

---

# EE532 - Eletrônica Aplicada

---

Resumo Teórico

26 de junho de 2021

---

Guilherme Nunes Trofino  
217276

# Conteúdo

---

<b>1</b>	<b>Semicondutores</b>	<b>3</b>
1.1	Introdução . . . . .	3
1.2	Geração Térmica . . . . .	3
1.3	Intrínsecos . . . . .	3
1.4	Extrínsecos . . . . .	3
1.5	Corrente de Deriva . . . . .	4
1.6	Corrente de Difusão . . . . .	4
<b>2</b>	<b>Diodo</b>	<b>5</b>
2.1	Polarização Direta . . . . .	5
2.2	Polarização Reversa . . . . .	6
2.3	Efeito Zener . . . . .	7
2.4	Avalanche . . . . .	7
2.5	Diodo Zener . . . . .	7
<b>3</b>	<b>Aplicações Diodo</b>	<b>8</b>
3.1	Modelagem . . . . .	8
3.2	Retificador de Meia Onda . . . . .	10
3.3	Retificador de Onda Completa . . . . .	11
3.4	Deslocador de Tensão . . . . .	12
3.5	Clamper de Tensão . . . . .	12
3.6	Duplicador de Tensão . . . . .	13
<b>4</b>	<b>Transistor Bipolar de Junção</b>	<b>14</b>
4.1	Transistores NPN . . . . .	14
4.2	Efeito de Early . . . . .	15
4.3	Modelagem . . . . .	15
<b>5</b>	<b>Aplicação Transistor Bipolar de Junção</b>	<b>17</b>
5.1	Polarização do Transistor . . . . .	17
5.2	Amplificadores . . . . .	18
5.3	Classes de Amplificadores . . . . .	20
<b>6</b>	<b>Transistores de Efeito de Campo</b>	<b>21</b>
6.1	Transistores MOSFET . . . . .	21
6.2	Modelagem . . . . .	22
<b>7</b>	<b>Portas Lógicas</b>	<b>24</b>
7.1	NMOS . . . . .	24
7.2	PMOS . . . . .	24
7.3	CMOS . . . . .	24
<b>8</b>	<b>Amplificadores Operacionais</b>	<b>25</b>
8.1	Amplificador Inversor . . . . .	25
8.2	Amplificador Não-Inversor . . . . .	26
8.3	Amplificador Seguidor de Tensão . . . . .	26
8.4	Amplificador Comparador de Tensão . . . . .	26
8.5	Amplificador Somador em Escala . . . . .	27
8.6	Amplificador Filtro Passa Baixa Ativo . . . . .	27
8.7	Amplificador Filtro Passa Alta Ativo . . . . .	27
8.8	Amplificador Filtro Passa Banda Ativo . . . . .	28
8.9	Amplificador Integrador . . . . .	28

8.10 Amplificador Gerador de Onda Quadrada . . . . .	29
--	----

# 1. Semicondutores

---

## 1.1. Introdução

**Definição** Semicondutores são substâncias, ou elementos químicos, com características intermediárias entre isolantes, baixa condutividade elétrica, e condutores, alta condutividade elétrica, tornando-se a base da eletrônica moderna. Diferentemente dos metais, portadores de elétrons livres em qualquer temperatura, estes materiais necessitam de energia para possuírem elétrons livres.

## 1.2. Geração Térmica

**Definição** Movimentações de elétrons ao longo das camadas de condução e valência liberam energia como calor que poderá ser estimado de acordo com as seguintes equações:

$$n = p = n_i \quad [\text{cm}^{-3}]$$

Onde:

- $n$  é a concentração dos elétrons livres na camada de condução;
- $p$  é a concentração de lacunas livres na camada de valência;
- $p_i$  é a concentração ou densidade intrínseca de portadores;

Assim:

$$n_i = BT^{3/2}e^{-E_G/2kT} \quad (1.2.1)$$

Onde:

- $B$  é propriedade do material:  $5,2 \times 10^{15}$  para o Silício;
- $k$  é a constante de Boltzmann:  $1,38 \times 10^{-23}$  [J/K];
- $E_G$  é a energia de geração:  $1,792 \times 10^{-19}$  [J];
- $T$  é temperatura absoluta em Kelvins;

## 1.3. Intrínsecos

**Definição** Nesta organização a substância não apresenta impurezas, assim lacunas são geradas a partir da quebra de ligações covalentes através do fornecimento de energia externa.

## 1.4. Extrínsecos

**Definição** Nesta organização a substância apresenta impurezas, nomeadas dopagens que, apesar de possuírem diferentes composições, apresentam cargas mensuradas, classificadas de acordo com as cargas disponíveis, ou ausentes, das impurezas como descrito a seguir:

1. **Dopagem Negativa:** Inclusão de impurezas com excesso de elétrons;

(a) Maioria de Carga:

$$p \approx N_A$$

(b) Minoridade de Carga:

$$n \approx \frac{n_i^2}{N_A}$$

2. **Dopagem Positiva:** Inclusão de impurezas com falta de elétrons;

(a) Maioria de Carga:

$$n \approx N_D$$

(b) Minoridade de Carga:

$$p \approx \frac{n_i^2}{N_D}$$

## 1.5. Corrente de Deriva

**Definição** Quando submetidos a diferenças de potencial haverá fluxo de elétrons trocando de posição ao longo das lacunas a velocidade aproximadamente constante, expressa pelas seguintes equações:

$$\boxed{\vec{v}_p = \mu_p \vec{E}} \quad (1.5.1)$$

$$\boxed{\vec{v}_n = -\mu_n \vec{E}} \quad (1.5.2)$$

Onde:

1.  $\mu$ : Mobilidade dos Portadores [ $\text{cm}^2/\text{Vs}$ ];
2.  $\vec{E}$ : Campo Elétrico [ $\text{V/m}$ ];

**Densidade de Corrente** Analisar o comportamento da corrente relativa as cargas presentes no material, expressa pelas seguintes equações:

$$\boxed{\vec{J}_{pd} = qp\vec{v}_p = q\mu_p p \vec{E}} \quad (1.5.3)$$

$$\boxed{\vec{J}_{nd} = -qn\vec{v}_n = q\mu_n n \vec{E}} \quad (1.5.4)$$

Onde:

1.  $\mu$ : Mobilidade dos Portadores [ $\text{cm}^2/\text{Vs}$ ];
2.  $q$ : Carga Elementar do Elétron:  $1,6 \times 10^{-19} C$ ;
3.  $p$ : Densidade de Lacunas [ $\text{lacunas}/\text{cm}^3$ ];
4.  $n$ : Densidade de Elétrons [ $\text{elétrons}/\text{cm}^3$ ];

Assim, a densidade de corrente total,  $\vec{J}_T$ , de um semicondutor intrínseco será igual ao somatório das densidades de lacunas,  $\vec{J}_p$ , e densidade de elétrons,  $\vec{J}_n$ , como na seguinte equação:

$$\boxed{\vec{J}_{Td} = \vec{J}_{pd} + \vec{J}_{nd} = q(\mu_n n + \mu_p p) \vec{E}} \quad (1.5.5)$$

## 1.6. Corrente de Difusão

**Difusão** Quando submetidos a diferenças de potencial estes materiais apresentaram fluxo de elétrons para regiões com menores concentrações de cargas, como nas seguintes equações:

$$\boxed{\vec{J}_p = -qD_p \nabla p(x, y, z)} \quad (1.6.1)$$

$$\boxed{\vec{J}_n = qD_n \nabla n(x, y, z)} \quad (1.6.2)$$

Onde:

1.  $q$ : Carga Elementar do Elétron:  $1,6 \times 10^{-19} C$ ;
2.  $D_p$ : Constante de Difusão das Lacunas;
3.  $D_n$ : Constante de Difusão dos Elétrons;
4.  $\nabla p$ : Gradiente de Densidade de Lacunas;
5.  $\nabla n$ : Gradiente de Densidade de Elétrons;

## 2. Diodo

**Definição** Junção de semicondutores extrínsecos do tipo N, excesso de elétrons, e semicondutores extrínsecos do tipo P, excesso de lacunas. Nesta configuração a energia só poderá fluir em um sentido, sendo bloqueada no sentido contrário, comumente representado por um Diodo como mostrado a seguir:

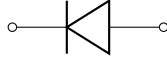


Figura 2.1: Representação de Diodo

**Região de Depleção** Inicialmente os materiais dopados serão eletroneutros, apresentaram cargas elétricas em equilíbrio. Correntes de difusão trocam elétrons e lacunas na interface de acordo com o gradiente de concentração. Ao longo do tempo, esgotam-se portadores livres, criando uma barreira para o fluxo de energia. Nesta região a junção se comporta como um capacitor controlado por tensão cuja largura  $W$  será dada pela seguinte relação:

$$W = \sqrt{\frac{2\epsilon_{Si}}{q}(V_0 - V_a)\frac{N_A + N_D}{N_A N_D}} \quad \begin{cases} V_A > 0, & W \text{ diminui} \\ V_A < 0, & W \text{ aumenta} \end{cases} \quad (2.0.1)$$

**Potencial Interno** Representa a diferença de potencial  $V_0$  entre a região N e a região P quando a Corrente de Deriva, (1.5.3), e a Corrente de Difusão, (1.6.1), se anulam, calculado através das seguintes equações:

$$V_0 = V_T \ln \left( \frac{N_A N_D}{n_i^2} \right) \quad (2.0.2)$$

$$V_T = \frac{kT}{q} \quad (2.0.3)$$

### 2.1. Polarização Direta

**Definição** Quando ligado diretamente há decremento no campo entre os terminais dopados, aproximando as cargas da região de depleção, reduzindo-a. Neste cenário as cargas minoritárias carregaram a corrente entre os terminais do diodo.

