac{V_{id}}{2} \text{ e } V_{i2} = V_{ic} - \frac{V_{id}}{2}, (1)$$

Então:

a) Modo Diferencial

Da equação (1), temos:

$$V_{ic} = V_{i1} - \frac{V_{id}}{2} \text{ e } V_{ic} = V_{i2} + \frac{V_{id}}{2}, \text{ daí, temos:}$$

$$V_{id} = V_{i1} - V_{i2}$$

b) Modo Comum

Da equação (1), temos:

$$V_{id} = 2V_{i1} - 2V_{ic} \text{ e } V_{id} = -2V_{i2} + 2V_{ic}, \text{ temos:}$$

$$2V_{i1} - 2V_{ic} = -2V_{i2} + 2V_{ic}$$

$$2(V_{i1} + V_{i2}) = 4V_{ic}, \text{ então :}$$

$$V_{ic} = \frac{V_{i1} + V_{i2}}{2}$$

Similarmente para a saída, temos:

$$V_{o1} = V_{oc} + \frac{V_{od}}{2} \text{ e } V_{o2} = V_{oc} - \frac{V_{od}}{2}, (2)$$

Então :

a) Modo Diferencial

Da equação (2), temos:

$$V_{oc} = V_{o1} - \frac{V_{od}}{2} \text{ e } V_{oc} = V_{o2} + \frac{V_{od}}{2}, \text{ daí, temos :}$$

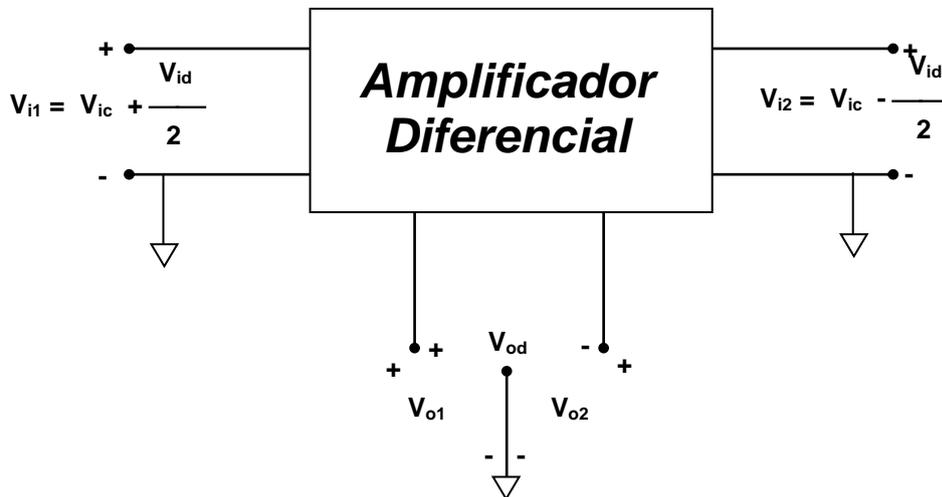
$$V_{od} = (V_{o1} - V_{o2})_{\text{diferencial}}$$

b) Modo Comum

Da equação (2), temos:

