

MANUAL DO ALUNO

# DISCIPLINA ELETRÓNICA FUNDAMENTAL

Módulos 4, 5 e 6

República Democrática de Timor-Leste  
Ministério da Educação



## FICHA TÉCNICA

### TÍTULO

MANUAL DO ALUNO - DISCIPLINA DE ELETRÓNICA FUNDAMENTAL  
Módulos 4 a 6

### AUTOR

BRUNO MORAIS

COLABORAÇÃO DAS EQUIPAS TÉCNICAS TIMORENSES DA DISCIPLINA  
XXXXXXX

COLABORAÇÃO TÉCNICA NA REVISÃO

### DESIGN E PAGINAÇÃO

UNDESIGN - JOAO PAULO VILHENA  
EVOLUA.PT

### IMPRESSÃO E ACABAMENTO

XXXXXX

### ISBN

XXX - XXX - X - XXXXX - X

### TIRAGEM

XXXXXXX EXEMPLARES

COORDENAÇÃO GERAL DO PROJETO  
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO DE TIMOR-LESTE  
2014



## Índice

<b>Introdução aos Semicondutores e Díodos .....</b>	<b>9</b>
<b>Caraterização do Módulo.....</b>	<b>10</b>
Apresentação.....	10
Objetivos de aprendizagem .....	10
Âmbito de conteúdos .....	10
<b>Materiais semicondutores .....</b>	<b>12</b>
O átomo de silício.....	13
O átomo de Germânio.....	14
<b>Semicondutores do tipo P e N.....</b>	<b>17</b>
<b>Junção PN como Díodo Semicondutor .....</b>	<b>19</b>
<b>Curva Caraterística do Díodo .....</b>	<b>20</b>
Polarização do díodo .....	21
Polarização direta .....	21
Polarização Inversa .....	21
<b>Circuitos equivalentes do díodo.....</b>	<b>23</b>
<b>Circuitos Retificadores .....</b>	<b>25</b>
Tensão Senoidal.....	25
Transformador .....	26
Valor eficaz .....	27
Circuito Retificador de Meia-Onda .....	27
Especificações do díodo.....	29
Circuito Retificador de Onda Completa .....	30
Especificações do díodo.....	32
Comparação Entre as Frequências dos Circuitos Retificadores .....	33
<b>Circuitos Retificadores com Filtro.....</b>	<b>36</b>
Circuito Retificador de Meia-Onda com Filtro Capacitivo.....	36
Especificações do díodo.....	37
Circuito Retificador de Onda Completa com Derivação Central e Filtro Capacitivo .....	39
Especificações do díodo.....	40
<b>Circuitos Limitadores .....</b>	<b>42</b>



Análise do circuito limitador positivo .....	42
Análise do Circuito limitador positivo polarizado .....	43
Outros circuitos limitadores .....	43
<b>Díodo de Zener .....</b>	<b>47</b>
Corrente máxima do díodo zener .....	49
Corrente mínima do zener .....	49
Limitador de tensão com zener .....	49
<b>Díodo Emissor De Luz (LED) .....</b>	<b>52</b>
Circuito básico .....	52
<b>Bibliografia .....</b>	<b>54</b>
<b>Transístores Bipolares em Regime Estático .....</b>	<b>57</b>
<b>Caraterização do Módulo.....</b>	<b>58</b>
Apresentação.....	58
Objetivos de aprendizagem .....	58
Âmbito de conteúdos .....	58
<b>Transístores Bipolares.....</b>	<b>60</b>
<b>Construção do transístor .....</b>	<b>62</b>
<b>Operação do Transístor.....</b>	<b>63</b>
<b>Configurações do Transístor.....</b>	<b>66</b>
Configuração Base-Comum (BC).....	66
Alfa ( $\alpha$ ).....	70
Polarização.....	71
Configuração Emissor-Comum (EC) .....	72
Beta ( $\beta$ ) .....	76
Polarização.....	81
Configuração Coletor-Comum (CC).....	81
<b>Limites de Operação .....</b>	<b>84</b>
<b>Curvas Caraterísticas do Transístor.....</b>	<b>87</b>
Zona de Corte .....	89
Zona de Saturação .....	90
Zona Ativa .....	90
<b>Reta de Carga .....</b>	<b>91</b>



<b>Polarização do Transistor .....</b>	<b>95</b>
Polarização Fixa .....	95
Polarização Direta da Juncão Base-Emissor .....	96
Malha Coletor-Emissor .....	97
Polarização por Divisor de Tensão .....	99
Análise Exata.....	100
Análise Aproximada .....	102
Polarização por Realimentação da Base .....	104
Malha Base-Emissor .....	105
Malha Coletor-Emissor .....	106
<b>Influência da temperatura na polarização .....</b>	<b>108</b>
<b>Transistor como Amplificador .....</b>	<b>109</b>
<b>Bibliografia .....</b>	<b>111</b>
<b>Amplificadores com Transistores Bipolares .....</b>	<b>113</b>
<b>Caracterização do Módulo .....</b>	<b>114</b>
Apresentação.....	114
Objetivos de aprendizagem .....	114
Âmbito de conteúdos .....	114
<b>Amplificação no Domínio AC .....</b>	<b>115</b>
<b>Modelagem do Transistor .....</b>	<b>117</b>
<b>Noção de Impedância e Ganho .....</b>	<b>120</b>
Impedância de Entrada, $Z_i$ .....	120
Impedância de Saida, $Z_o$ .....	123
Ganho em Tensão, $A_v$ .....	124
Ganho em Corrente, $A_i$ .....	126
<b>MODELO <math>r_e</math> DO TRANSISTOR .....</b>	<b>127</b>
Configuração Base-Comum .....	127
Configuração Emissor-Comum .....	131
Configuração Coletor-Comum .....	135
<b>Modelo Híbrido Equivalente .....</b>	<b>136</b>
<b>Análise do Modelo Híbrido das Diferentes Configurações .....</b>	<b>144</b>
Configuração com Polarização Fixa.....	145



Configuração com Divisor de Tensão .....	146
Configuração com Polarização no Emissor Não-Desviado .....	147
Configuração Seguidor-de-Emissor.....	148
Configuração Base-Comum .....	150
<b>Modelo híbrido Equivalente Completo .....</b>	<b>153</b>
Ganho de Corrente, $A_i = I_o/I_i$ .....	154
Ganho de Tensão, $A_v = V_o/V_i$ .....	154
Impedância de Entrada, $Z_i = V_i /I_i$ .....	155
Impedância de Saída, $Z_o = V_o/I_o$ .....	156
<b>Quadro Resumo .....</b>	<b>157</b>
<b>Amplificadores em Cascata.....</b>	<b>159</b>
<b>Considerações gerais sobre Frequência.....</b>	<b>161</b>
Resposta em baixas Frequências - Amplificador TBJ .....	163
<b>Amplificadores de Potência .....</b>	<b>168</b>
Amplificação em classe A .....	168
Corrente total de coletor .....	171
Amplitude do sinal na saída .....	171
Potência na carga.....	172
Eficiência de um andar amplificador .....	173
Ganho de potência .....	174
Amplificadores em classe B .....	176
Circuito push-pull .....	177
Princípio de funcionamento .....	177
Reta de carga em D.C. e A.C.....	178
Ganho de tensão com carga .....	179
Impedância de entrada e impedância de saída .....	179
Definição dos ganhos.....	180
Distorção de cruzamento (crossover).....	180
Amplificação em classe AB .....	181
Amplificadores em classe c.....	183
<b>Apêndice .....</b>	<b>185</b>
Configuração Emissor-Comum .....	185



Configuração Base-Comum .....	185
Configuração Base-Comum .....	185
Configuração Emissor-Comum .....	186
Configuração Base-Comum .....	186
Configuração Coletor-Comum .....	187
<b>Bibliografia .....</b>	<b>188</b>









# Introdução aos Semicondutores e Díodos

Módulo 4

# Caraterização do Módulo

## *Apresentação*

No quotidiano os díodos são largamente utilizados na eletrónica e microeletrónica. No presente módulo vamos abordar exaustivamente o seu funcionamento, bem como as suas aplicações práticas e as suas variantes.

Este módulo tem um carácter teórico-prático, devendo decorrer, em parte, em instalações laboratoriais, de modo a que o aluno seja capaz de verificar e comprovar as caraterísticas, o funcionamento e aplicações dos diversos tipos de semicondutores.

## *Objetivos de aprendizagem*

- Descrever as caraterísticas dos semicondutores;
- Distinguir semicondutores tipo P e tipo N;
- Explicar as caraterísticas da junção “PN”;
- Efetuar cálculos para a polarização de díodos;
- Realizar montagens com díodos e proceder à análise dos circuitos;
- Descrever as aplicações dos semicondutores atendendo às suas principais caraterísticas;
- Explicar os tipos de circuitos usados na retificação e as suas caraterísticas;
- Conhecer o funcionamento de uma fonte de alimentação de corrente contínua simples;
- Conhecer os díodos Zener quanto à sua constituição, caraterísticas e aplicações;
- Conhecer os díodos para aplicações especiais quanto às suas caraterísticas e aplicações.

## *Âmbito de conteúdos*

- Materiais semicondutores
- Semicondutores tipo N e tipo P
- Junção PN como díodo semicondutor
- Curva caraterística do díodo de junção
- Polarização direta e inversa do díodo
- Circuitos equivalentes do díodo



Aplicações do díodo  
Circuitos limitadores  
Retificação de meia onda e onda completa  
Utilização de condensadores de estabilização  
Díodo Zener  
Caraterística e modelo  
Circuitos limitadores de tensão com o díodo Zener  
Díodo emissor de luz “LED”



## Materiais semicondutores

Um dos triunfos das teorias cinética e atômica é a sua capacidade de dar conta de quase todas as propriedades físicas da matéria, explicando, por exemplo, o porquê de alguns materiais serem bons condutores de calor, enquanto outros não o são. Existe uma classe intermediária de substâncias, chamadas semicondutores, que possuem um nível de condutividade entre os extremos de um isolante e um condutor. Desta forma, são melhores condutores do que os isolantes de eletricidade, mas não são tão bons condutores como o cobre. Tais materiais mostram-se extremamente úteis para a eletrônica.

Em comparação com os metais e com os isolantes, as propriedades elétricas dos semicondutores são afetadas pela variação da temperatura, exposição à luz e acréscimos de impurezas.

Um semicondutor puro, como o elemento silício, apresenta uma condutibilidade elétrica bastante limitada; porém se pequenas quantidades de impurezas forem incorporadas à sua estrutura cristalina, as suas propriedades elétricas alteram-se significativamente. O material pode passar, por exemplo, a conduzir eletricidade num único sentido. A adição de uma outra impureza confere-lhe a propriedade de conduzir eletricidade apenas num sentido.

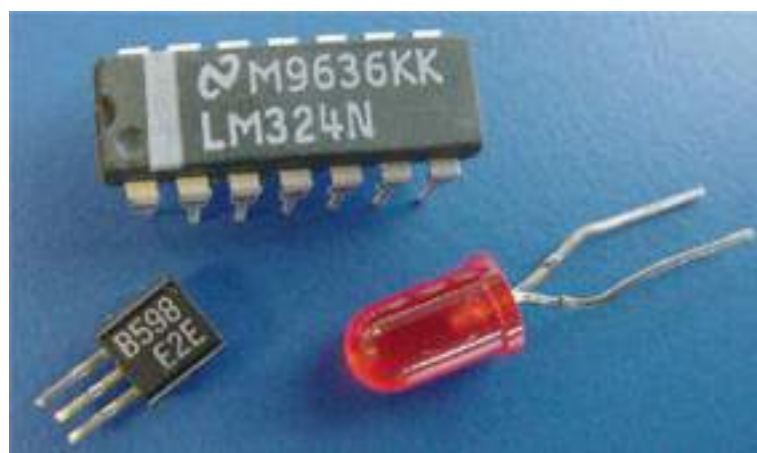


Fig. 1: Exemplo de Semicondutores

Para um melhor entendimento sobre os materiais semicondutores, vamos fazer uma revisão sobre a estrutura atômica.



Um átomo é formado por elétrons que giram em redor de um núcleo composto por prótons e neutrões. Os elétrons giram em órbitas ou níveis bem-definidos, conhecidos com K, L, M, N, O, P e Q, que representa o modelo atômico de Bohr, como mostra a Figura 2.