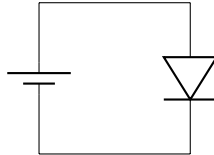


Figura 2.2: Polarização Direta Diodo

**Lacunas Difundidas** Quando um campo é aplicado na polarização direta as concentrações de lacunas, consequentemente de elétrons livres, se distribuem ao longo das regiões dopadas, reduzindo assim a Região de Depleção, de acordo com as seguintes equações:

$$p_n(x) = p_{n0} + [p_n(x_n) - p_{n0}]e^{-\frac{x-x_n}{L_p}} \quad (2.1.1)$$

$$p_n(x_n) = p_{n0}e^{\frac{V}{V_T}} \quad (2.1.2)$$

Onde:

1.  $p_{n0}$ , **Relação de Boltzmann:** Concentração relativa de lacunas, dada pela seguinte equação:

$$p_{n0} = \frac{n_i^2}{N_A}$$

2.  $V_T$ , **Tensão Termodinâmica**: Constante relacionando temperatura as concentrações, dada pelas seguintes equações:

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{D_p}{\mu_p} = \frac{k_B T}{q} = V_T$$

3.  $L_p$ , **Comprimento de Difusão**: Distância entre  $x_n$  e  $x_a$  onde  $p_n(x_a) = p_{n0}$ , dado pela seguinte equação:

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p}$$

Onde:

- (a)  $\tau$ , **Tempo de Vida de Portadores Minoritários**: Tempo de decaimento da concentração;
- (b)  $D_p$ , **Constante de Difusão**: Característico do material;

**Densidade de Corrente** Quando um campo é aplicado na polarização direta haverá fluxo de corrente a inversamente proporcional Região de Depleção, conforme está reduz mais elétrons podem circular pela junção, de acordo com as seguintes equações:

$$J_p = q \frac{D_p}{L_p} p_{n0} (e^{\frac{V}{V_T}} - 1) e^{-\frac{x-x_n}{L_p}} \quad J_n = q \frac{D_n}{L_n} n_{p0} (e^{\frac{V}{V_T}} - 1) e^{-\frac{x-x_n}{L_p}}$$

$$J_{Mp} = q \frac{D_p}{L_p} p_{n0} (e^{\frac{V}{V_T}} - 1) \quad (2.1.3)$$

$$J_{Mn} = q \frac{D_n}{L_n} n_{p0} (e^{\frac{V}{V_T}} - 1) \quad (2.1.4)$$

Onde:

- 1.  $J_{Mp}$ , **Densidade Máxima de Corrente de Lacunas**;
- 2.  $J_{Mn}$ , **Densidade Máxima de Corrente de Elétons**;

**Corrente Total** Quando a junção passa a conduzir haverá uma corrente proporcional ao campo aplicado, obtido pela soma das densidades de lacunas e elétrons máximas, de acordo com as seguintes realações:

$$I_T = J_{Mp} + J_{Mn}$$

$$I_T = I_S (e^{\frac{V_F}{V_T}} - 1) \quad (2.1.5)$$

$$I_S = A q n_i^2 \left( \frac{D_p}{L_p N_D} + \frac{D_n}{L_n N_A} \right) \quad (2.1.6)$$

Onde:

- 1.  $I_S$ , **Corrente Saturação Reversa**: Corrente que flui nas regiões dopadas quando na saturação reversa.

Nota-se que com aumento na temperatura o aumento de corrente começará antes, gráfico será deslocado horizontalmente para a esquerda. Assim o diodo será depende de sua temperatura de operação.

**Capacitância de Difusão** Quando diretamente polarizado o Diodo apresentará uma capacitância intrínseca causada pelo acumulo de portadores minoritários em regiões quase neutras, normalmente desconsideradas nas análises gerais.

$$C_d = \frac{\tau_T}{V_T} I \quad (2.1.7)$$

## 2.2. Polarização Reversa

**Definição** Quando ligado reversamente há incremento no campo entre os terminais dopados, aproximando as cargas das extremidades e consequentemente expandindo a região de depleção até que não seja mais possível fluxo de corrente. Neste cenário o diodo será considerado como um capacitor controlado por tensão.

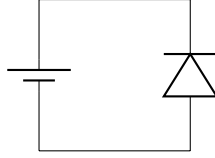


Figura 2.3: Polarização Reversa Diodo

**Capacitância de Depleção** Quando reversamente polarizado o Diodo apresentará uma capacitância intrínseca causada pelo acumulo de cargas em sua camada de depleção, normalmente desconsideradas nas análises gerais.

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 + \frac{V_R}{V_0}}} \quad [\text{F/cm}^2] \quad (2.2.1)$$

$$C_{j0} = \sqrt{\frac{\epsilon_{Si} q}{2} \frac{N_A N_D}{N_A + N_D} \frac{1}{V_0}} \quad [\text{F/cm}^2] \quad (2.2.2)$$

## 2.3. Efeito Zener

**Definição** Ocorre quando o diodo está submetido a um campo elétrico elevado, aumentando a região de depleção que poderá romper ligações covalentes liberando elétrons e lacunas.

## 2.4. Avalanche

**Definição** Ocorre quando o diodo está submetido a um campo elétrico elevado, causando cruzamentos de portadores minoritários na região de depleção que poderá acelerar elétrons até que estes rompam ligações covalentes

## 2.5. Diodo Zener

**Definição** Quando diretamente polarizado este apresentará o mesmo funcionamento de um diodo comum, entretanto quando inversamente polarizado este se comportará como um regulador de tensão, representado pelo seguinte circuito:

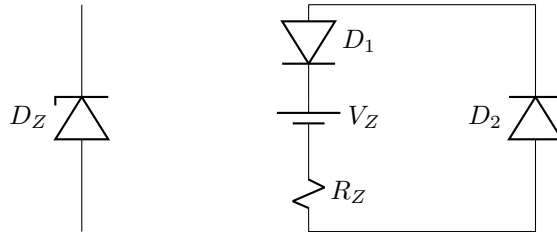


Figura 2.4: Equivalente Zener



### 3. Aplicações Diodo

---

#### 3.1. Modelagem

**Definição** Conhecido o comportamento e estrutura dos diodos será necessário definir modelos adequados para as aplicações empregadas. O circuito utilizado como referência para o restante do desenvolvimento será o seguinte:

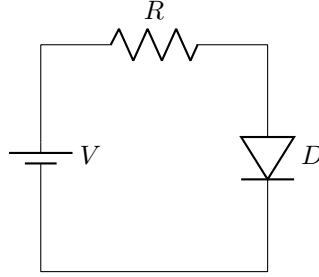


Figura 3.1: Circuito Básico

Onde:  $V_{DD} = 5V$ ,  $V_T = 26mV$ ,  $R = 1000\Omega$  e  $I_S = 10^{-14}A$ . Desta maneira, utilizam-se as seguinte aproximações para seu funcionamento:

1. **Modelo Ideal:**

Considera-se que quando em polarização direta o diodo se comporta como uma chave fechada, enquanto quando em polarização reversa o diodo se comporta como uma chave aberta.

$$\begin{cases} R_D \rightarrow \infty & I_D = 0, & \text{Polarização Reversa} \\ R_D = 0 & I_D \rightarrow \infty, & \text{Polarização Direta} \end{cases}$$