$$V_{od} = (V_{o1} - V_{o2})_{comum}$$

III - ANÁLISE INCREMENTAL DO AMPLIFICADOR DIFERENCIAL



IV – Ganhos do Amplificador Diferencial

a) Modo Diferencial

$$A_{DM} = \frac{V_{od}}{V_{id}}$$

b) Modo Comum

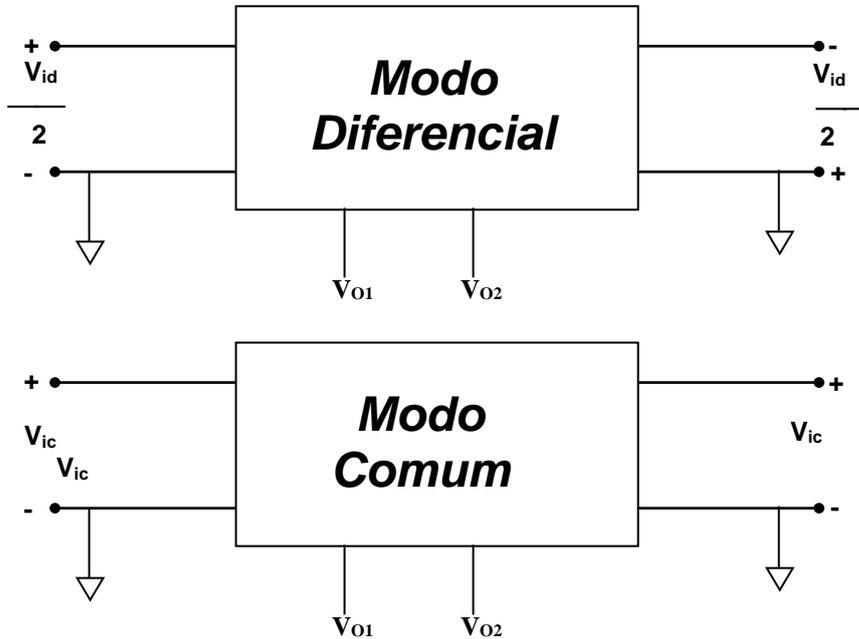
$$A_{CM} = \frac{V_{oc}}{V_{ic}}$$

c) Taxa de Rejeição a sinais de modo comum.

$$CMRR = \frac{A_{DM}}{A_{CM}}$$

V - ANÁLISE DA SAÍDA NO GANHO DIFERENCIAL E COMUM.

1 – Use superposição e quebre o circuito em 02 problemas, como a seguir :



Ganho de Modo diferencial, será :

$$A_{DM} = \frac{V_{O2} - V_{O1}}{V_{i1} - V_{i2}} \text{ e } V_{O1} = - V_{O2}$$

$$A_{DM} = \frac{2 \cdot V_{O1}}{V_{id}}, \text{ onde } V_{i1} = - V_{i2} = \frac{V_{id}}{2}, \text{ assim :}$$

$$A_{DM} = \frac{V_{O1}}{V_{id}/2}$$

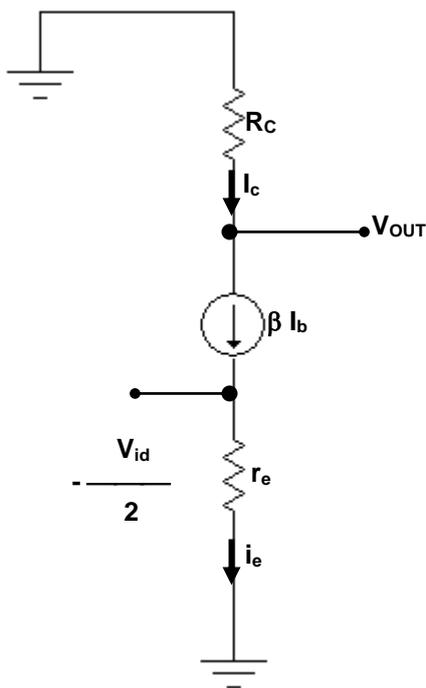
Ganho de Modo Comum, será :

$$A_{CM} = \frac{V_{O1MC} - V_{O2MC}}{V_{ic}},$$

$$A_{CM} = \frac{V_{O1MC}}{V_{ic}} \text{ (simples)}$$

VI - ANÁLISE CA DOS AMPLIFICADORES DIFERENCIAIS

a) Modo Diferencial



Do circuito podemos tirar :

$$\text{A corrente } I_e = - \frac{V_{id}}{2 \cdot r_e} \text{ e } V_{OUT} = - I_c \cdot R_C,$$

$$\text{como } I_c = \alpha \cdot I_e \text{ e } \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}, \text{ temos :}$$

$$I_c = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{-V_{id}}{2 \cdot r_e} \text{ daí,}$$

$$V_{OUT} = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{-V_{id}}{2 \cdot r_e} R_C,$$

$$\text{Como } A_{DM} = \frac{-V_{OUT}}{V_{id}}, \text{ teremos :}$$

$$A_{DM} = \frac{-\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{R_C}{2 \cdot r_e}$$

b) Modo Comum

Do circuito podemos tirar :

$$\text{A corrente } I_e = \frac{V_{ic}}{r_e + 2R_E} \text{ e } V_{OUT} = - I_c \cdot R_C,$$