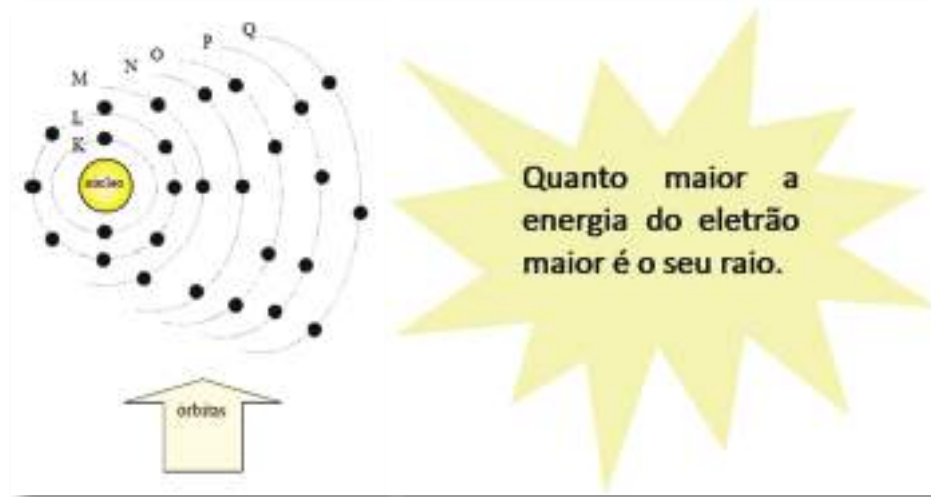


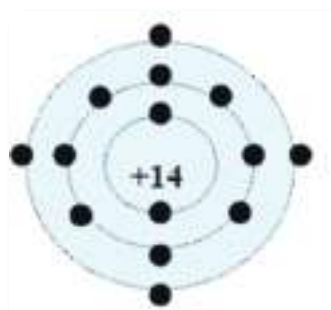
Fig. 2: Estrutura do átomo

A última órbita de um átomo define a sua valência, ou seja, a quantidade de elétrons desta órbita que se podem libertar do átomo através da adição de energia externa (calor, luz ou outro tipo de radiação) ou se ligar a outro átomo através de ligações covalentes (partilha de elétrons da camada de valência com os elétrons da camada de valência de outro átomo).

Os materiais semicondutores apresentam 4 elétrons na sua camada de valência (tetravalentes). Não são classificados como bons isolantes, nem como bons condutores. Os semicondutores mais utilizados são o silício e o germânio.

### O átomo de silício

O átomo de silício contém 14 prótons e 14 elétrons distribuídos como indicado na Figura 3.



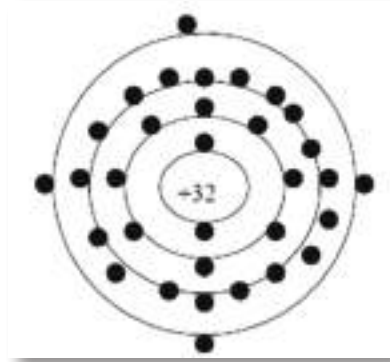
- 1ª Órbita - 2 Elétrons
- 2ª Órbita - 8 Elétrons
- 3ª Órbita - 4 Elétrons

Fig. 3: Átomo de Silício



## O átomo de Germânio

O átomo de germânio contém 32 prótons e 32 elétrons assim distribuídos:

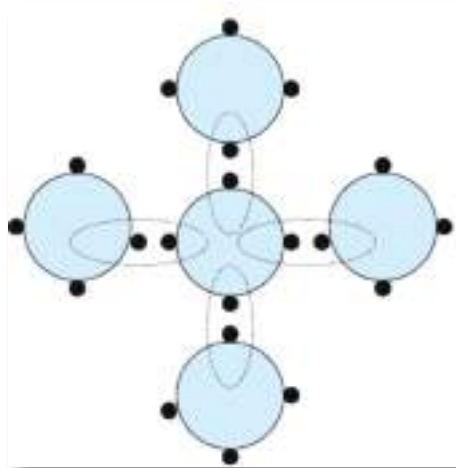


- 1ª Órbita - 2 Elétrons
- 2ª Órbita - 8 Elétrons
- 3ª Órbita - 18 Elétrons
- 4ª Órbita - 4 Elétrons

Fig. 4: Átomo de Germânio

Devido aos átomos de silício e de germânio serem tetravalentes, ou seja, possuírem quatro elétrons na última camada, para conseguir a configuração de gás nobre, necessitam de mais 4 elétrons para a sua estabilidade.

Quando se tem vários átomos de silício, cada átomo partilha 4 elétrons com os seus átomos vizinhos através da ligação covalente formando uma estrutura molecular forte.



Forma-se então uma estrutura molecular cristalina.

Fig. 5: Ligação dos átomos de silício

Uma estrutura cristalina é caracterizada quando os átomos ficam bem organizados, ou seja, numa forma bem definida. Se a forma fosse desorganizada teria o nome de estrutura amorfa.

Quando o cristal de silício é colocado a temperatura superior ao zero absoluto (273°C), alguns elétrons da camada de valência tornam-se elétrons livres, ou seja, passam para a camada de condução, sendo capazes de se movimentar pelo material. São estes elétrons livres que, sob a ação de um campo elétrico, formam a corrente elétrica.



O elétron ao tornar-se livre deixa no lugar um buraco (lacuna). Na temperatura ambiente um cristal puro, ou seja, formado apenas por um tipo de átomo, ocorre a formação de elétrons livres e lacunas. Porém, a quantidade de elétrons livres é igual ao número de lacunas; por isso, a neutralidade deste cristal mantém-se, ou seja: o número de cargas positivas é igual ao número de cargas negativas.

Num cristal formado por germânio na temperatura ambiente a quantidade de elétrons livres e lacunas são maiores do que no cristal de silício.

Vale a pena salientar que a formação de elétrons livres se chama GERAÇÃO, e um cristal puro se chama semicondutor INTRÍNSECO.

Num semicondutor intrínseco, como existem elétrons livres e lacunas formadas pela energia térmica, os elétrons livres movem-se aleatoriamente através do cristal, que ocasionalmente ocupa uma lacuna (sendo atraído pela lacuna). Quando isto ocorre temos o que se chama RECOMBINAÇÃO. A recombinação é o fenómeno que ocorre quando elétrons livres ocupam a lacuna. Neste caso, o desaparecimento da carga negativa é acompanhado pelo desaparecimento da carga positiva. A neutralidade do cristal é, deste modo, mantida.

O tempo entre a geração e a recombinação é chamado TEMPO DE VIDA.

Num semicondutor com o aumento da temperatura temos uma diminuição da sua resistência, por isso dizemos que estes materiais possuem coeficiente negativo de temperatura, ou seja, qualquer aumento de temperatura corresponde a uma diminuição da sua resistência.

Sendo, portanto, diferente do comportamento elétrico dos metais comuns, uma vez que com o aumento da temperatura a corrente terá maior dificuldade de passar, já que o número de elétrons livres é bastante elevado e qualquer aumento da temperatura não causará a libertação de muitos elétrons a mais, mas contribuirá de modo acentuado para um aumento da agitação térmica dos átomos.

Nos metais com o aumento da temperatura a resistência aumenta. Os metais têm, portanto, coeficiente positivo de temperatura.



## Exercício:

### 1. Complete

- a. Os semicondutores mais utilizados e mais comuns são o \_\_\_\_\_ e o \_\_\_\_\_.
- b. O átomo de silício contém \_\_\_\_\_ elétrons. Com \_\_\_\_\_ elétrons na camada de valência.
- c. O átomo de germânio contém \_\_\_\_\_ elétrons. Com \_\_\_\_\_ elétrons na camada de valência.
- d. Os átomos de silício e de germânio por serem \_\_\_\_\_, precisam de mais \_\_\_\_\_ elétrons para conseguir a configuração de gás nobre.
- e. Cada átomo partilha \_\_\_\_\_ elétrons com seus átomos vizinhos através da ligação \_\_\_\_\_.
- f. Na temperatura ambiente, alguns elétrons da camada de valência tornam-se \_\_\_\_\_.
- g. A formação de elétrons livres chama-se \_\_\_\_\_.
- h. A ocupação de um elétron livre na lacuna chama-se \_\_\_\_\_.
- i. O tempo entre a geração e recombinação é chama-se \_\_\_\_\_.





## Semicondutores do tipo P e N

Num semicondutor podem-se acrescentar impurezas para se obter excesso de eletrões livres ou excesso de lacunas.

O silício e o germânio são tetravalentes, isto é: possuem 4 eletrões na camada de valência. Quando substâncias pentavalentes (possuem 5 eletrões na camada de valência), são adicionadas ao cristal puro, a configuração de gás nobre não é obtida, como se observa na Figura 6.

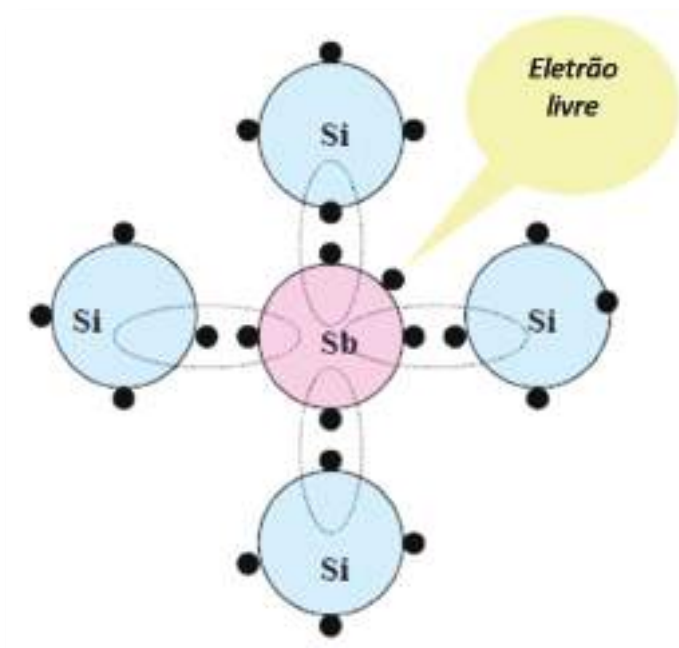


Fig. 6: Estrutura de Silício com Antimónio (Sb)

A cada átomo pentavalente que é adicionado, sobra um eletrão, pois apenas 4 eletrões se ligam ao átomo de silício. Isto acontece porque o silício possui 4 eletrões e só precisa de mais 4 eletrões para conseguir a configuração de gás nobre.

Nesse semicondutor temos o chamado material tipo N, pois em toda a sua estrutura, a quantidade de eletrões livres é superior à quantidade de lacunas, como indica a Figura 7.

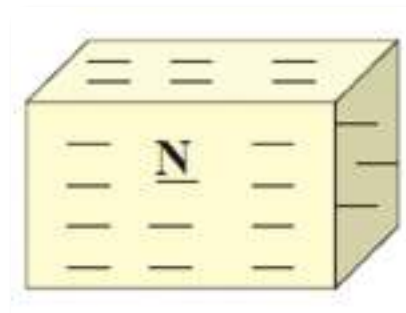


Fig. 7: Material tipo N



Como a quantidade de elétrons livres é maior do que a quantidade de lacunas, os elétrons livres chamam-se portadores majoritários, e as lacunas portadoras minoritárias.

Se, no entanto, acrescentarmos impurezas trivalentes, para que ocorra a estabilidade, irá faltar um elétron, ou seja, sobra uma lacuna, como mostra a Figura 8. Temos a formação de um material tipo P, onde as lacunas são os portadores majoritários e os elétrons livres portadores minoritários.