Obtendo os seguintes resultados:

$$\begin{cases} I_D = 5mA \\ V_D = 0V \end{cases}$$

2. **Modelo Tensão Constante:**

Considera-se configuração similar ao ideal que quando em polarização direta o diodo se comporta como uma fonte de tensão constante, enquanto quando em polarização reversa o diodo se comporta como uma chave aberta.

$$\begin{cases} R_D \rightarrow \infty & I_D = 0, & \text{Polarização Reversa: } V_D < V_{D_{on}} \\ R_D = 0 & I_D \rightarrow \infty, & \text{Polarização Direta: } V_D > V_{D_{on}} \end{cases}$$

Obtendo os seguintes resultados:

$$\begin{cases} I_D = 4,3mA \\ V_D = 0,7V \end{cases}$$

3. **Modelo Linear:**

Considera-se configuração similar a tensão constant e que quando em polarização direta o diodo se comporta como uma fonte de tensão constante em série com um resistor, enquanto quando em polarização reversa o diodo se comporta como uma chave aberta.

$$\begin{cases} I_D = 0 & \text{Polarização Reversa: } V_D < V_{D_{on}} \\ I_D = \frac{V_D - V_{D_{on}}}{r_D} & \text{Polarização Direta: } V_D \geq V_{D_{on}} \end{cases}$$

Obtendo os seguintes resultados:

$$\begin{cases} I_D = 5mA \\ V_D = 0,72V \end{cases}$$

#### 4. Modelo Exponencial:

Partindo das equações para o Diodo será necessário uma segunda equação, obtida pela Lei das Malhas no Circuito básico.

$$\begin{cases} I_D = I_S \cdot (e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1) \\ I_D = \frac{V_{DD} - V_D}{R} \end{cases} \rightarrow \frac{V_{DD} - V_D}{R} - I_S \cdot (e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1) = 0$$

Este conjunto de equações não possuem solução analítica, sendo necessário empregar um método iterativo para sua resolução, obtendo os seguintes resultados:

$$\begin{cases} I_D = 4,3035mA \\ V_D = 0,6965V \end{cases}$$

#### 5. Modelo Pequenos Sinais:

Empregado quando os circuitos possuem uma amplitude de operação, ou seja, a fonte de tensão apresenta um valor de operação fixo e uma parcela variável, normalmente simétrica, como representado no seguinte circuito:

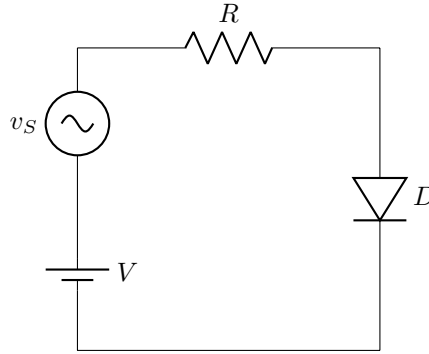
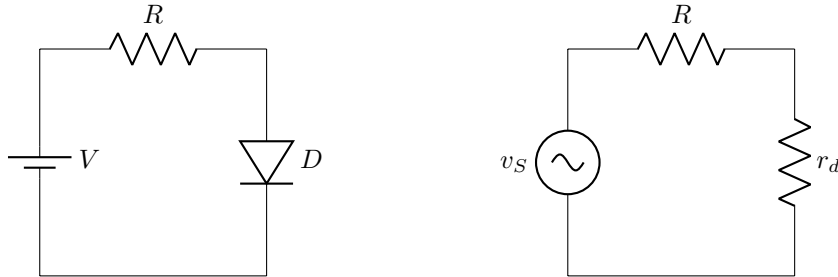


Figura 3.2: Circuito com Amplitude de Operação

Neste cenário será necessário analisar separadamente cada fonte e realizar a superposição dos resultados. O circuito a esquerda poderá ser analisado utilizando qualquer um dos métodos acima, enquanto o circuito a direita utilizará Pequenos Sinais.



Pequenos Sinais aproximam um sinal do Ponto de Operação através de retas tangentes de tal forma que os resultados obtidos sejam simétricos. Assim a tangente é aproximada pela expansão de Séries Taylor de primeira ordem obtendo:

$$\frac{1}{r_d} = \frac{dI_D}{dV_D} = \frac{I_S}{V_T} e^{\frac{V_D}{V_T}} = \frac{I_D}{V_T} \rightarrow r_d = \frac{V_T}{I_D}$$

### 3.2. Retificador de Meia Onda

**Definição** Circuito responsável por converter um sinal de tensão alternada, AC, em um sinal de tensão contínua, DC. Considera-se o modelo de tensão constante para o diodo, assim este dispositivo pode ser obtido pelo seguinte circuito:

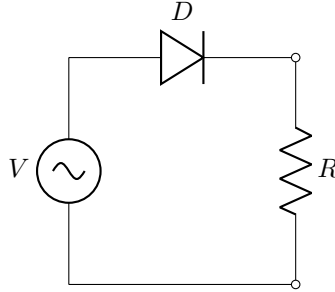


Figura 3.3: Retificador de Meia Onda Positiva

Entretanto, este apresentaria uma tensão com grande amplitude, pois durante pouco mais da metade da frequência da fonte alternada o circuito possuiria tensão e no restante do período estaria desligado. Desta maneira a introdução de um capacitor no local do resistor permite um sinal quase contínuo, podendo ser obtido pelo seguinte circuito:

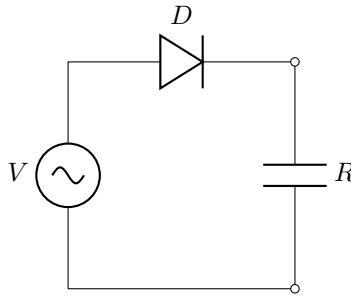


Figura 3.4: Retificador de Meia Onda Positiva com Filtro

Isso seria um cenário idealizado, pois a saída não apresentaria carga. Em situações usuais haverá presença de uma resistência paralela ao capacitor que fará com que este descarregue ao longo do tempo, podendo ser obtido pelo seguinte circuito:

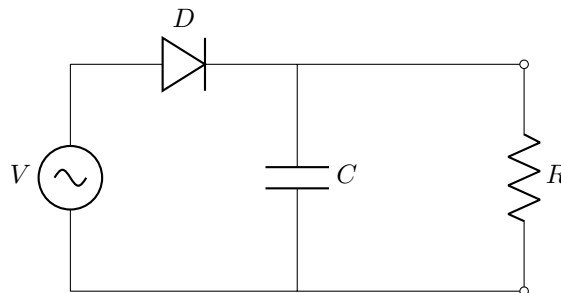


Figura 3.5: Retificador de Meia Onda com Filtro e Carga

Esta configuração apresentará um decaimento na tensão inversamente proporcional ao tamanho do capacitor, sendo expressa pelas seguintes equações:

$$\boxed{V_{max} = V_p - V_{Don}} \quad \boxed{V_R = V_{max} - V_{min}} \quad (3.2.1)$$

Onde:

1.  $V_{max}$ , **Tensão Máxima Retificada;**
2.  $V_{min}$ , **Tensão Mínima Retificada;**
3.  $V_p$ , **Tensão de Pico Alternada;**
4.  $V_{Don}$ , **Tensão do Diodo Ligado;**
5.  $V_R$ , **Tensão de Ripple;**

$$\boxed{V_R \approx \frac{V_p - V_{Don}}{R} \cdot \frac{T}{C} \approx \frac{i_R}{C \cdot f}} \quad (3.2.2)$$

6.  $i_D$ , **Corrente no Diodo;**

$$\boxed{i_D = i_D + i_R \rightarrow i_D = C \frac{dv_0}{dt} + i_R} \quad (3.2.3)$$

$$I_{DM} = i_R \left( 1 + \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{2V_R}{V_C}} \right)$$

$$I_{DP} = i_R \left( 1 + 2\pi \cdot \sqrt{\frac{2V_C}{V_R}} \right)$$

### 3.3. Retificador de Onda Completa

**Definição** Circuito responsável por converter um sinal de tensão alternada, AC, em um sinal de tensão contínua, DC. Considera-se o modelo de tensão constante para o diodo, assim este dispositivo pode ser obtido pelo seguinte circuito:

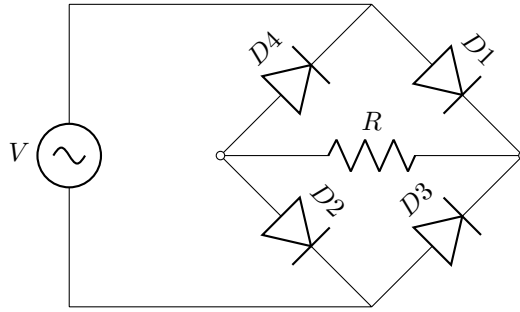


Figura 3.6: Retificador de Onda Completa e Carga

Onde:

1.  $V_{max}$ , **Tensão Máxima Retificada;**
2.  $V_{min}$ , **Tensão Mínima Retificada;**
3.  $V_p$ , **Tensão de Pico Alternada;**
4.  $V_{Don}$ , **Tensão do Diodo Ligado;**
5.  $V_R$ , **Tensão de Ripple;**

$$\boxed{V_R = \frac{V_p}{2 \cdot R \cdot C \cdot f}} \quad (3.3.1)$$

6.  $i_D$ , **Corrente no Diodo;**

$$I_{DM} = i_R \left( 1 + \pi \cdot \sqrt{\frac{V_p}{2V_R}} \right)$$

$$I_{DP} = i_R \left( 1 + 2\pi \cdot \sqrt{\frac{V_p}{2V_R}} \right)$$

### 3.4. Deslocador de Tensão

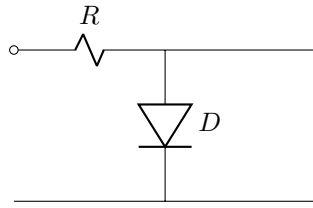


Figura 3.7: Limitador de Tensão Positivo

#### Definição

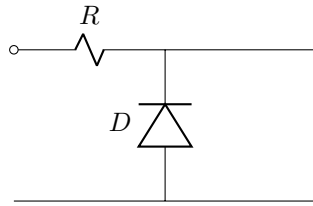


Figura 3.8: Limitador de Tensão Negativa

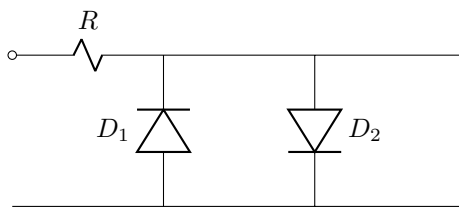


Figura 3.9: Limitador de Tensão

### 3.5. Clamper de Tensão

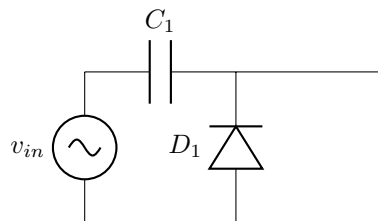


Figura 3.10: Clamper de Tensão

#### Definição

### 3.6. Duplicador de Tensão

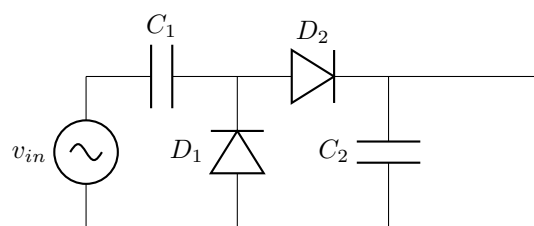


Figura 3.11: Duplicador de Tensão

#### Definição

## 4. Transistor Bipolar de Junção

**Definição** Dispositivo elétrico capaz de controlar corrente em sua saída através de uma tensão na entrada. Construído através da combinação em série de duas junções de semicondutores positivamente e negativamente dopados classificados de acordo com as ligações realizados, comumente representados como mostrado a seguir:



Figura 4.1: Transistores Bipolares de Junção

Onde:

1. **B:** Base do Transistor;
2. **C:** Coletor do Transistor;
3. **E:** Emissor do Transistor;

### 4.1. Transistores NPN

**Definição** Transistores em que a região central será composta por uma região P, positivamente dopada, ligada em duas regiões N, negativamente dopadas, apresentando as seguintes tensões:

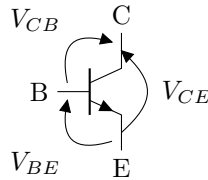


Figura 4.2: Tensões Transistor NPN

Este componente apresentará 4 situações de operação, obtidas através das direntes combinações entre a polarização direta e indireta dos diodos intrínsecos, sendo descritas abaixo:

1. **Região de Corte:** Ocorre quando  $V_{BE}$  e  $V_{BC}$  são inversamente polarizados;
2. **Região de Saturação:** Ocorre quando  $V_{BE}$  e  $V_{BC}$  são diretamente polarizados;
3. **Região Ativa:** Ocorre quando  $V_{BE}$  está diretamente polarizada e  $V_{BC}$  está inversamente polarizada, haverá um pequeno fluxo de corrente vinda da Base que diminui as regiões de depleção entre o Coletor e o Emissor, possibilitando assim o fluxo de corrente entre estes terminais dada como a corrente através de um diodo como representado na seguinte equação:

$$I_D = I_S \cdot (e^{\frac{V_D}{V_T}} - 1)$$

Esta poderá ser simplificada pela a seguinte equação:

$$I_C \approx I_E \approx I_S \cdot (e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}) \quad \text{quando } V_{BE} \gg V_T \quad (4.1.1)$$

Entretanto, esta modelagem desconsidera o fluxo de corrente através da Base. Uma abordagem completa será descrita abaixo:

$$\begin{cases} I_E = I_B + I_C \\ I_C = \beta \cdot I_B \\ I_C = \alpha \cdot I_E \end{cases} \quad \text{onde: } \beta = 50 \sim 200 \text{ e } \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} \approx 0,99 \quad (4.1.2)$$

4. **Região Ativa Inversa:** Ocorre quando  $v_{BE}$  está inversamente polarizada e  $v_{BC}$  está diretamente polarizada;

## 4.2. Efeito de Early

**Definição** Descoberto por James M. Early, descrevendo como a largura de banda da base do transistor se altera com a variação de tensão aplicada entre base e coletor. Normalmente esta influência será desconsiderada para simulações e cálculos, entretanto poderá ser visualizada em gráficos presentes nos datasheets, onde as curvas não são perfeitamente retas e sim anguladas.

## 4.3. Modelagem

**Definição** Cada diferente circuito possuirá uma possível modelagem que incluirá, ou excluirá, informações dos transistores. Entre as principais modelagens estão as descritas abaixo:

### 1. Modelo Linear:

Quando o transistor estiver na região ativa seu comportamento poderá ser descrito por meio do seguinte recurso:

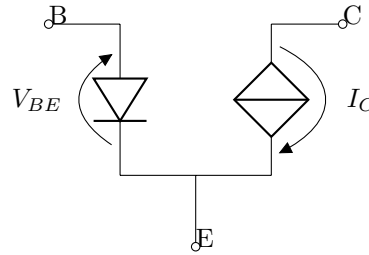


Figura 4.3: Modelagem Linear para Transistor NPN

Onde:

$$I_C = I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (4.3.1)$$

### 2. Modelo Linear de Early:

Quando analisado transistores percebe-se que o haverá influência por uma Tensão de Early, normalmente desprezada por sua pequena magnitude, gerando uma pequena variação linear como representado pelo seguinte circuito:

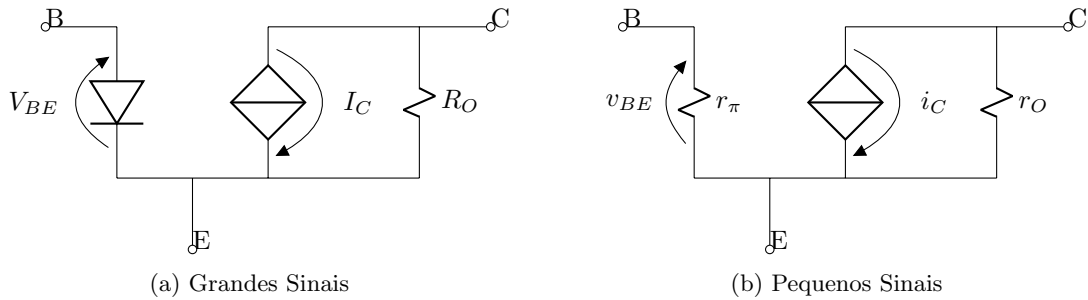


Figura 4.4: Modelagem Linear de Early para Transistor NPN



Pelo modelo de grandes sinais temos:

$$\boxed{I_C \approx I_E = I_S \cdot \left( e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \right) \cdot \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)} \quad \boxed{R_O = \frac{V_A}{I_S \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}} \quad \boxed{\beta_O = \beta \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right)} \quad (4.3.2)$$