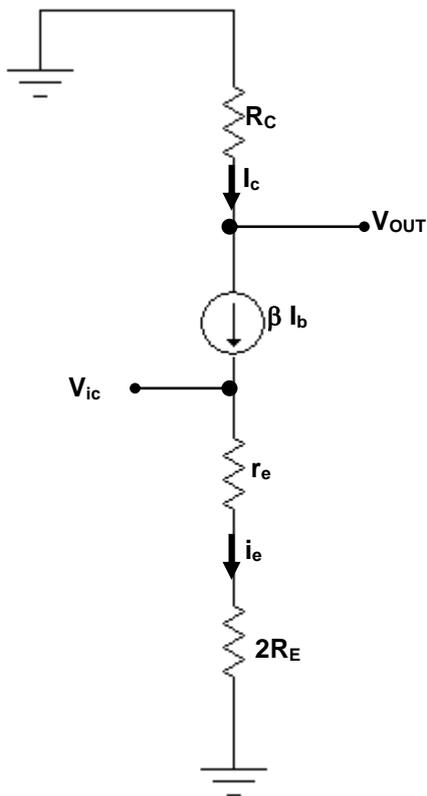
$$\text{como } I_c = \alpha \cdot I_e \text{ e } \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}, \text{ temos :}$$

$$I_c = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{V_{ic}}{r_e + 2R_E} \text{ daí,}$$

$$V_{OUT} = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{V_{ic}}{r_e + 2R_E} R_C.$$

$$\text{Como } A_{CM} = \frac{V_{OUT}}{V_{ic}}, \text{ teremos: Como } R_E + r_e \Rightarrow R_e$$

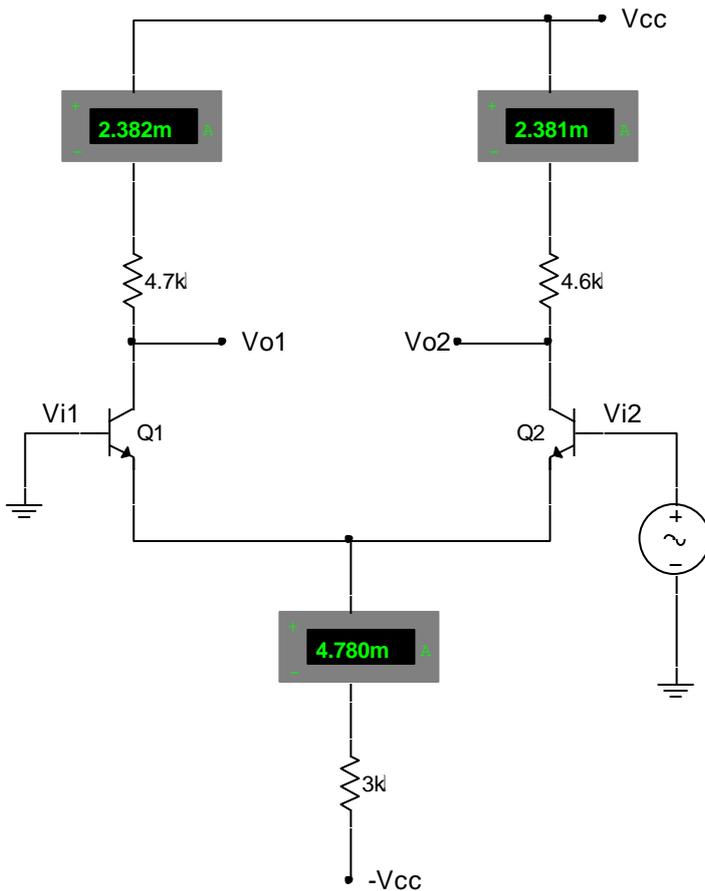
$$A_{CM} = \frac{\beta}{\beta + 1} \cdot \frac{R_C}{2R_E}$$



EXEMPLO: Para o amplificador diferencial, conforme abaixo, determinar:

- A corrente C.C que circula no resistor de emissores dos tansistores.
- A corrente de coletor em cada transistor.
- A tensão de coletor e emissor de cada transistor.
- O ganho de modo diferencial e de modo simples e duplo de cada transistor.
- A taxa de rejeição em modo comum em dB.