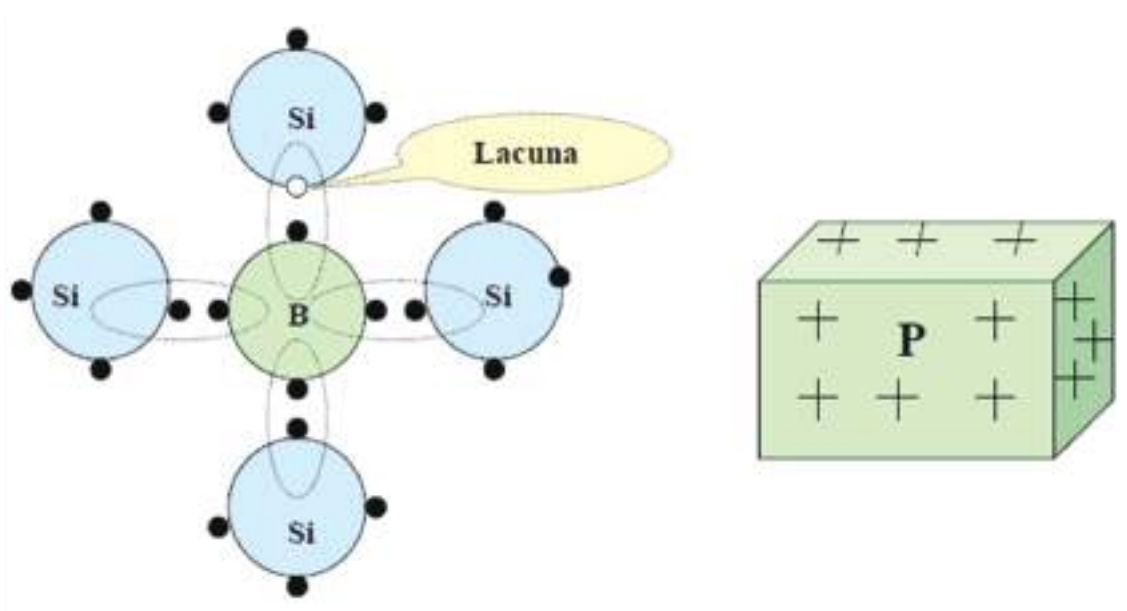


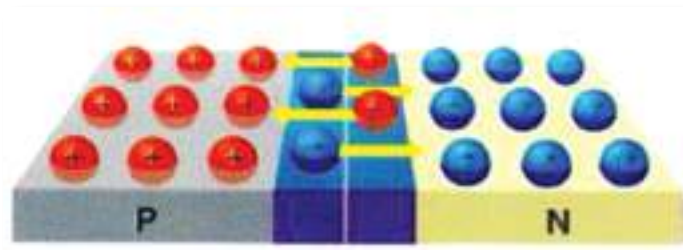
Fig. 8: (a) Estrutura de Silício dopada com Boro (B); (b) Material tipo P correspondente.



## Junção PN como Díodo Semicondutor

Ao unir um semicondutor tipo P com um semicondutor tipo N, temos a formação do componente eletrônico chamado díodo, como mostra a Figura 9. Este componente terá grande importância na construção de fontes de alimentação e muitas outras aplicações a apresentar posteriormente.

*Fig. 9: Díodo formado pela junção dos materiais tipo P e tipo N*

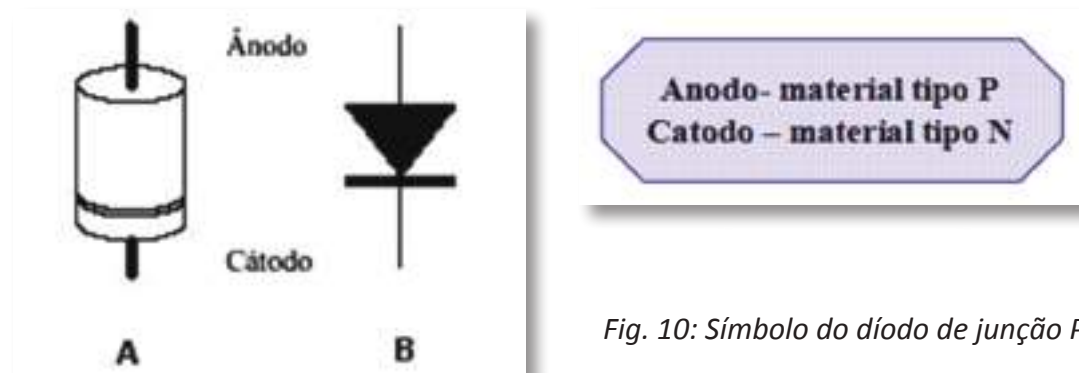


Na junção PN os elétrons livres do material tipo N são atraídos pelas lacunas do material tipo P. Então alguns elétrons passam do material tipo N para o material tipo P, os átomos que perdem o elétron ficam ionizados positivamente (catiões) e os que recebem ficam ionizados negativamente (aniões). Na junção cria-se um campo elétrico impedindo que outros elétrons passem do material tipo N para o material tipo P.

Observe que no material tipo N, embora tenham elétrons livres em excesso, quem perde elétrons são os átomos, e como no átomo o número de lacunas ficará maior que o número de elétrons, este (átomo) ficará ionizado positivamente.

Na junção PN, temos aquilo a que se chama camada de depleção, ou seja, a camada de depleção é definida como a junção PN onde se encontram os catiões e aniões. Devido à camada de depleção, temos a barreira de potencial, diferença de potencial na junção. A barreira de potencial na temperatura de 25°C é de aproximadamente 0,7V para os díodos de silício e 0,3V para os díodos de germânio.

A simbologia do díodo é mostrada na Figura 10.



*Fig. 10: Símbolo do díodo de junção PN*



## Curva Caraterística do Díodo

Pela Figura 11 há uma representação das curvas caraterísticas entre o díodo real de silício e germânio.

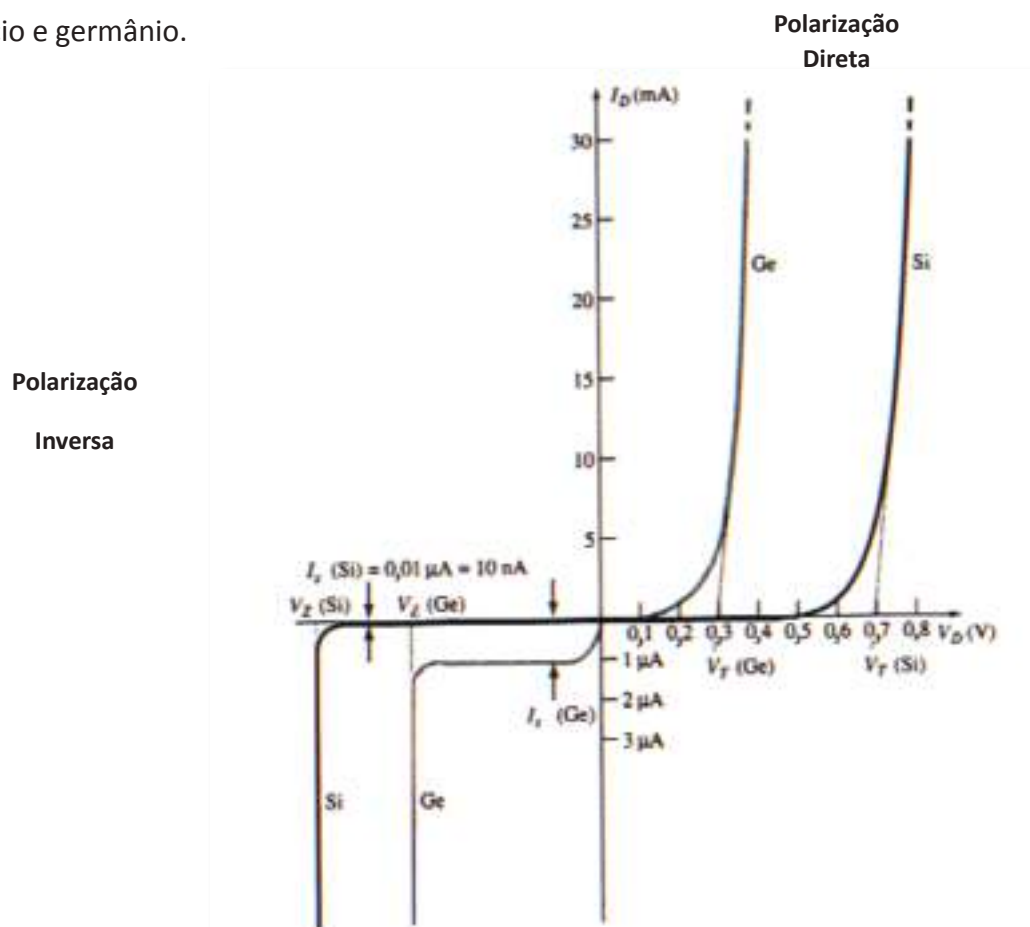


Fig. 11: Curva característica do Díodo de silício e germânio

Pela figura, nota-se que para o díodo há um valor da tensão gerado pela região de depleção. Este valor é de aproximadamente 0,7 volts e para o germânio é de 0,3 volts. Nota-se que para valores abaixo de 0,7 há uma pequena passagem de corrente e quando este valor é ultrapassado há uma passagem de níveis elevados de corrente elétrica. É possível ver também que no lado esquerdo do gráfico, há a parcela da corrente de saturação para quando ocorrer a polarização inversa. Esta parcela é na ordem de *nano Ampère*. Nota-se também que existe uma tensão  $V_Z$ , chamada de tensão zener. Esta situação é a máxima tensão possível que poder ser colocada reversamente. Se for aplicada uma tensão maior que o permitido, haverá uma condução inversa que poderá danificar tanto o díodo, bem como o circuito associado.



## Polarização do díodo

Para o seu funcionamento, o díodo precisa ser polarizado. De maneira diferente do que ocorre com uma resistência, na operação do díodo é essencial saber a polaridade da fonte de tensão.

### Polarização direta

Na polarização direta, o potencial positivo da fonte é ligado ao ânodo (material tipo P) e o potencial negativo da fonte ligado ao cátodo (material tipo N), como mostra a Figura 12.

O potencial negativo repele os eletrões do material tipo N, onde se a tensão da fonte de alimentação for maior do que a barreira de potencial os eletrões atravessam a junção PN, passa pelo material tipo P e é atraído pelo potencial positivo da fonte.

Ao polarizar diretamente um díodo ideal ele comporta-se como uma chave fechada, isto é, irá circular uma corrente elétrica pelo dispositivo.

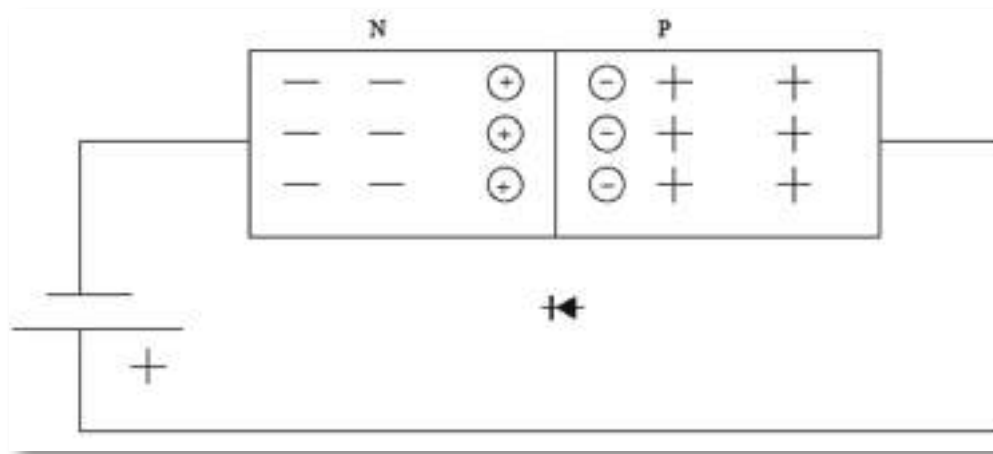


Fig. 12: Díodo polarizado diretamente

### Polarização Inversa

Na polarização inversa o potencial positivo da fonte é ligado ao cátodo (material tipo N) e o potencial negativo da fonte é ligado ao ânodo (material tipo P), como mostra a Figura 13.

Na polarização inversa um díodo ideal comporta-se como uma chave aberta. No entanto, na prática, temos duas pequenas correntes que circulam no díodo. A corrente de saturação e a corrente de fuga de superfície.



A corrente de saturação existe devido à energia térmica uma vez que são gerados pares de elétrons livres e lacunas. Os portadores minoritários podem dentro da camada depleção, atravessar a junção ocasionando uma pequena corrente.