Pelo modelo de pequenos sinais temos:

$$\boxed{i_C = I_C + \frac{I_C}{V_A} \cdot v_{ce}} \quad \boxed{r_O = \frac{V_A}{I_C}} \quad \boxed{g_m = \frac{I_C}{V_T}} \quad (4.3.3)$$

### 3. Modelo Pequenos Sinais:

Empregado quando os circuitos possuem uma amplitude de operação, ou seja, a fonte de tensão apresenta um valor de operação fixo e uma parcela variável, normalmente simétrica, como representada no seguinte circuito:

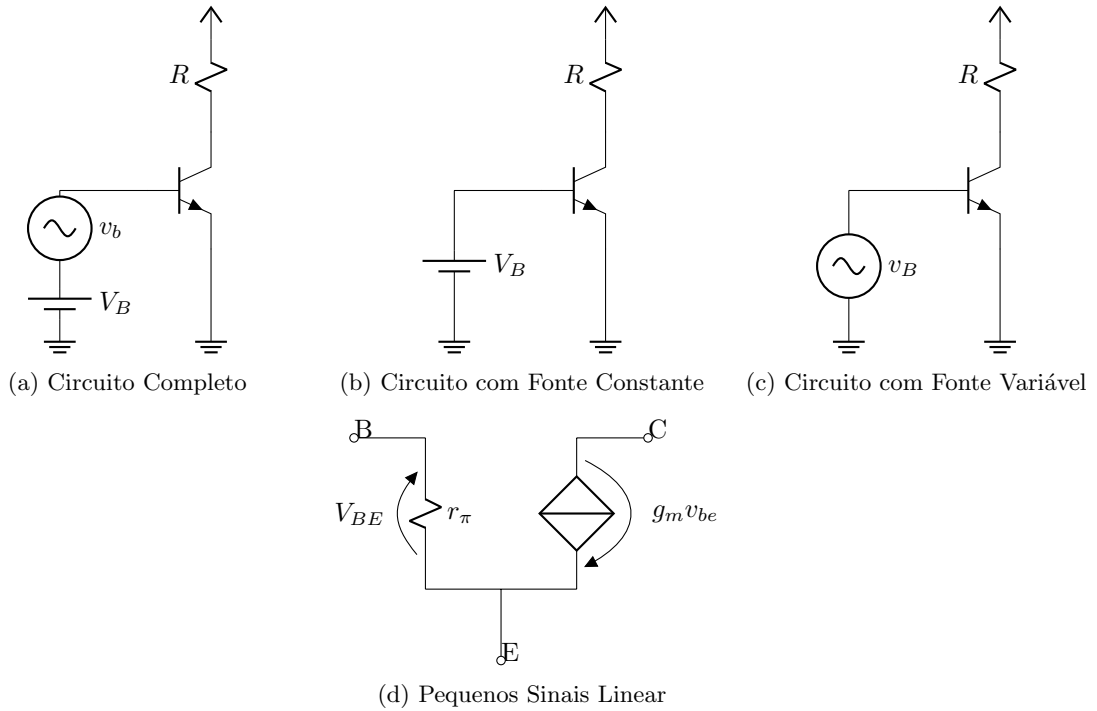


Figura 4.5: Modelagem de Pequenos Sinais para Transistor NPN

Considera-se que uma reta tangente a exponencial, onde sua inclinação será dada pela derivada da curva. Como  $V_{BE} \gg v_{be}$  pode-se considerar que  $V_{BE} \approx v_{BE}$ , desconsiderando sua interferência no circuito. Desta maneira, como  $i_E \approx i_C$  e  $I_C = \beta I_B$ , obtém-se as seguintes relações:

$$\boxed{i_E = I_E + \frac{I_E}{V_T} \cdot v_{be}} \quad \boxed{i_C = I_C + g_m \cdot v_{be}} \quad \boxed{i_B = I_B + \frac{v_{be}}{r_\pi}} \quad (4.3.4)$$

Onde:

(a) **Transcondutância:** Capacidade da junção de conduzir corrente elétrica;

$$\boxed{g_m = \frac{I_C}{V_T}} \quad (4.3.5)$$

(b) **Resistência  $\pi$ ;**

$$\boxed{\frac{1}{r_\pi} = \frac{g_m}{\beta}} \quad (4.3.6)$$

## 5. Aplicação Transistor Bipolar de Junção

**Definição** Há diferentes maneiras de aplicar os transistores para que estes operem dentro da região ativa. Entretanto essa configuração demanda parâmetros mínimos, principalmente para Base, que podem não ser atingidos nas circunstâncias desejadas, inviabilizando sua operação.

### 5.1. Polarização do Transistor

**Definição** Afim de se contornar eventuais restrições para a operação direta de transistores em circuitos que possuam condições fora das necessidades da configuração, empregam-se os diferentes circuitos representados abaixo:

1. **Alimentação Comum:** Fonte de tensão comum em que os resistores abaixam o nível de tensão. Será necessário supor resultados para os pontos do circuito e realizar operações iterativas até que a solução esteja estável;

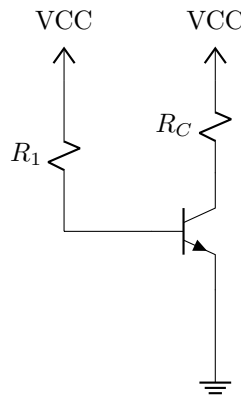
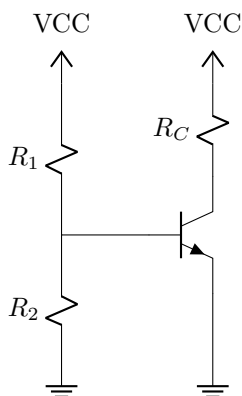
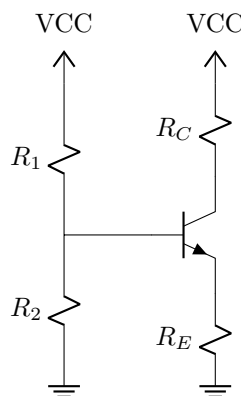


Figura 5.1: Alimentação para Transistor NPN

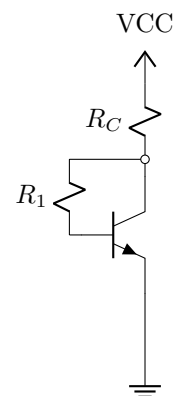
2. **Divisor Resistivo:** Fonte de tensão comum em que a associação dos resistores abaixam o nível de tensão. Esta abordagem apresentará instabilidade de corrente na base, assim recomenda-se a inclusão de um **Resistor Degenerativo**;



(a) Divisor de Tensão



(b) Inclusão Resistor Degenerativo



(c) Alternativa ao Divisor

Figura 5.2: Divisor Resistivo para Transistor NPN

## 5.2. Amplificadores

**Definição** Circuito que potencializa o sinal de saída com base no sinal de entrada a partir de uma relação entre os demais componentes que o constituem. Genericamente amplificadores são representados da seguinte forma:

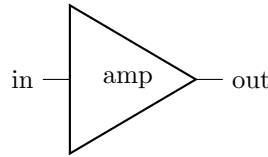


Figura 5.3: Representação Amplificador

Onde:

1.  $v_i$ , **Tensão de Entrada**;
2.  $v_o$ , **Tensão de Saída**;
3.  $r_i$ , **Impedância de Entrada**: Idealmente deseja-se que  $r_i \rightarrow \infty$ ;
4.  $r_o$ , **Impedância de Saída**: Idealmente deseja-se que  $r_o \rightarrow 0$ ;
5.  $G$ , **Ganho**: Relação entre a proporção do sinal de entrada com o sinal de saída, formalmente representada pela seguinte equação:

$$G = \frac{v_o}{v_i} \quad (5.2.1)$$

Transistores NPN podem ser utilizados para construir amplificadores, cada configuração resultará em um comportamento distintos com restrições. Entradas e Saídas não podem estar no mesmo pino, Base não poderá ser uma saída e Coletor não poderá ser uma entrada. Restando assim as seguintes configurações possíveis:

		out		
		B	C	E
in	B	X	1	2
	C	X	X	X
	E	X	3	X

Tabela 1: Possibilidades de Ligações

Assim, define-se as possíveis organizações como:

1. **Emissor Comum**: Base como entrada, Coletor como saída e Emissor ligado ao negativo, como representado pelo circuito abaixo:

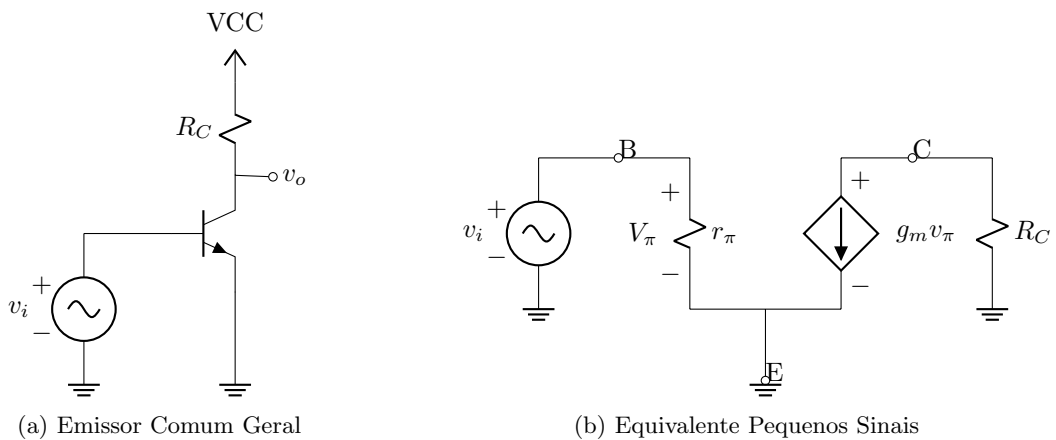


Figura 5.4: Configuração de Emissor Comum

Nesta configuração de amplificador serão obtidos os seguintes resultados:

$$\boxed{r_i = r_\pi} \quad \boxed{r_o = R_C} \quad \boxed{G = -g_m R_C = -\beta \frac{r_o}{r_i} = -\frac{V_{R_C}}{V_T}} \quad (5.2.2)$$

2. **Coletor Comum:** Base como entrada, Coletor ligado ao negativo e Emissor como saída, como representado pelo circuito abaixo:

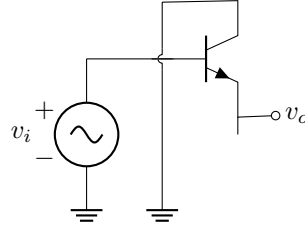


Figura 5.5: Configuração de Coletor Comum

3. **Base Comum:** Base ligada ao negativo, Coletor como saída e Emissor como entrada, como representado pelo circuito abaixo;

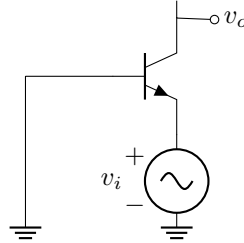


Figura 5.6: Configuração de Base Comum

Apesar das configurações apresentadas desempenharem como esperado para amplificadores ainda haverá vulnerabilidade do sistema a alterações das cargas que influenciam o ganho, e conseqüentemente, o funcionamento do circuito. Afim de proteger os amplificadores implementam-se o seguinte circuito:

1. **Seguidor de Emissor:** Base como entrada, Coletor ligado a alimentação e Emissor como saída, como representado pelo circuito abaixo:

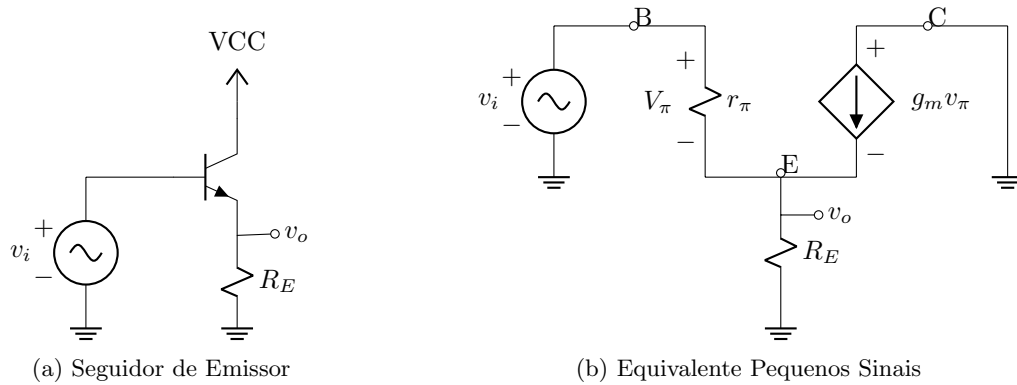


Figura 5.7: Configuração de Emissor Comum

Nesta configuração de amplificador serão obtidos os seguintes resultados:

$$\boxed{r_i = r_\pi + (\beta + 1)R_E} \quad \boxed{r_o = R_E \parallel \frac{r_\pi + R_S}{\beta + 1}} \quad \boxed{G = \frac{R_E}{R_E + \frac{1}{g_m}}} \quad (5.2.3)$$

### 5.3. Classes de Amplificadores

**Definição** Nestes circuitos sempre haverá uma troca, circuitos com maior eficiência terão maiores distorções e vice e versa. Cada configuração possuirá diferentes objetivos como mostrados abaixo:

1. **Classe A:** Amplificadores com **Baixa** distorção e **Baixa** eficiência, obtidos pelo seguinte circuito:

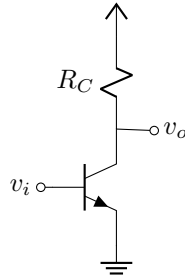


Figura 5.8: Amplificador Classe A

2. **Classe B:** Amplificadores com **Alta** distorção e **Alta** eficiência, obtidos pelo seguinte circuito:

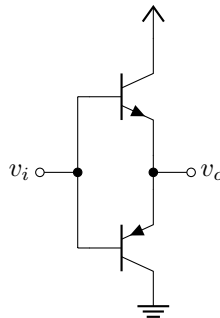


Figura 5.9: Amplificador Classe B

3. **Classe AB:** Amplificadores com **Média** distorção e **Média** eficiência, obtidos pelo seguinte circuito:

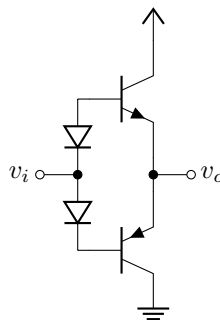


Figura 5.10: Amplificador Classe AB

## 6. Transistores de Efeito de Campo

**Definição** Dispositivo elétrico capaz de controlar corrente entre seus terminais de uma tensão em seu terminal de controle. Construído através da combinação em óxidos e junções de semicondutores positivamente e negativamente dopados classificados de acordo com as ligações realizados, comumente representados como mostrado a seguir:



Figura 6.1: Transistores de Efeito de Campo

Onde:

1. **D:** Drain do Transistor;
2. **G:** Gate do Transistor;
3. **S:** Source do Transistor;

### 6.1. Transistores MOSFET

**Definição** Transistores em que a região central será composta por uma região N, MOSFET N, negativamente dopada ou uma região P, MOSFET P, positivamente dopada; ligada duas regiões nas extremidades de dopagem oposta. Na região intermediária haverá uma placa polarizável separada das demais regiões por um óxido, apresentando as seguintes tensões:



Figura 6.2: Tensões de Transistores de Efeito de Campo

Este componente apresentará 4 situações de operação, obtidas através das diferentes combinações entre a polarização dos terminais, sendo descritas abaixo:

1. **Região de Corte:** ;
2. **Região de Saturação:** Nesta região,  $V_{DS} > V_{GS} - V_{TH}$ , quando a corrente entre o Drain e o Source será aproximadamente constante;

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (6.1.1)$$

3. **Região de Triodo:** ;

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[ (V_{GS} - V_{TH}) V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right] \quad (6.1.2)$$

Onde:

- (a)  $\mu_n$ , Mobilidade dos Portadores [ $\frac{m^2}{Vs}$ ]
- (b)  $C_{ox}$ , Capacitância por Área [ $\frac{F}{m^2}$ ]
- (c)  $W$ , Largura Canal de Condução [m]
- (d)  $L$ , Comprimento Canal de Condução [m]

## 6.2. Modelagem

**Definição** Cada diferentes circuito possuirá uma possível modelagem que incluirá, ou excluirá, informações dos transistores. Entre as principais estão as descritas abaixo:

### 1. Modelo de Corte:

Quando o MOSFET tiver  $V_{GS} < V_{TH}$  não haverá condução entre seus terminais, possuindo o seguinte circuito equivalente:

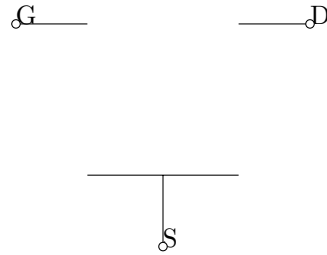


Figura 6.3: Modelagem de Corte para MOSFET

### 2. Modelo de Triodo:

Quando o MOSFET tiver  $V_{GS} > V_{TH}$  e  $V_{DS} < V_{GS} - V_{TH}$  haverá condução entre seus terminais, possuindo o seguinte circuito equivalente:

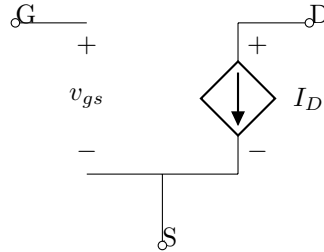


Figura 6.4: Modelagem de Triodo para MOSFET

Onde:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [2(V_{GS} - V_{TH})V_{DS} - V_{DS}^2] \quad (6.2.1)$$

Caso  $V_{DS} \ll V_{GS} - V_{TH}$  considera-se que o MOSFET apresentará um comportamento resistivo representado pelo seguinte circuito:

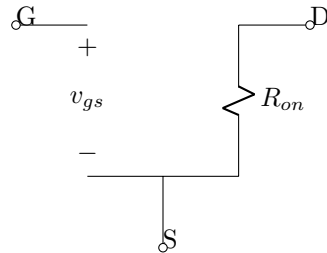


Figura 6.5: Modelagem de Triodo para MOSFET

Onde:

$$I_D = \left[ \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \right]^{-1} \quad (6.2.2)$$

### 3. Modelo de Saturação:

Quando o MOSFET tiver  $V_{GS} > V_{TH}$  e  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_{TH}$  haverá condução entre seus terminais, possuindo o seguinte circuito equivalente:

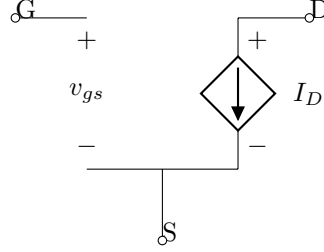


Figura 6.6: Modelagem de Saturação para MOSFET

Onde:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (6.2.3)$$

### 4. Modelo Pequenos Sinais:

Empregado quando os circuitos possuem uma amplitude de operação, ou seja, a fonte de tensão apresenta um valor de operação fixo e uma parcela variável, normalmente simétrica, como representada no seguinte circuito:

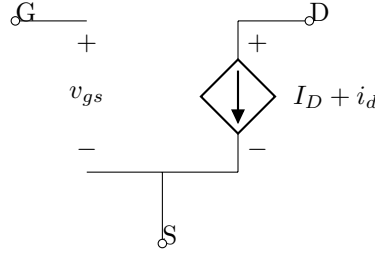


Figura 6.7: Modelagem de Pequenos Sinais para MOSFET

Considera-se que uma reta tangente a exponencial, onde sua inclinação será dada pela derivada da curva. Como  $V_{GS} \gg v_{gs}$  pode-se considerar que  $V_{GS} \approx v_{gs}$ , obtém-se as seguintes relações:

$$\boxed{I_D = \frac{1}{2} \underbrace{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L}}_{\beta} (V_{GS} - V_{TH})^2} \quad \boxed{I_D + i_d = \underbrace{\beta (V_{GS} - V_{TH})^2}_{I_D} + \underbrace{2\beta (V_{GS} - V_{TH})^2 v_{gs}}_{i_d}} \quad (6.2.4)$$

Onde:

(a) **Transcondutância:** Capacidade da junção de conduzir corrente elétrica;

$$g_m = \begin{cases} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH}) \\ \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} I_D} \\ \frac{2I_D}{(V_{GS} - V_{TH})} \end{cases} \quad (6.2.5)$$



## 7. Portas Lógicas

---

**Definição** Dispositivos capazes de realizar operações lógicas através dos sinais recebidos em seus terminais. Há diferentes organizações que possibilitam diferentes ações lógicas, amplamente implementadas em equipamentos lógicos digitais.

### 7.1. NMOS

**Definição** Tecnologia desenvolvida para portas lógicas que empregam MOSFETs Tipo N, Gate e Drain são construídos com materias dopados negativamente enquanto o corpo com materias dopados positivamente.

### 7.2. PMOS

**Definição** Tecnologia desenvolvida para portas lógicas que empregam MOSFETs Tipo P, Gate e Drain são construídos com materias dopados positivamente enquanto o corpo com materias dopados negativamente.

### 7.3. CMOS

**Definição** Tecnologia desenvolvida pela associação entre componentes NMOS, MOSFETs do Tipo N, e PMOS, MOSFETs do Tipo P, em sequência, possibilitando baixo consumo de potência durante seu funcionamento.

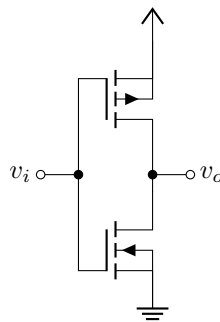


Figura 7.1: CMOS

## 8. Amplificadores Operacionais

**Definição** Dispositivos construídos através da combinação de amplificadores e componentes passivos, trazendo as seguintes características:

1. **Impedância de Entrada:** Alta, idealmente  $\infty$ ;
2. **Impedância de Saída:** Baixa, idealmente 0;
3. **Ganho em Malha Aberta:** Alta, idealmente  $\infty$

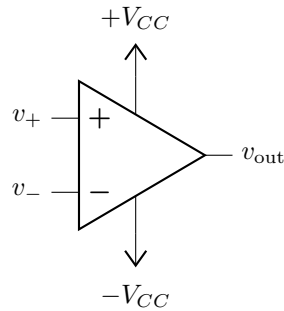


Figura 8.1: Representação Amplificador Operacional

Onde:

1.  $v_-$ , **Entrada Inversora:** ;
2.  $v_+$ , **Entrada Não-Inversora:** ;
3.  $V_+$ , **Terminais de Alimentação Positiva:** ;
4.  $V_-$ , **Terminais de Alimentação Negativa:** ;
5.  $v_o$ , **Saída:** ;

### 8.1. Amplificador Inversor

**Definição** Amplificador que amplifica e inverte o sinal de sua entrada em 180 graus, sendo obtido pela seguinte configuração:

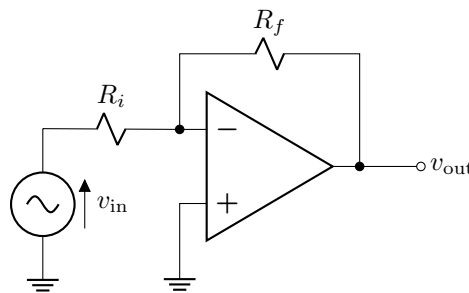


Figura 8.2: Amplificador Inversor

Note que nesta configuração as seguintes equações serão aplicadas:

$$\boxed{v_{\text{out}} = -v_{\text{in}} \frac{R_f}{R_i}} \quad \boxed{A = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = -\frac{R_f}{R_i}} \quad (8.1.1)$$

## 8.2. Amplificador Não-Inversor

**Definição** Amplificador que amplifica e não inverte o sinal de sua entrada, sendo obtido pela seguinte configuração:

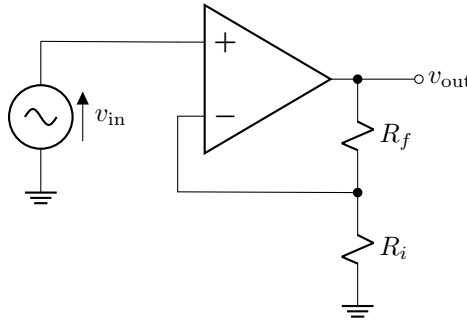


Figura 8.3: Amplificador Não-Inversor

Note que nesta configuração as seguintes equações serão aplicadas:

$$\boxed{v_{\text{out}} = v_{\text{in}} \left( 1 + \frac{R_f}{R_i} \right)} \quad \boxed{A = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = 1 + \frac{R_f}{R_i}} \quad (8.2.1)$$

## 8.3. Amplificador Seguidor de Tensão

**Definição** Amplificador que não amplifica e não inverte o sinal de sua entrada, sendo obtido pela seguinte configuração:

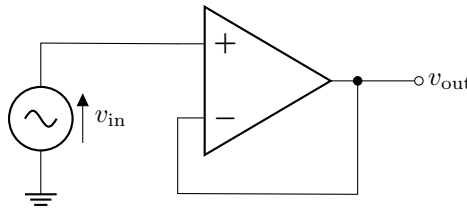


Figura 8.4: Amplificador Seguidor de Tensão

Note que nesta configuração as seguintes equações serão aplicadas:

$$\boxed{v_{\text{out}} = v_{\text{in}}} \quad \boxed{A = \frac{v_{\text{out}}}{v_{\text{in}}} = 1} \quad (8.3.1)$$