Dados: $V_{CC} = \pm 15V$, $V_{BE} = 0,66V$.



a) A corrente de emissor será:

$$V_E = -V_{BE} = -0,66V \text{ e } I_E = [-0,66 - (-V_{CC})] / 3K = 4,78mA$$

b) A corrente de coletor será:

$$I_{C1} = I_{C2} = I_E/2 = 2,39mA.$$

$$c) V_{CE1} = V_{CE2} = (V_{CC} - R_C \cdot I_C) - (V_E) = 15 - 4,7K \cdot 2,39mA - (-0,66) = 4,43V.$$

d) O ganho diferencial modo simples será:

$$A_{DMS} = -gmR_C/2 \Rightarrow r_e = 26mV/2,39mA = 10,9 \therefore gm = 1/r_e = 92 \cdot 10^{-3}.$$

$$A_{DMS} = -92 \times 10^{-3} \times 4700/2 \cong -216 \text{ e } A_{DMD} = -432.$$

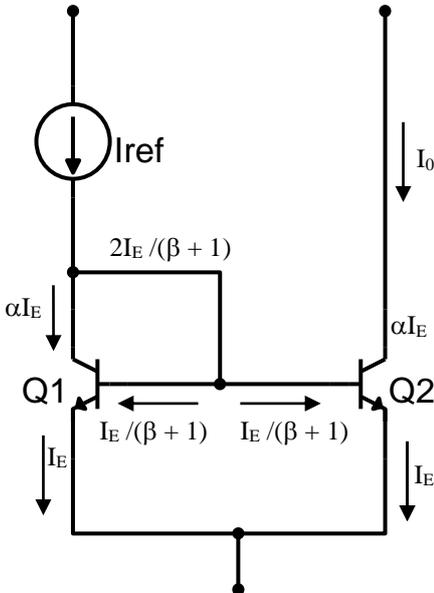
$$A_{CMS} = -R_C/2R_E = -4700/2 \cdot 3000 = -0,78.$$

$$e) CMRR = 20 \log A_{DMS} / A_{CMS} = 20 \log 216 / 0,78 = 48,8dB.$$

VIII – ACOPLAMENTO EMISSOR COM FONTE DE CORRENTE CONSTANTE

Colocando-se uma fonte de corrente acoplada ao emissor, não deverá alterar o ganho de modo diferencial, como mostrado a seguir.

a. ESPELHO DE CORRENTE – Uma fonte de corrente constante e simples com transistor bipolar é apresentada a seguir.



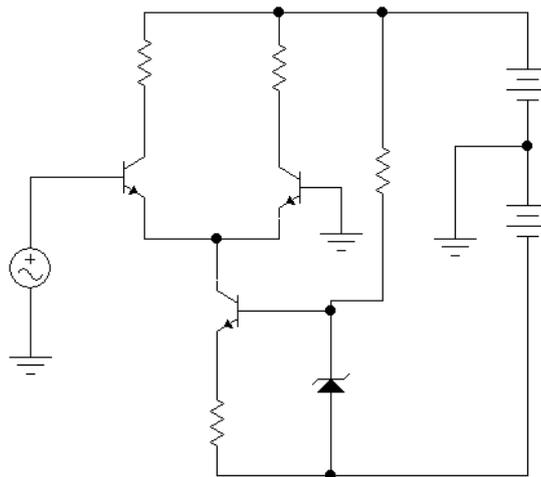
O espelho de corrente é formado por dois transistores Q_1 e Q_2 com as bases e emissores conectados em comum. A razão disso é que as tensões de v_{be} serão as mesmas. O transistor Q_1 é conectado como um diodo base e coletor comum. A proposta é que a fonte de corrente colocada no coletor de Q_1 , a corrente constante I_{REF} e a corrente que passa pelo emissor de Q_2 é a mesma.

$$I_{REF} = I_E [\beta/(\beta + 1) + 2/(\beta + 1)] = I_E(\beta + 2)/(\beta + 1). e$$