A corrente de fuga de superfície ocorre na camada mais externa do diodo. Os átomos na superfície não possuem vizinhos para fazer a ligação covalente, esta quebra forma na superfície lacunas comportando-se como um material tipo P. Por isso, os elétrons podem entrar no material N, atravessar toda a superfície do diodo passando pelo material tipo P, indo para a polaridade positiva da fonte.

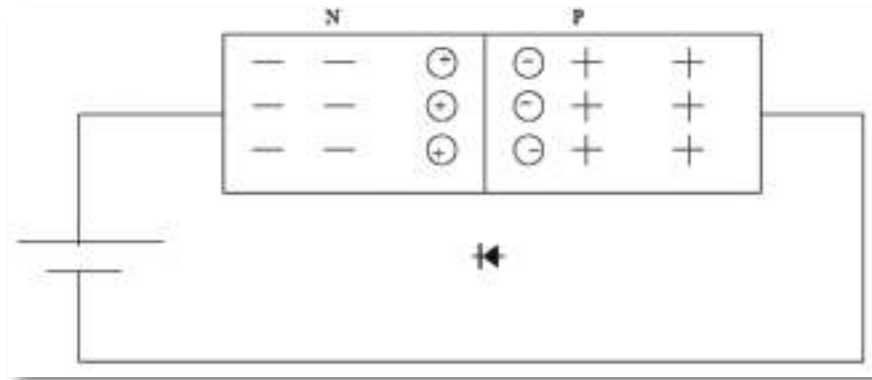
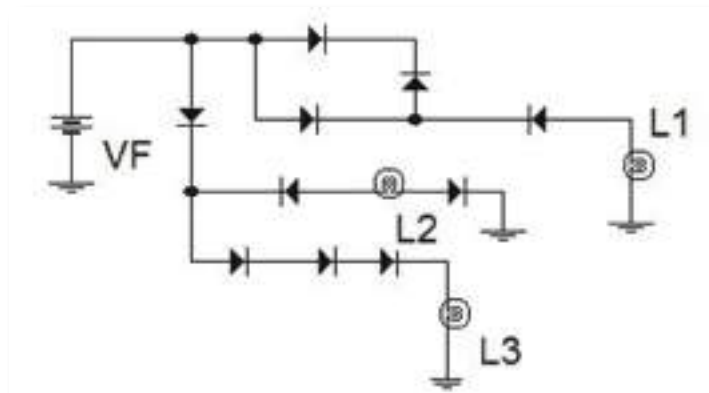


Fig. 13: Diodo polarizado inversamente

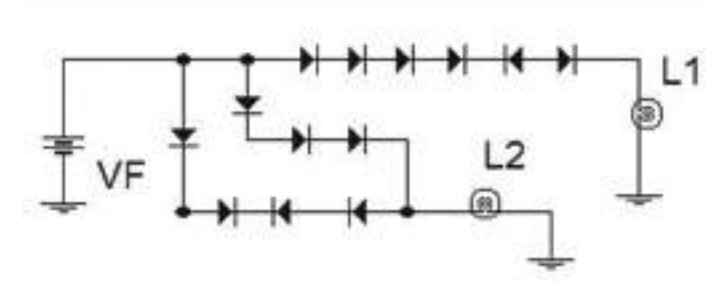
**Exercícios:**

1. Dados os circuitos, indique qual das lâmpadas irá acender.

a.



b.



## Circuitos equivalentes do díodo

Como visto na curva característica, o díodo real começa a conduzir a partir de um determinado potencial, que no caso do díodo de silício era de 0,7V. Nota-se pela curva que tem um comportamento de uma exponencial crescente. Desta forma pode aproximar-se o díodo a um circuito equivalente.

O modelo linear é representado por uma associação de uma fonte de tensão constante  $V_T$  que corresponde à tensão de condução do díodo (0,7V).

Associado em série uma resistência  $r_{av}$ , dá o comportamento de inclinação da curva e mais o díodo ideal que corresponde à condução num só sentido.

Este tipo de modelo linear é ilustrado na Figura 14.



Fig. 14: Modelo Linear

Quando se pensa num circuito como um todo, ou seja, o díodo e o restante total de um circuito, pode-se desprezar a resistência  $r_{av}$ , Figura 15.



Fig. 15: Modelo Simplificado

Esta situação é possível porque esta resistência é muito menor que todo o circuito e pode ser desprezada. Desta forma, o circuito fica com uma fonte em série com o díodo



ideal. Para uma análise mais simples e rápida, pode-se aproximar para um modelo ideal, conforme visto pela figura 16. Note-se que quando a tensão aplicada for maior que zero, haverá condução de corrente elétrica.



Fig. 16: Modelo Ideal





# Circuitos Retificadores

## Tensão Senoidal

Uma tensão senoidal pode ser representada graficamente de duas formas: nos domínios temporal e angular como mostram as Figuras 17 e 18, respetivamente.

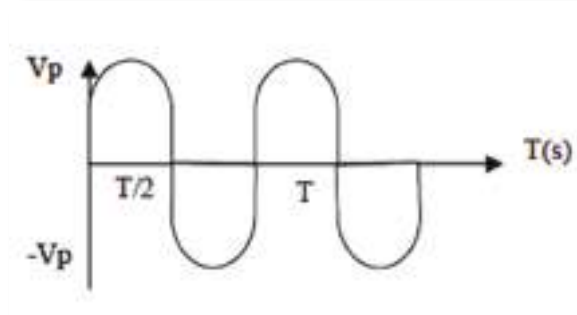


Fig. 17: Domínio temporal

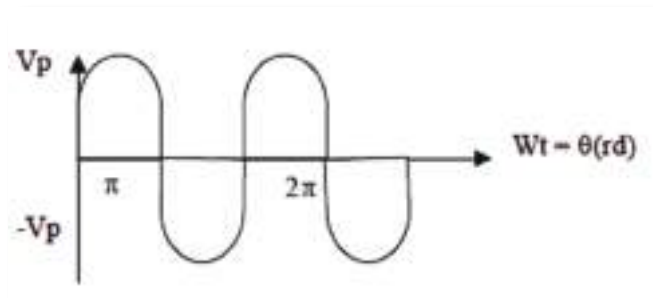


Fig. 18: Domínio Angular

Onde:

$V_p$  – tensão de pico (amplitude máxima positiva ou negativa, que a tensão senoidal pode atingir).

$V_{pp}$  – Tensão de pico a pico (amplitude total, entre os valores máximos positivo e negativo).

Matematicamente, os gráficos da tensão senoidal nos domínios temporal e angular podem ser representados, respetivamente, por:

$$V(T) = V_p \cdot \text{sen } \omega t \text{ e } V(\Theta) = V_p \text{ sen } \Theta$$

Onde:

$V(t) = V(\Theta)$  = valor da tensão no instante  $t$  ou para o ângulo  $\Theta$  (em V)



## Transformador

O transformador é um dispositivo que permite modificar a amplitude de uma tensão alterada, aumentando-a ou diminuindo-a. Pode-se também utilizar para isolar o circuito do lado do primário ou do circuito do lado do secundário. Neste caso, a amplitude não será alterada. Um transformador consiste em duas bobinas isoladas eletricamente, montadas num mesmo núcleo de ferro (usado para concentrar as linhas de campo).

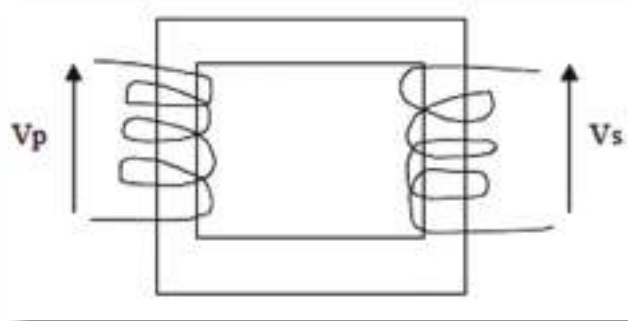


Fig. 19: Transformador

Na figura 19, observamos que a bobina que recebe a tensão a ser transformada ( $V_p$ ) se denomina primária, e segunda bobina, no qual foi criada a tensão induzida ( $V_s$ ) se denomina secundária.

Funcionamento:

Ele funciona a partir do fenômeno da indução mútua. Quando uma corrente alternada ou pulsante passa no enrolamento primário o fluxo magnético variável que ele cria envolve as espiras do enrolamento secundário, causando o aparecimento de uma f.e.m, induzida nos terminais do secundário.

Num transformador ideal (que não possui perdas), a potência entregue ao primário ( $P_p$ ) é igual à potência que o secundário ( $P_s$ ) entrega à carga, ou seja:

$$P_s = P_p$$

$$P_p = V_p \cdot I_p$$

Logo:

$$V_p \cdot I_p = V_s \cdot I_s$$

$$V_p/V_s = N_p/N_s \quad \text{e} \quad I_s/I_p = N_p/N_s,$$

Onde:

$N_p$  = N<sup>o</sup> espiras/voltas do primário

$N_s$  = N<sup>o</sup> espiras/voltas do secundário



## Valor eficaz

Para sinais senoidais, existe um conceito muito importante denominado valor eficaz ou rms.

O valor eficaz  $V_{ef}$  ou  $V_{rms}$  de uma tensão alternada é a tensão que equivale a uma tensão contínua, de tal forma que, ao aplicar uma tensão contínua a uma resistência, faria com que ela dissipasse a mesma potência média caso fosse aplicado essa tensão alternada.

$$V_p = \sqrt{2} V_{ef}$$

## Circuito Retificador de Meia-Onda

O circuito retificador de meia-onda é constituído por um transformador, um diodo e uma resistência como mostra a Figura 20.

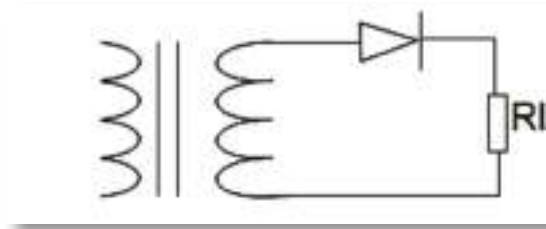


Fig. 20: Circuito retificador de meia onda

No semiciclo positivo, o diodo conduz (polarização direta) e a tensão na resistência é a mesma do secundário do transformador. Observe as Figuras 21(a) e 21 (b).

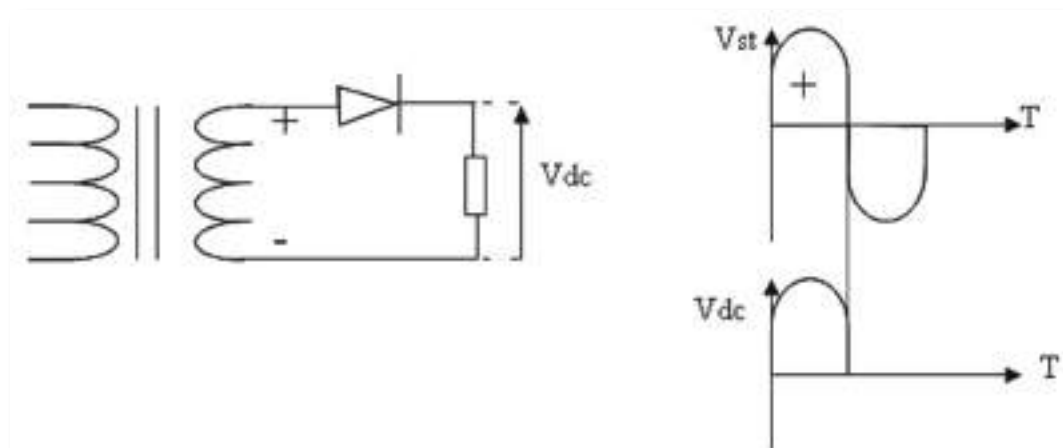


Fig. 21: (a) Circuito retificador de meia onda; (b) Forma de onda na resistência no semiciclo positivo



No semiciclo negativo o diodo estará inversamente polarizado, portanto está a funcionar como uma chave aberta. Logo, a corrente não passará na resistência e a tensão será na mesma zero, como mostra as Figura 22(a) e 22 (b).