## 8.4. Amplificador Comparador de Tensão

**Definição** Amplificador que compara os valores presentes entre suas entradas inversora e não inversora, sendo obtido pela seguinte configuração:

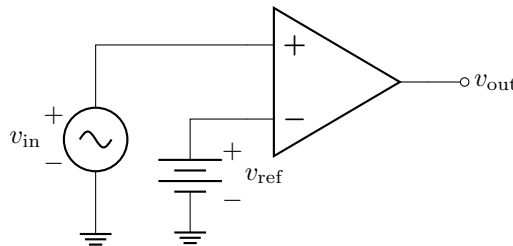


Figura 8.5: Amplificador Comparador de Tensão

Note que nesta configuração as seguintes equações serão aplicadas:

$$v_{\text{out}} = \begin{cases} +V_{cc}, & \text{caso } v_{\text{in}} > v_{\text{ref}} \\ -V_{cc}, & \text{caso } v_{\text{in}} < v_{\text{ref}} \end{cases} \quad (8.4.1)$$

## 8.5. Amplificador Somador em Escala

**Definição** Amplificador que somará valores em cada entrada para retornar um valor total, sendo obtido pela seguinte configuração:

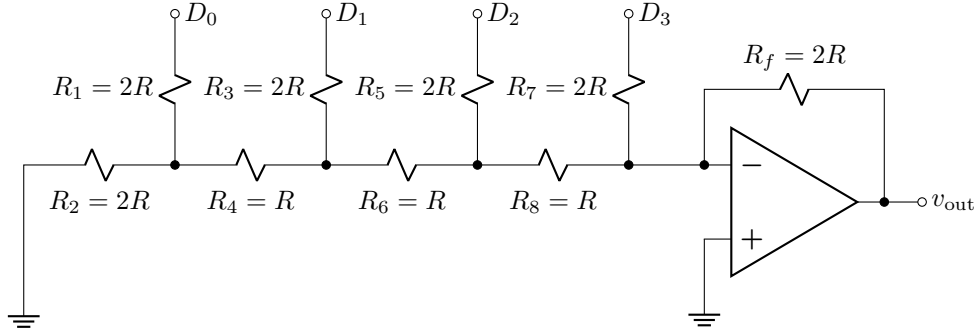


Figura 8.6: Amplificador Somar em Escala

## 8.6. Amplificador Filtro Passa Baixa Ativo

**Definição** Amplificador que filtrará o sinal a partir da frequência definida pela combinação de  $R$  e  $C$  na entrada, sendo obtido pela seguinte configuração:

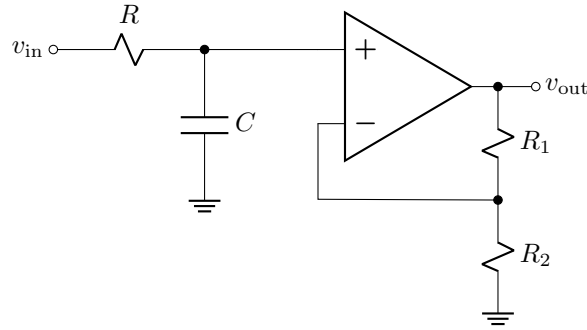


Figura 8.7: Amplificador Filtro Passa Baixa Ativo

Note que nesta configuração as seguintes equações serão aplicadas:

$$f_C = \frac{1}{2\pi RC} \quad A = -\frac{R_1}{R_2} \quad (8.6.1)$$

## 8.7. Amplificador Filtro Passa Alta Ativo

**Definição** Amplificador que filtrará o sinal a partir da frequência definida pela combinação de  $R$  e  $C$  na entrada, sendo obtido pela seguinte configuração:

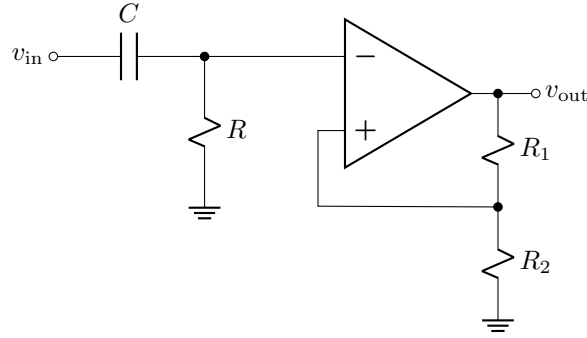


Figura 8.8: Amplificador Filtro Passa Alta Ativo

Note que nesta configuração as seguintes equações serão aplicadas:

$$\boxed{f_C = \frac{1}{2\pi RC}} \quad \boxed{A = 1 + \frac{R_1}{R_2}} \quad (8.7.1)$$

## 8.8. Amplificador Filtro Passa Banda Ativo

**Definição** Amplificador que filtrará o sinal a partir da frequência definida pela combinação de  $R_1$  e  $C_1$  na entrada suportando no máximo a frequência definida pela combinação de  $R_2$  e  $C_2$  na saída, sendo obtido pela seguinte configuração:

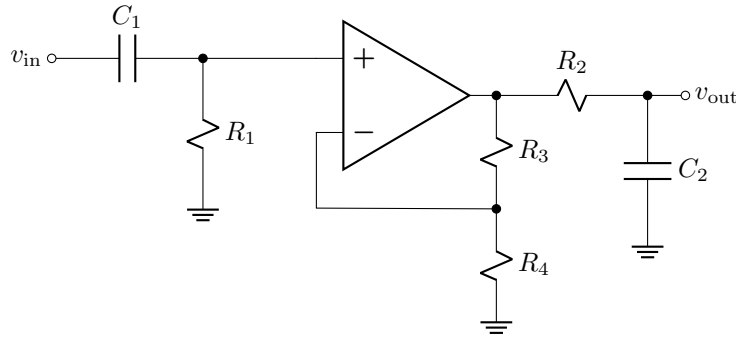


Figura 8.9: Amplificador Filtro Passa Banda Ativo

Note que nesta configuração as seguintes equações serão aplicadas:

$$\boxed{f_{\text{Baixa}} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}} \quad \boxed{f_{\text{Alta}} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}} \quad \boxed{A = 1 + \frac{R_3}{R_4}} \quad (8.8.1)$$

## 8.9. Amplificador Integrador

**Definição** Amplificador que integrará o sinal recebido na entrada, sendo obtido pela seguinte configuração:

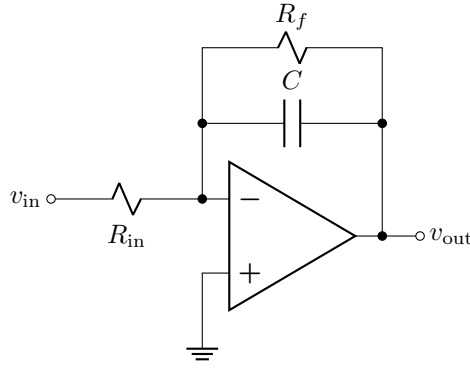


Figura 8.10: Amplificador Integrador

Note que nesta configuração as seguintes equações serão aplicadas:

$$\boxed{f_C = \frac{1}{2\pi R_{in} C}} \quad \boxed{v_{out} = -\frac{1}{R_{in} C} \int v_{in} dt} \quad \boxed{A|_{f=0} = -\frac{R_f}{R_{in}}} \quad (8.9.1)$$

## 8.10. Amplificador Gerador de Onda Quadrada

**Definição** Amplificador que colocará em sua saída uma onda quadrada de frequência controlada, sendo obtido pela seguinte configuração:

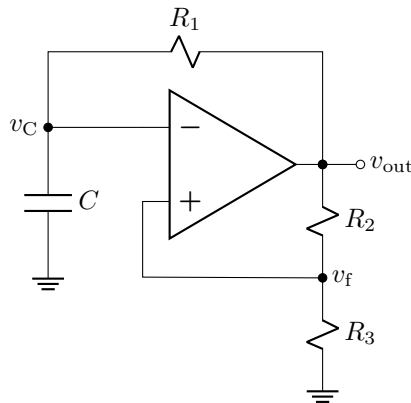


Figura 8.11: Amplificador Gerador de Onda Quadrada

Note que nesta configuração as seguintes equações serão aplicadas:

$$\boxed{B = \frac{R_3}{R_2 + R_3}} \quad \boxed{f_C = \frac{1}{2R_1 C \ln \left( \frac{1+B}{1-B} \right)}} \quad \boxed{v_f = v_{out} B} \quad (8.10.1)$$