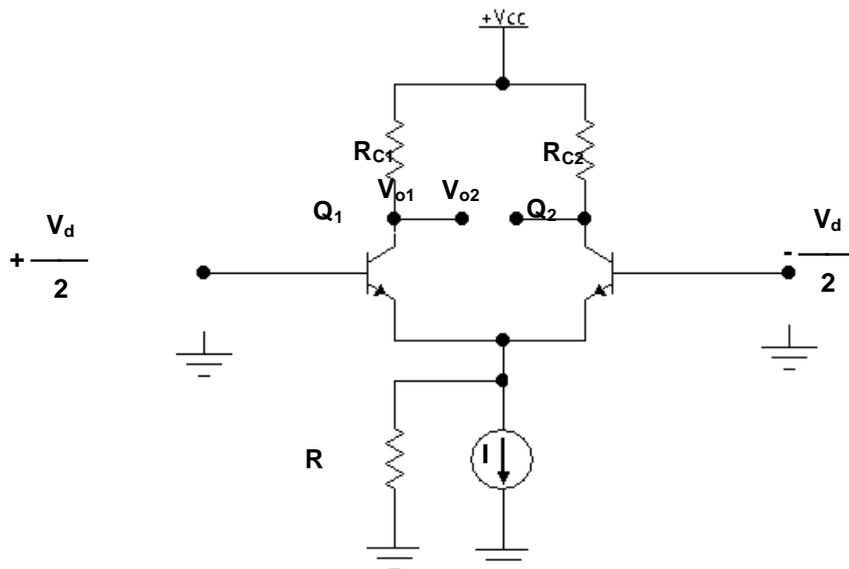
$$I_0/I_{REF} = \beta/(\beta + 2) \text{ que é praticamente igual a } 1 \text{ quando } \beta \gg 1.$$

GANHO MODO DIFERENCIAL ACOPLAMENTO EMISSOR COM FONTE DE CORRENTE CONSTANTE.

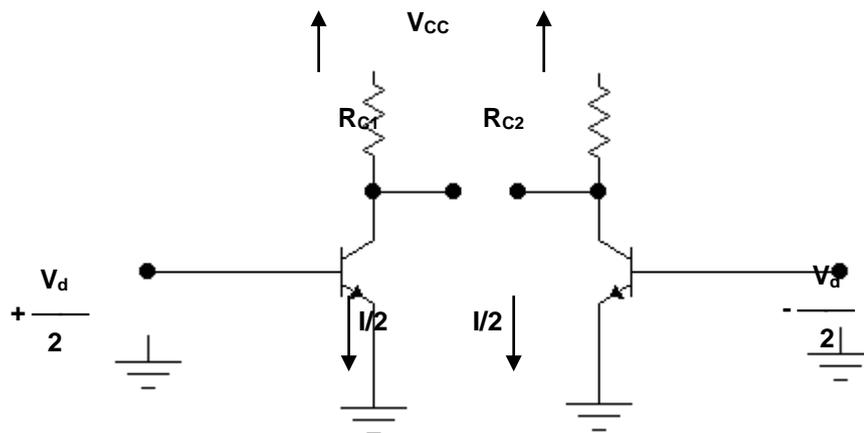
Considere o circuito a seguir.



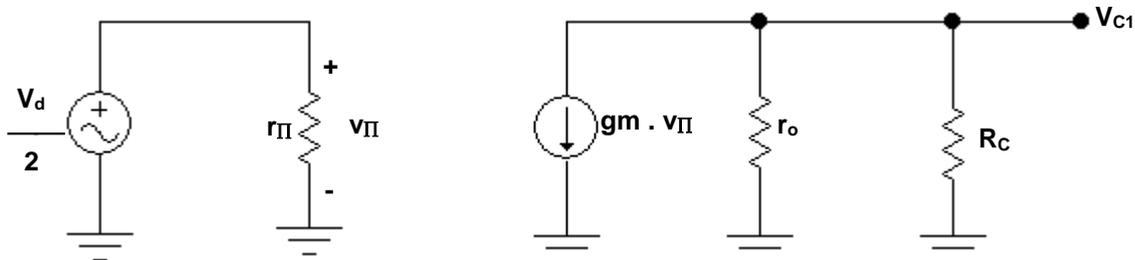
Análise AC do circuito, temos o seguinte modelo.



Para sinais AC, as fontes de tensão e de corrente são nulas.



O modelo de circuito equivalente do meio circuito diferencial.