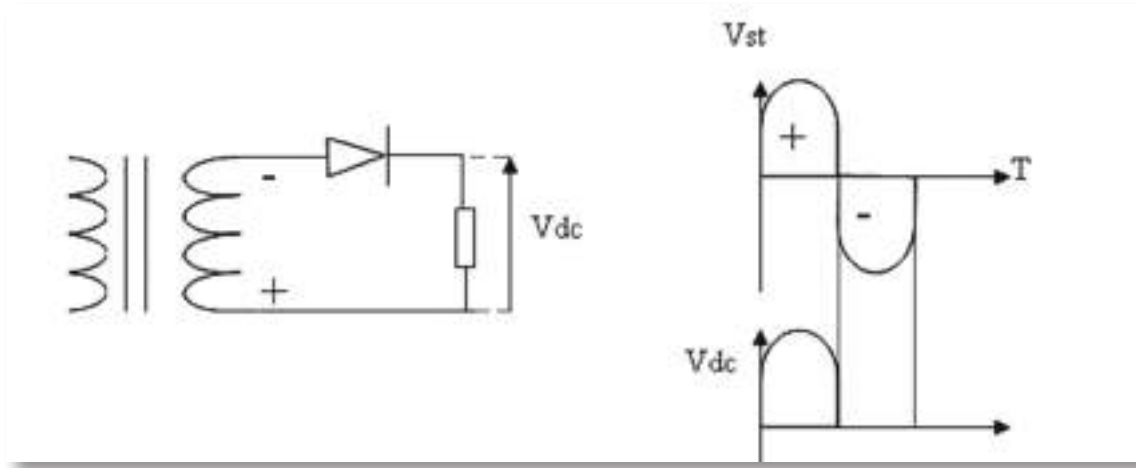


Fig. 22: (a) Circuito retificador de meia-onda, (b) Forma de onda na resistência.

Observe que a onda que era alternada no secundário do transformador, ao passar pelo diodo fica contínua, mais precisamente contínua pulsante.

A finalidade deste circuito é transformar a tensão que era alternada (no primário do transformador) em contínua (sinal na resistência).

Que valor o multímetro indicará ao ler a tensão na resistência, já que a tensão é pulsante?

O multímetro indicará o valor médio, calculado a partir da seguinte fórmula:

$$V_{dc} = \frac{V_p}{\pi}$$

Exemplo:

1. Num circuito retificador de meia-onda, a tensão no secundário do transformador é 12V.

Calcule a tensão média na resistência.

Solução:

$V_{st}$  refere-se a tensão no secundário do transformador

$$V_{st} = 12 \text{ V}$$

$$V_p = \sqrt{2} V_{st}$$

$$V_p = \sqrt{2} \times 12 = 16,97 \text{ V}$$

Assim:

$$V_{dc} = \frac{V_p}{\pi} \leftrightarrow V_{dc} = \frac{16,97}{\pi} = V_{dc} = 5,4 \text{ V}$$



## Especificações do díodo

Que díodo poderá ser colocado neste circuito?

O díodo deverá suportar a tensão máxima quando é inversamente polarizado e corrente média quando é diretamente polarizado.

Logo, temos duas especificações:

$P_{IV}$  – Tensão de pico inversa

$I_0$  – Quantidade de corrente que o díodo deve suportar

O díodo quando inversamente polarizado (semiciclo negativo), funcionará como uma chave aberta, com mostra a Figura 23.

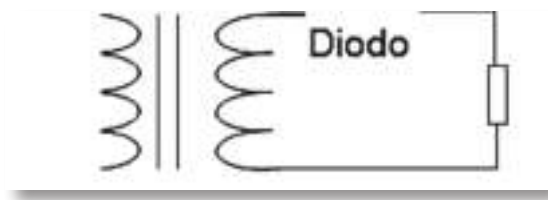


Fig. 23: Circuito Equivalente no Díodo para semiciclo negativo

$P_{IV} = V_p$  (Tensão do pico do secundário do transformador)

Determinação do  $I_0$

$I_0$  - É a corrente média, quando o díodo está diretamente polarizado, logo a corrente que passa por ele é igual à corrente que passa na resistência.

- No semiciclo positivo o díodo conduz. Tem corrente a passar no díodo e tem corrente na resistência.
- No semiciclo negativo o díodo não conduz. Não tem corrente a passar no díodo e também não tem corrente na resistência.

Logo:

$$I_0 = I_{dc}$$

A quantidade de corrente que passa no díodo é igual à quantidade de corrente que passa na resistência. Logo:  $I_{dc} = V_{dc}/R$

Exemplo:

1. Num circuito retificador de meia-onda a tensão no secundário do transformador é 9V. Calcule as especificações do díodo, sabendo que  $R = 3.9K\Omega$



Solução:

$$V_p = \sqrt{2} V_{st}$$

$$V_p = \sqrt{2} \times 9 = 12,72 \text{ V}$$

$$V_{dc} = \frac{V_p}{\pi} \leftrightarrow V_{dc} = \frac{12,72}{\pi} \leftrightarrow V_{dc} = 4,05 \text{ V}$$

$$PIV = 12,72 \text{ V}$$

$$I_0 = I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} \leftrightarrow I_0 = \frac{4,05}{3,9K} = 1,03 \text{ mA}$$

### Circuito Retificador de Onda Completa

No circuito retificador de onda completa com derivação central (Figura 24), deve-se utilizar um transformador com derivação central, dois díodos e uma resistência.

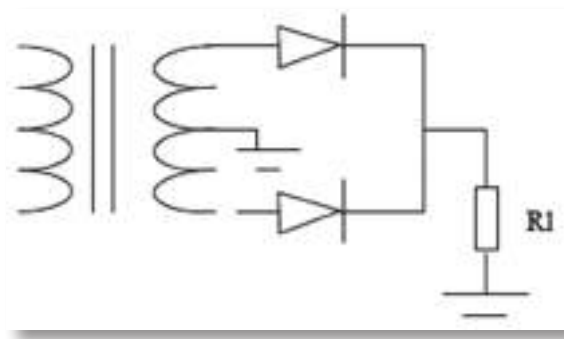


Fig. 24: Circuito retificador de onda completa com derivação central

Na montagem do circuito, utiliza-se de um transformador com derivação central, conhecido também como tomada central ou, em inglês “central – tap” (Figura 25).

Nestes transformadores, o enrolamento secundário apresenta uma derivação no centro. Esta derivação fará com que a tensão fique dividida igualmente em metade para cada uma das extremidades.

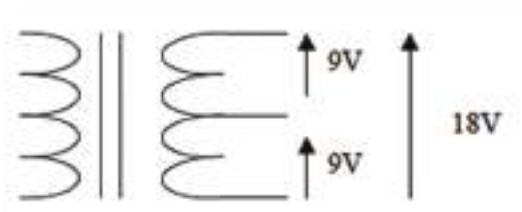


Fig. 25: Transformador com derivação central



No semiciclo positivo D1 conduz e D2 abre, como mostram as Figura 26(a) e 26(b).

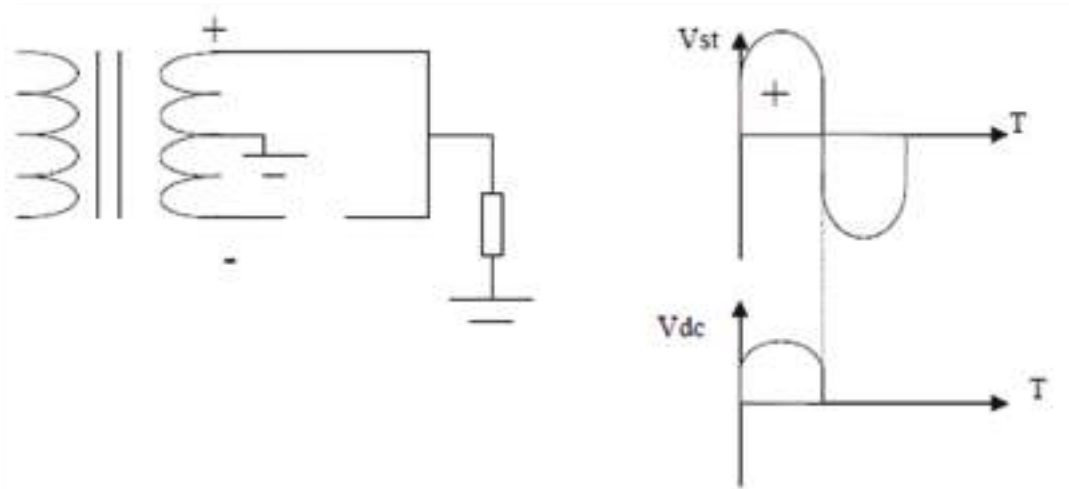


Fig. 26: (a) Circuito retificador de onda completa com derivação central, (b) Forma de onda na resistência no semiciclo positivo

A tensão na resistência será a metade da tensão total do transformador.

No semiciclo negativo D1 abre e D2 conduz, como mostra as Figuras 27(a) e 27(b).

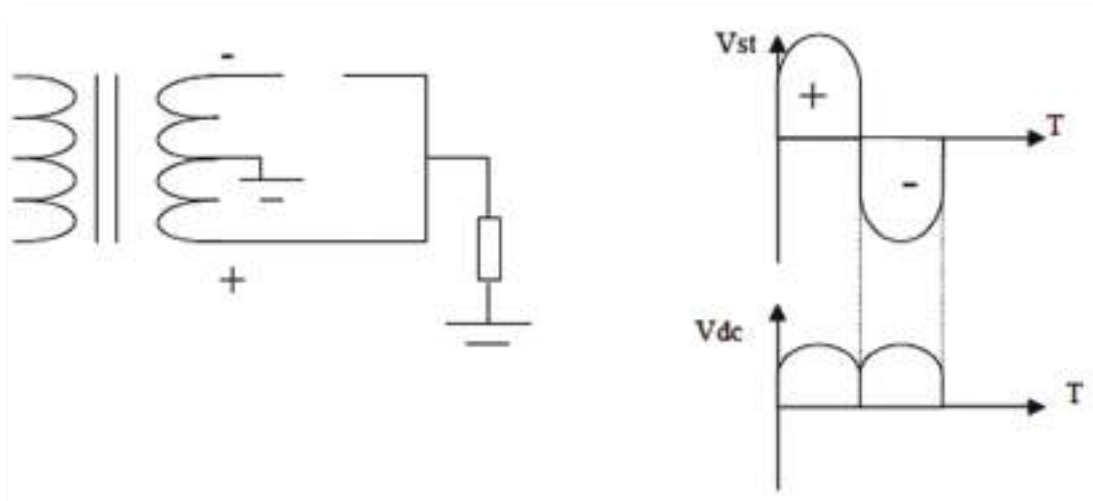


Fig. 27: (a) Circuito retificador de onda completa com derivação central, (b) Forma de onda na resistência no semiciclo negativo

Observe que a polaridade na resistência permanece a mesma e a frequência em relação à tensão no secundário do transformador é o dobro, pois o período é a metade.

A tensão Vdc será:

$$V_{dc} = 2 \frac{V_p}{\pi}$$



OBS: Como apenas metade da tensão no secundário irá para a resistência temos que:

$$V_p = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{st}}{2}$$

Exemplo:

1. Num circuito retificador de onda completa com derivação central a tensão no secundário do transformador é 16V. Calcule a tensão na resistência de 5,6KΩ.

Solução:

$$V_p = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{st}}{2} = \frac{\sqrt{2} \cdot 16}{2}$$

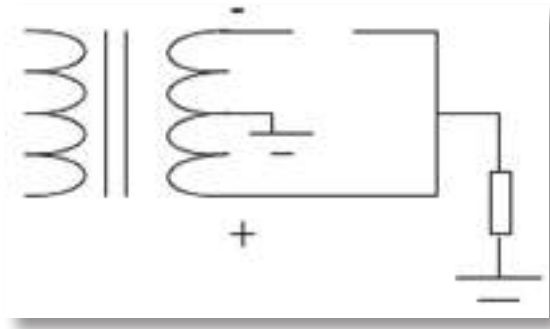
$$V_p = 11,31V$$

$$V_{dc} = 2 \cdot \frac{11,31}{\pi} = 7,2V$$

### Especificações do díodo

PIV – Quando D1 está aberto, D2 está a conduzir e a tensão que fica em D1 é a tensão total do secundário do transformador.

Fig. 28: Circuito equivalente do circuito retificador de onda completa com derivação



central no semiciclo positivo

$$PIV = 2 \cdot V_p$$

$I_0$  – No semiciclo positivo, D1 conduz e tem corrente na resistência, no semiciclo negativo D1 estará em aberto mas D2 conduz e existirá corrente na resistência logo:

A quantidade de corrente que passa no díodo é a metade da quantidade de corrente que passa na resistência.

$$I_0 = \frac{I_{dc}}{2}$$





Exemplo:

1. Num circuito retificador de onda completa com derivação central, a tensão no secundário do transformador é 12V. Calcule as especificações do diodo para uma resistência de 2,7 K $\Omega$ .

Solução:

$$V_p = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{st}}{2} = \frac{\sqrt{2} \cdot 12}{2} = 8,48V$$

$$V_{dc} = 2 \times \frac{8,48}{\pi} = 5,4V$$

$$PIV = 2 \times 8,48 = 16,97V$$

$$I_0 = \frac{I_{dc}}{2}, \text{ onde } I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{5,4}{2,7K} = 2mA$$

$$I_0 = \frac{2m}{2} = 1mA$$

## Comparação Entre as Frequências dos Circuitos Retificadores

Para compreender a frequência do sinal na resistência, vamos analisar o período entre o sinal no secundário do transformador e o sinal na resistência.

Na comparação entre o período do sinal no secundário do transformador e o período do sinal na resistência num circuito retificador de meia-onda, observando a Figura 29, verificamos que o período do sinal no secundário do transformador terá o mesmo período do sinal na resistência num circuito retificador de meia-onda.

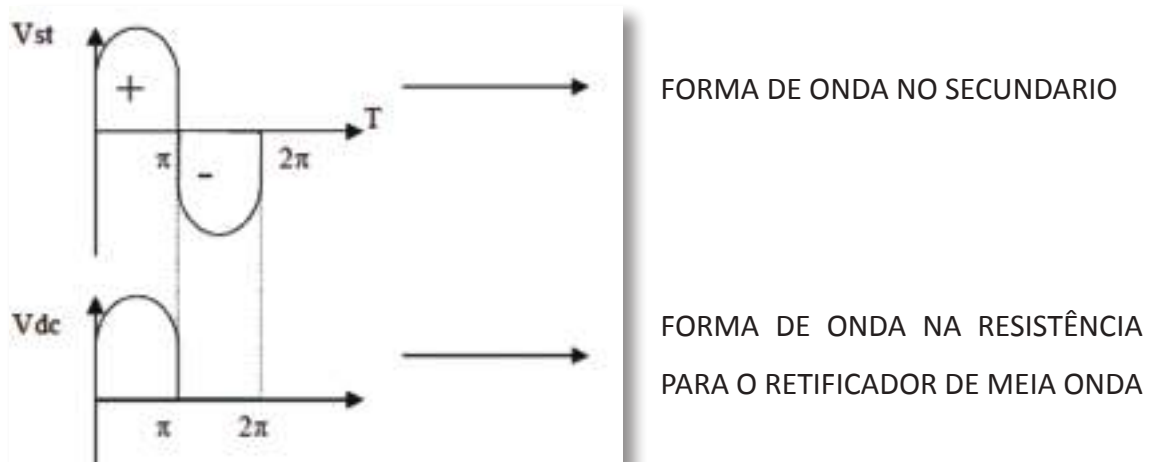


Fig. 29: Comparação entre o período da onda no secundário do transformador e na resistência no circuito retificador de meia onda



Na Figura 29, verificamos que ao comparar o período do sinal do secundário com a do circuito retificador de meia-onda, o período permanece o mesmo, ou seja  $2\pi$ . Logo, a frequência, é a mesma. Se a frequência no secundário for de 60Hz, num circuito retificador de meia-onda, a frequência também será de 60Hz.

Na comparação entre o período do sinal no secundário do transformador e o período do sinal na resistência em um circuito retificador de onda completa, (Figura 30) vamos fazer a seguinte análise:

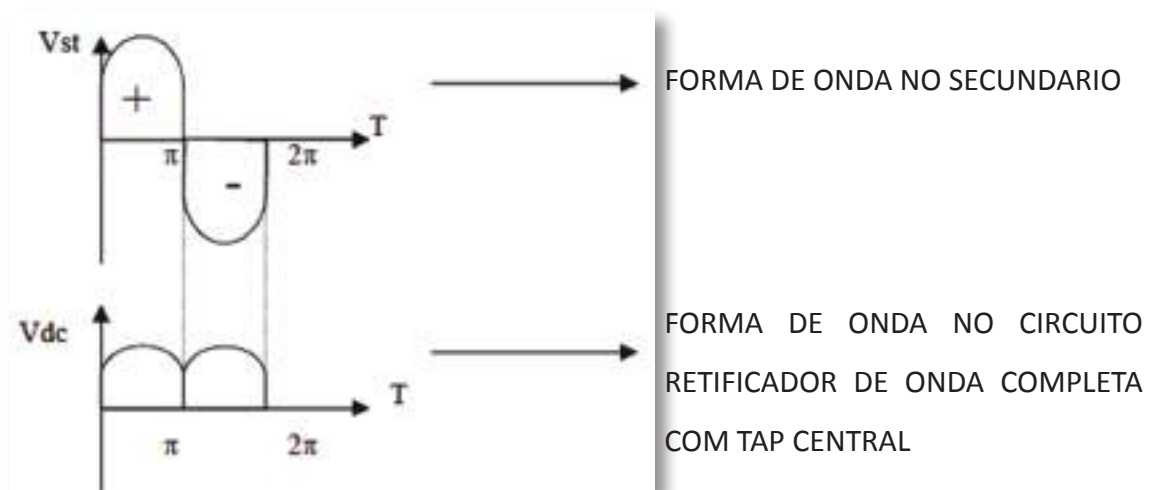


Fig. 30: Comparação entre o período da onda no secundário do transformador e na resistência no circuito retificador de onda completa

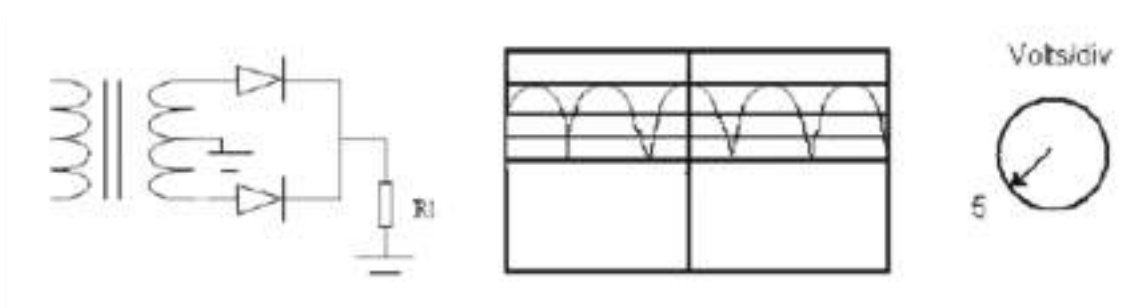
O período do secundário é  $2\pi$ . Porém, nos circuitos retificadores de onda completa, na resistência, o período é  $\pi$ . Logo, a frequência no circuito retificador de onda completa é o dobro da frequência do secundário. Exemplificando, se no secundário a frequência for de 60Hz, num circuito retificador de onda completa a frequência na resistência será de 120Hz.

**Exercícios:**

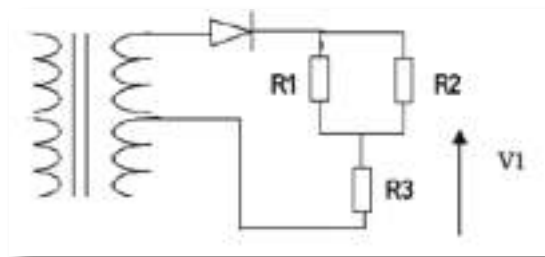
1. Preencha os espaços em branco.
  - A. Num circuito retificador de meia-onda a tensão na resistência será calculada pela seguinte equação:  $V_{dc} = \underline{\hspace{2cm}}$
  - B. Num circuito retificador de meia-onda  $PIV = \underline{\hspace{1cm}}$  e  $I_0 = \underline{\hspace{1cm}}$
  - C. Num circuito retificador de onda completa com derivação central a tensão na resistência será calculado pela seguinte equação:  $V_{dc} = \underline{\hspace{2cm}}$ , onde  $V_p = \underline{\hspace{1cm}}$  da tensão no secundário do transformador.



- D. Em um circuito retificador de onda completa com derivação central temos: PIV = \_\_\_\_\_ e  $I_O =$  \_\_\_\_\_.
- E. Se a frequência do secundário for de 50Hz, num circuito retificador de meia-onda a frequência será de \_\_\_\_\_ no circuito retificador de onda completa com derivação central a frequência será de \_\_\_\_\_
- Num circuito retificador de meia-onda a tensão no secundário do transformador é de 18V, sabendo que  $R = 6,8K\Omega$ . Calcule as especificações do díodo.
  - Num circuito retificador de onda-completa com derivação central a tensão no secundário do transformador é de 25V. Sabendo que  $R = 5,6K\Omega$ . Calcule as especificações do díodo.
  - Um aluno montou em laboratório o circuito da figura a seguir, no qual verificou a forma de onda na resistência com o osciloscópio, como mostra a figura. Se o aluno utilizasse o multímetro para medir a tensão na resistência, qual a tensão que iria ler?



- Dado o seguinte circuito, determine a tensão  $V_1$  e as especificações do díodo. Dado:  $V_{st} = 26V$ ,  $R_1 = 1K\Omega$ ,  $R_2 = 3,3K\Omega$  e  $R_3 = 5,7K\Omega$



## Circuitos Retificadores com Filtro

Nos circuitos retificadores vistos até agora, verificamos que a tensão já é contínua. No entanto, o sinal é contínuo pulsante. O próximo passo para construirmos uma fonte de alimentação é aplicar um filtro capacitivo (usando condensadores), para que o sinal fique o mais próximo de uma tensão contínua constante.

### *Circuito Retificador de Meia-Onda com Filtro Capacitivo*

No circuito retificador de meia onda com filtro capacitivo, foi introduzido um condensador em paralelo à resistência como mostra a Figura 31.

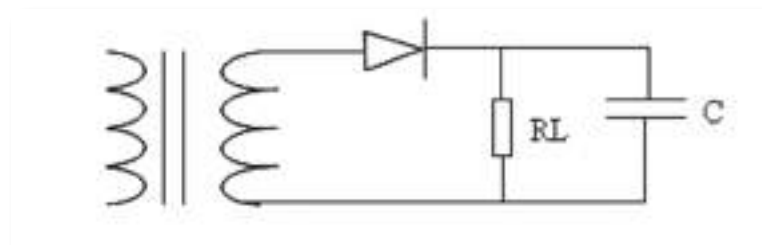


Fig. 31: Circuito retificador de meia onda com filtro capacitivo

No semiciclo positivo o diodo conduz e o condensador começa a carregar até atingir a tensão de pico no secundário do transformador.

Quando a tensão do secundário do transformador diminuir (sendo menor do que  $V_p$ ) o diodo abre, pois a tensão no condensador será maior do que a tensão no secundário do transformador (o diodo está a polarizar inversamente). Então o condensador começa a descarregar pela resistência. Para este circuito utilizam-se valores relativamente altos para  $C$ , de tal forma que  $T = RC$ , será maior do que o período da onda no secundário do transformador ( $T = 1/60$  s).

Durante o semiciclo negativo o diodo está polarizado inversamente e o condensador continua a descarregar pela resistência.

Novamente no semiciclo positivo, quando  $V_{st} > V_c$  (tensão no secundário do transformador maior do que a tensão no condensador), o diodo conduz, e o condensador carrega até atingir a tensão de pico do secundário do transformador, como mostra a Figura 32.