O ganho diferencial será : $A_{DMD} = - g_m \cdot (R_C // r_o)$.

A resistência diferencial de entrada = $2 \cdot r_{\pi}$.

A Taxa de rejeição de modo comum, será:

$$\text{CMRR} = \left| \frac{A_{DM}}{A_{CM}} \right| = \text{gm} \cdot R \quad \text{com } \alpha = 1$$

Como CMRR é uma expressão em dB, temos:

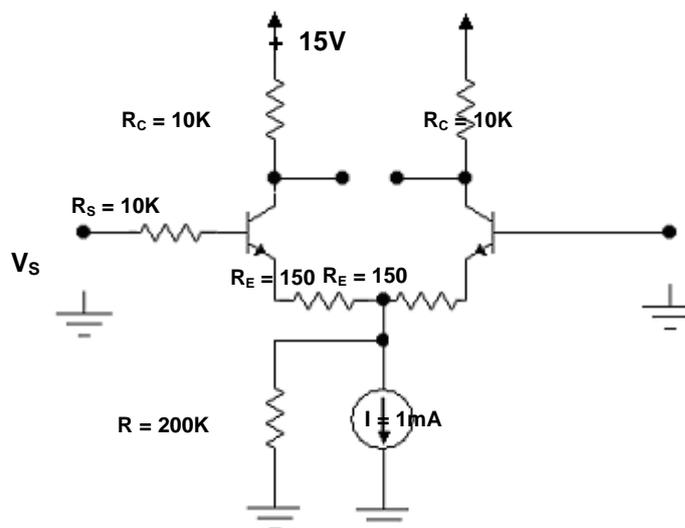
$$\text{CMRR} = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_{CM}} \right|$$

EXERCÍCIOS PROPOSTOS :

O amplificador a seguir possui 2 transistores com $\beta = 100$. Determinar:

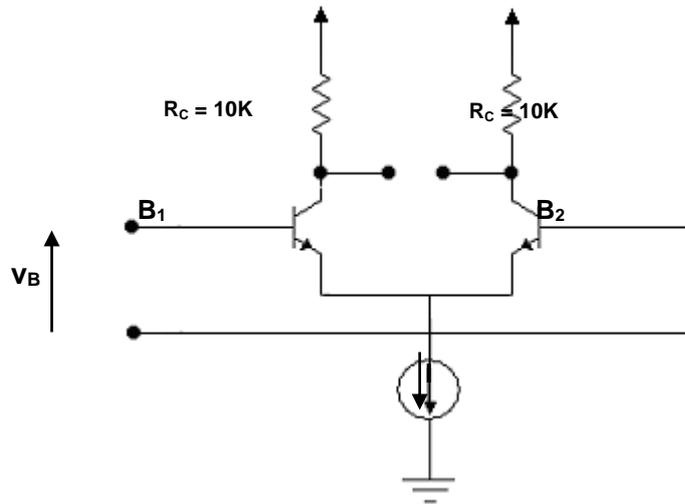
- A resistência diferencial de entrada.
- O ganho total v_0 / v_s , desprezando-se r_0 .
- O ganho em modo comum para o pior caso se as 2 resistências de coletor tiverem uma precisão de $\pm 1\%$.

Dados : $R = 200\text{K}$, $V_{CC} = +15\text{V}$, $R_C = 10\text{K}$, $I = 1\text{mA}$. e $R_S = 10\text{K}$, sendo $B_2 = 0$.



EXERCÍCIO PROPOSTO: No circuito a seguir suponha $I = 1\text{mA}$, $V_{CC} = 15\text{V}$, $R = 200\text{K}$, $R_C = 10\text{K}$ e $\alpha = 1$ e suponha que as tensões sejam $v_{B1} = 0,005 \text{ sen}2\pi 1000t$ Volts e $v_{B2} = -0,005 \text{ sen}2\pi \times 1000t$ Volts. Se os TJBs são especificados com $v_{BE} = 0,7\text{V}$, determinar:

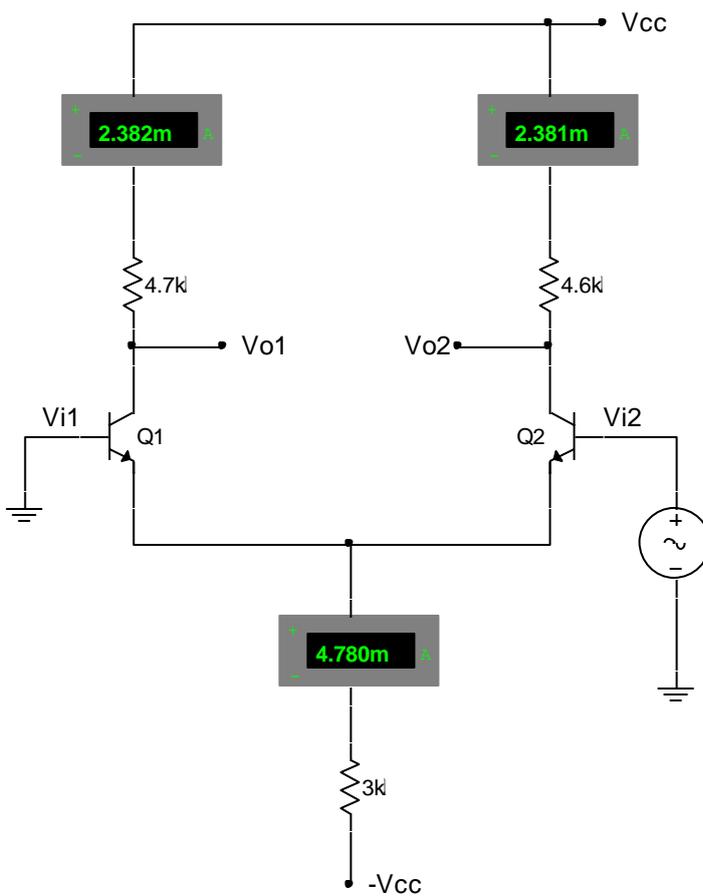
- A tensão nos emissores;
- Determinar g_m para os 02 transistores;
- A corrente i_C de cada um dos transistores;
- A tensão V_C no coletor de cada um dos transistores;
- A tensão entre os 02 coletores;
- O ganho modo diferencial simples e duplo.
- O ganho de modo comum simples e duplo.
- A taxa em dB de rejeição de modo comum.



Respostas : a) $-0,7V$; b) $20mA/V$ c) $i_{C1} = 0,5mA$ e $i_{C2} = 0,5mA$; d) $v_{C1} = 10V$ e $v_{C2} = 10V$; e) $v_{C2} - v_{C1} = 0V$; f) $-200V/V$, g) $-25mV/V$ e h) $78dB$.

EXERCÍCIOS PROPOSTOS

As questões de 1 a 4 referem-se aos dados e figura a seguir: Dados $V_{CC} = \pm 24V$



1.o Exercício: As tensões CC em V_{O1} e V_{O2} .

- a) $V_{O1} = V_{O2} = 12,80V$
- b) $V_{O1} = V_{O2} = 10,80V$
- c) $V_{O1} = V_{O2} = 9,80V$
- d) $V_{O1} = V_{O2} = 11,80V$
- e) $V_{O1} = V_{O2} = 13,80V$

Resposta: a

2.o Exercício: A tensão nos emissores dos transistores em relação ao terra, sabendo-se que $V_{BE} = 0,6$.

- a) $V_E = 0V$
- b) $V_E = -1,0V$
- c) $V_E = -0,6V$
- d) $V_E = +0,6V$
- e) $V_E = +1,0V$

Resposta: c

3.o Exercício: Dado $g_m = 0,1S$ determinar o ganho diferencial do circuito

- a) $A_V = -470$
- b) $A_V = -230$
- c) $A_V = -100$
- d) $A_V = -235$
- e) $A_V = -245$

Resposta: d

4.o Exercício: Dado $g_m = 0,1S$ determinar a saída em V_{O1} e V_{O2} para um sinal de entrada de $10mV_{P-P}$.

- a) $V_{O1} = V_{O2} = -2,35V$
- b) $V_{O1} = +2,35V$ e $V_{O2} = -2,35V$
- c) $V_{O1} = +4,70V$ e $V_{O2} = -4,70V$
- d) $V_{O1} = -4,70V$ e $V_{O2} = +4,70V$
- e) $V_{O1} = -2,35V$ e $V_{O2} = +2,35V$

Resposta: e

5.o Exercício: Indique qual das afirmativas está correta.