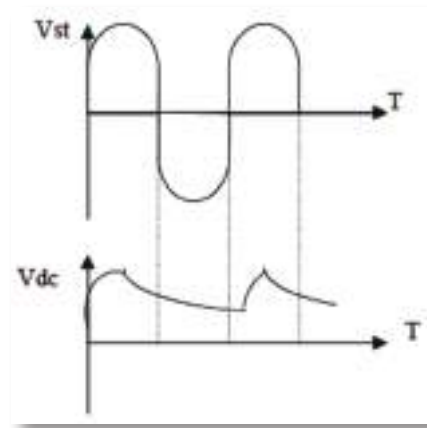


Fig. 32: Forma de onda na resistência

$$V_{dc} = V_p - \frac{V_{ond}}{2}$$

$$V_{ond} = \frac{I}{FC}$$

Onde

I = Corrente na resistência, no entanto iremos aproximar a  $\frac{V_p}{R}$

F = frequência da forma de onda na resistência

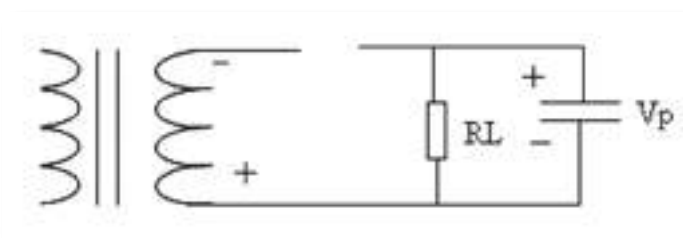
C = Capacitância

OBS: Quanto maior  $T = RC$ , menor será a tensão de ondulação, logo maior será a tensão  $V_{dc}$  e mais contínua será a forma de onda na resistência.

## Especificações do díodo

São duas as especificações do díodo: tensão máxima de pico que fica no díodo quando o mesmo está inversamente polarizado, denominado PIV (Tensão de pico inversa) e o valor médio a corrente no díodo quando o mesmo está diretamente polarizado, denominado  $I_0$ . PIV - A tensão no díodo terá o maior valor, quando num circuito o condensador tiver um valor muito elevado, não tendo tempo para descarregar e a tensão no secundário do transformador estiver no semiciclo negativo como mostra Figura 33.

Fig. 33: Circuito retificador de meia onda com filtro capacitivo no semiciclo negativo



Ao fechar a malha, a tensão máxima que chegará ao diodo será:

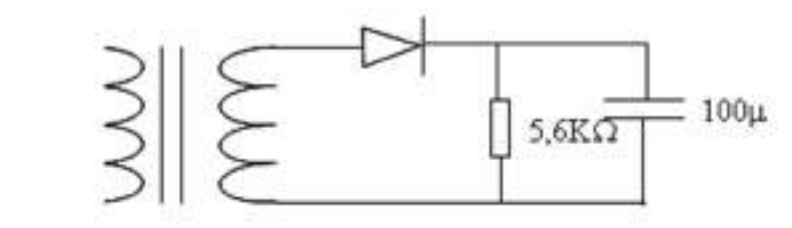
$$PIV = 2 V_p$$

$I_0$  - A quantidade de corrente que passa no diodo será a maior possível quando num circuito o valor da resistência e o valor do condensador forem muito baixos, de tal forma que o condensador descarrega quase que totalmente, ficando a forma de onda muito parecida com a do circuito retificador de meia-onda.

$$I_0 = I_{dc}$$

Exemplo:

1. Dado o circuito, calcule a tensão  $V_{dc}$  e as especificações do diodo. Sabendo que  $V_{st}=12V$  e  $f = 60Hz$ .



**Solução:**

$$V_{dc} = V_p - \frac{V_{ond}}{2}$$

Onde

$$V_{ond} = \frac{I}{fC}$$

Para o circuito retificador de meia-onda a frequência da onda na resistência é igual à frequência do secundário. Logo:

$$f = 60Hz$$

$$V_p = \sqrt{2} \times 12 = 16,97$$

$$I \cong \frac{V_p}{R} = \frac{16,97}{5,6K} = 3mA$$

$$V_{ond} = \frac{3}{60 \times 100\mu} = 0,5V$$



$$V_{dc} = 16,97 - \left(\frac{0,5}{2}\right) = 16,7V$$

$$PIV = 2 \times (16,97) = 33,94V$$

$$I_0 = I_{dc} = \frac{16,7}{5,6K} = 2,98mA$$

### Circuito Retificador de Onda Completa com Derivação Central e Filtro Capacitivo

No circuito retificador de onda completa com derivação central e filtro capacitivo, foi introduzido um condensador em paralelo com a resistência como mostra Figura 34.

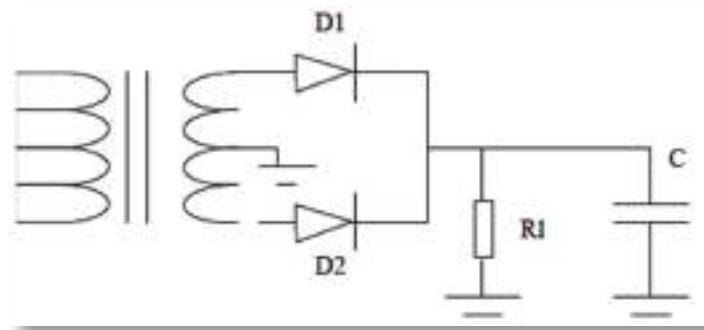


Fig. 34: Circuito retificador de onda completa com derivação central e filtro capacitivo

Durante o primeiro semiciclo positivo, D1 conduz e o condensador começa a carregar até atingir a tensão no secundário do transformador.

Quando  $V_{st}$  diminui D1 abre, e o condensador começa a descarregar pela resistência.

No semiciclo negativo, quando  $V_{st} > V_c$ , D2 conduz e o condensador carrega até atingir  $V_{pst}$ . Quando  $V_{st}$  for menor do que  $V_{pst}$ , D2 abre e o condensador novamente começa a descarregar pela resistência.

No semiciclo positivo quando  $V_{st} > V_c$ , D1 conduz e o condensador carrega até atingir  $V_{pst}$ . Novamente quando  $V_{st} < V_p$ , o diodo abre e o condensador começa a descarregar pela resistência e assim sucessivamente como mostra Figura 35.

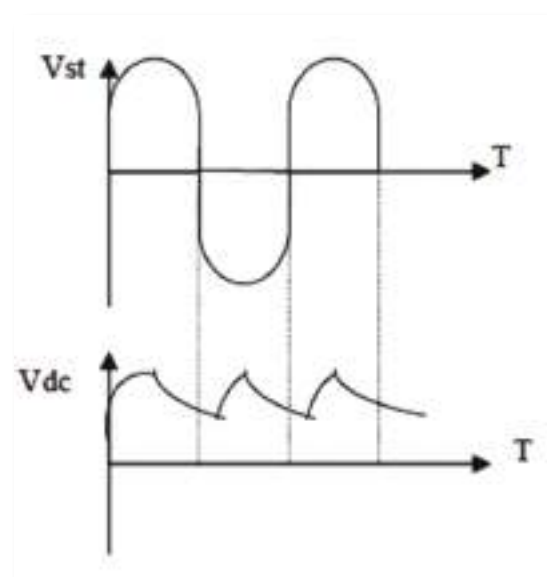


Fig. 35: Forma de onda na resistência



Logo:

$$V_{dc} = V_p - \left(\frac{V_{ond}}{2}\right)$$

OBS: A frequência é o dobro da frequência do secundário

### Especificações do díodo

São duas as especificações do díodo: Tensão máxima de pico que fica no díodo quando o mesmo está inversamente polarizado, denominado PIV (Tensão de pico inversa) e o valor médio a corrente no díodo quando o mesmo está diretamente polarizado, denominado  $I_0$ .

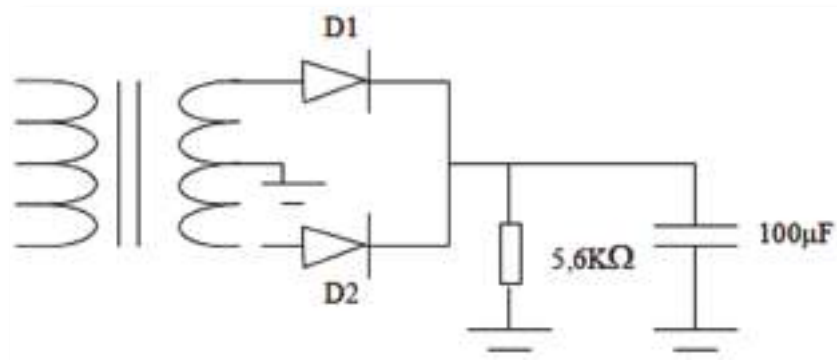
$$PIV = 2 \times V_p$$

$$I_0 = \frac{I_{dc}}{2}$$

Exemplo:

1. Dado o circuito, calcule a tensão  $V_{dc}$  e as especificações do díodo. Sabendo que:

$V_{st} = 12V$  e  $f = 60Hz$



Solução:

$$V_p = \frac{\sqrt{2}}{2} \times V_{st} = \frac{\sqrt{2}}{2} \times 12 = 8,48V$$

$$I = \frac{V_p}{R} = \frac{8,48}{5,6K} = 1,51mA$$

$$V_{ond} = \frac{I}{FC} = \frac{1,51m}{120 \times 100\mu} = 0,12V$$

$$V_{dc} = V_p - \left(\frac{V_{ond}}{2}\right) = 8,48 - \left(\frac{0,12}{2}\right) = 8,42V$$

$$PIV = 2 \times 8,48 = 16,97V$$





$$I_0 = \frac{I_{dc}}{2}, \text{ onde } I_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{8,42}{5,6K} = 1,5mA$$

$$I_0 = \frac{1,5m}{2} = 0,75mA$$

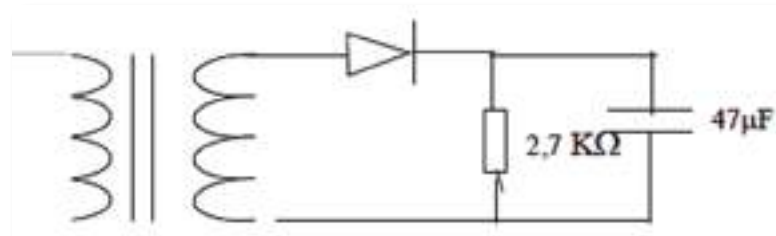
**Exercícios:**

1. Preencha os espaços em branco.

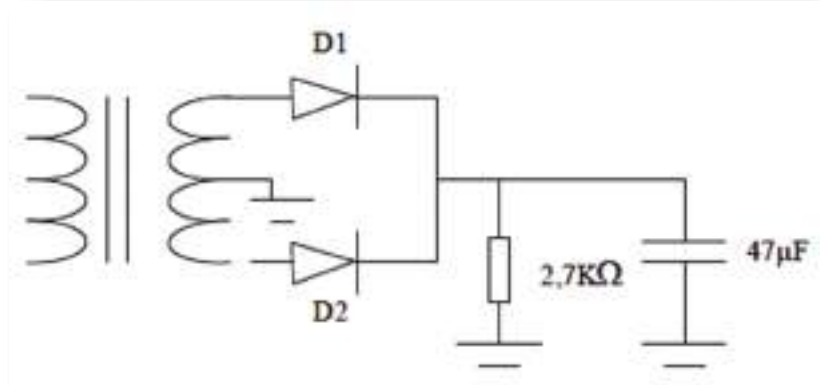
- A. Em todos os circuitos retificadores com filtro, observa-se que a forma de onda é a mesma sendo calculado a tensão Vdc pela seguinte equação \_\_\_\_\_  
Onde Vond = \_\_\_\_\_
- B. Em um circuito retificador de meia-onda com filtro se a frequência da linha for de 60Hz, a frequência será \_\_\_\_\_ e no circuito retificador de onda completa a frequência será \_\_\_\_\_.
- C. O PIV para o circuito retificador de meia-onda com filtro será igual a \_\_\_\_\_
- D. O PIV para os circuitos retificadores de onda completa com filtro será igual a \_\_\_\_\_
- E. O I0 para o circuito retificador de meia-onda com filtro é igual a \_\_\_\_\_
- F. O I0 dos circuitos retificadores de onda completa com filtro será igual a \_\_\_\_\_

2. Dado os circuitos das Figura a seguir, calcule a tensão Vdc e as especificações do díodo. Dado: Vst = 18V e f = 60Hz

a.



b.



## Circuitos Limitadores

Os circuitos limitadores ou ceifadores limitam a tensão de saída, sendo útil em circuitos no qual o sinal de saída precisa de ser limitado.

As aplicações incluem a limitação de amplitude excessivas, formação de ondas e o controlo da quantidade de potência entregue a uma carga/resistência.

Na Figura 36(a), temos um limitador positivo, no qual limita a tensão positiva, só deixa passar a tensão negativa, como mostra a Figura 36(b). Observe que o funcionamento é igual ao circuito retificador de meia-onda.