- a) O espelho de corrente é um circuito que opera com transistores conectados com as bases e emissores em comum para que V_{BE} dos transistores sejam iguais, onde a fonte de corrente constante aplicada ao coletor de um dos transistores implicará na mesma corrente de emissor no segundo transistor.
- b) O espelho de corrente é um circuito que opera com transistores conectados com as bases e emissores em comum para que V_{BE} dos transistores sejam diferentes, onde a fonte de corrente

constante aplicada ao coletor de um dos transistores implicará na mesma corrente de emissor no segundo transistor.

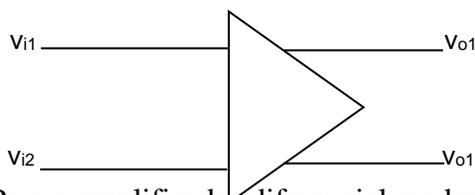
c) O espelho de corrente é um circuito que opera com transistores conectados com as bases e emissores em comum para que V_{BE} dos transistores sejam iguais, onde a fonte de corrente constante aplicada ao coletor de um dos transistores não implicará na mesma corrente de emissor no segundo transistor.

d) O espelho de corrente não pode ser utilizado nos circuitos integrados, pois é difícil obter o casamento das tensões V_{BE} .

e) O espelho de corrente não pode ser utilizado nos circuitos integrados, mas é fácil obter o casamento das tensões V_{BE} .

Resposta: a

Os exercícios de 6 a 8 referem-se aos dados e figura a seguir.



6.o Exercício: Para o amplificador diferencial, podemos afirmar:

- a) A tensão de saída é função do ganho de modo diferencial somente
- b) A tensão de saída é função do ganho de modo diferencial e de modo comum
- c) O ganho de modo comum é igual a zero
- d) A taxa CMRR é a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada
- e) Quanto maior é a taxa de rejeição de modo comum maior o ganho de modo comum

Resposta: b

7.o Exercício: Para o amplificador diferencial, podemos afirmar:

- a) A taxa de rejeição de modo comum é a relação entre o ganho de modo diferencial e o ganho de modo comum
- b) Quanto menor a resistência acoplada aos emissores do circuito amplificador maior será o ganho de modo comum.
- c) Para tensões iguais aplicadas às entradas diferenciais as saídas serão iguais a zero.
- d) Para tensões complementares aplicadas as entradas diferenciais as saída serão iguais a zero.
- e) Não é possível instalar uma fonte de corrente aos emissores dos transistores, pois aumenta o ganho de modo comum

Resposta: a

8.o Exercício: Para o amplificador diferencial, podemos afirmar:

- a) O ganho nas saídas diferenciais é sempre igual e de mesmo sinal.
- b) O ganho do amplificador diferencial é beta do transistor vezes a tensão aplicada na entrada.
- c) Quanto maior a taxa CMRR, a saída se aproxima da tensão no modo comum.
- d) A saída é igual a zero quando o ganho de modo comum for zero.

e) Aplicando uma fonte de corrente aos emissores dos transistores, aumenta o CMRR, pois diminui o ganho de modo comum

Resposta: e

BIBLIOGRAFIA

Referência: **Livro Texto: Dispositivos eletrônicos e teoria de circuitos.**

Autores: Robert Boylestad e Louis Nashelsky, editora Pearson, Prentice Hall, 11.a edição, ano 2013.

OUTRAS REFERÊNCIAS

1. Microeletrônica – Sedra, A.S e Smith, K,C – 5.a edição Pearson.
2. Eletrônica Vol.1 – Malvino, A.P – 14.a edição, Editora Makron,
3. Circuitos Elétricos - Nilsson, J. W. / Riedel, S. A. / Marques, A. S., ano de 2008 Prentice Hall Brasil.
4. Circuitos com transistores Bipolares e MOS - Silva, M. M./Calouste, G., ano de 2010.
5. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos, V.1 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.
6. Dispositivos e Circuitos Eletrônicos, V.2 – Bogart, J. - ano de 2000 - Editora MAKRON.