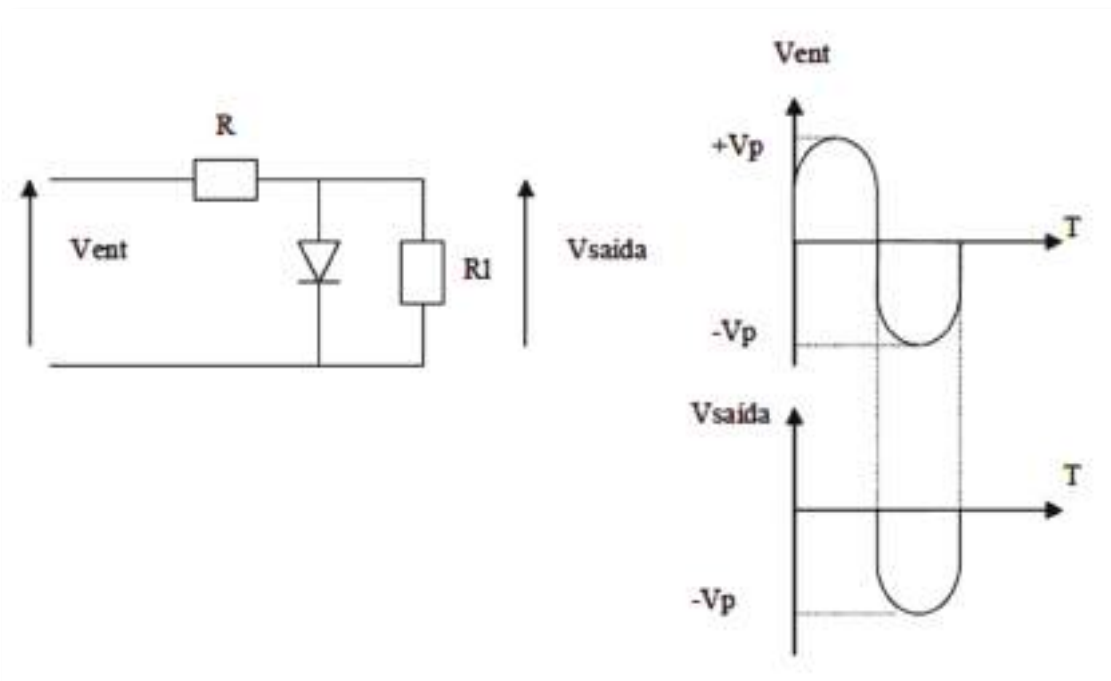


Fig. 36: (a) Circuito limitador positivo; (b) Forma de onda na resistência

### Análise do circuito limitador positivo

No semiciclo positivo o diodo conduz logo:  $V_{saída} = 0$

No semiciclo negativo o diodo abre, logo:  $V_{saída} \cong V_{ent}$ , uma vez que  $R_L \gg R$

Na Figura 37(a), temos um outro limitador positivo, no qual foi inserida uma fonte de tensão em série com o diodo. A limitação da tensão será para tensões acima de  $V$  como mostra a Figura 37(b).



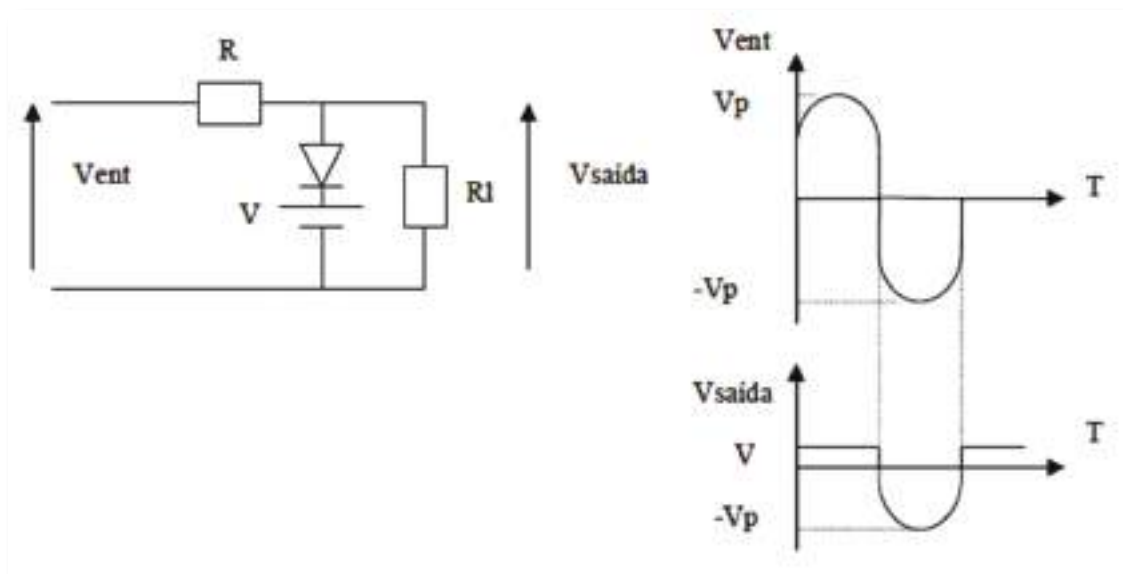


Fig. 37: (a) Circuito limitador positivo polarizado, (b) Forma de onda na resistência

### Análise do Circuito limitador positivo polarizado

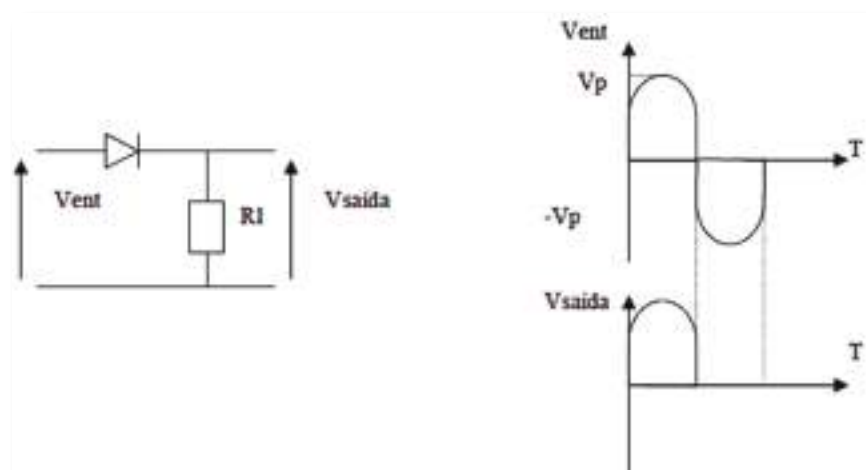
No semiciclo positivo, quando  $V_{ent} > V$  o diodo conduz, logo:  $V_{saída} = V$

No semiciclo como o diodo está sempre aberto, pois  $V$  e  $V_{ent}$  polarizam inversamente o diodo e temos:  $V_{saída} = V_{ent}$

### Outros circuitos limitadores

Desde a figura 38 à 45 temos exemplos de outros circuitos limitadores e suas respectivas formas de onda na carga, nos quais o funcionamento é semelhante aos circuitos já analisados.

Fig. 38: (a) Circuito limitador negativo, (b) Forma de onda na resistência



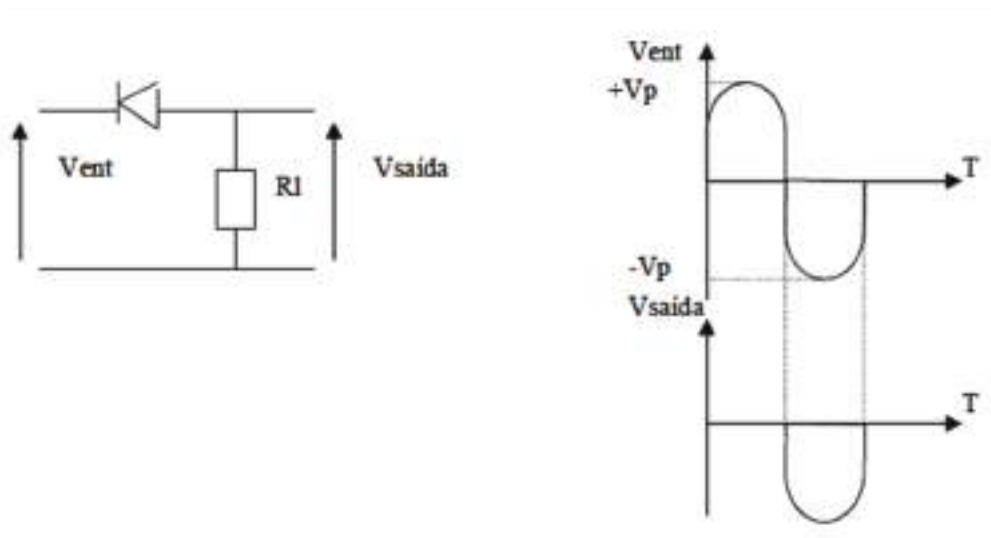


Fig. 39: (a) Circuito limitador positivo, (b) Forma de onda na resistência

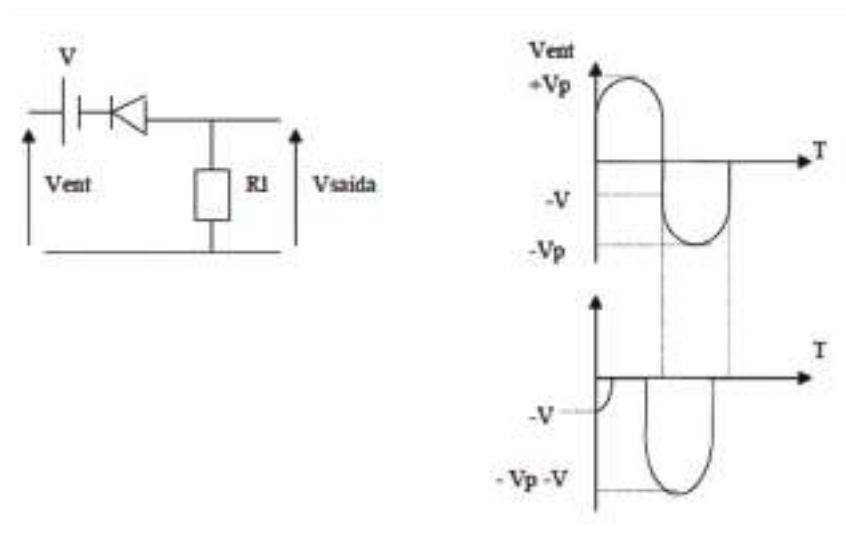


Fig. 40: (a) Circuito limitador positivo polarizado, (b) Forma de onda na resistência

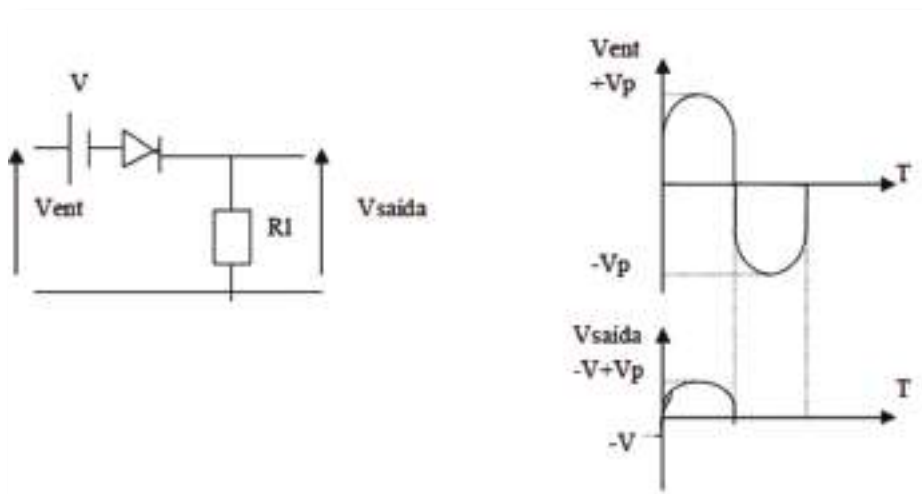


Fig. 41: (a) Circuito limitador negativo polarizado, (b) Forma de onda na resistência



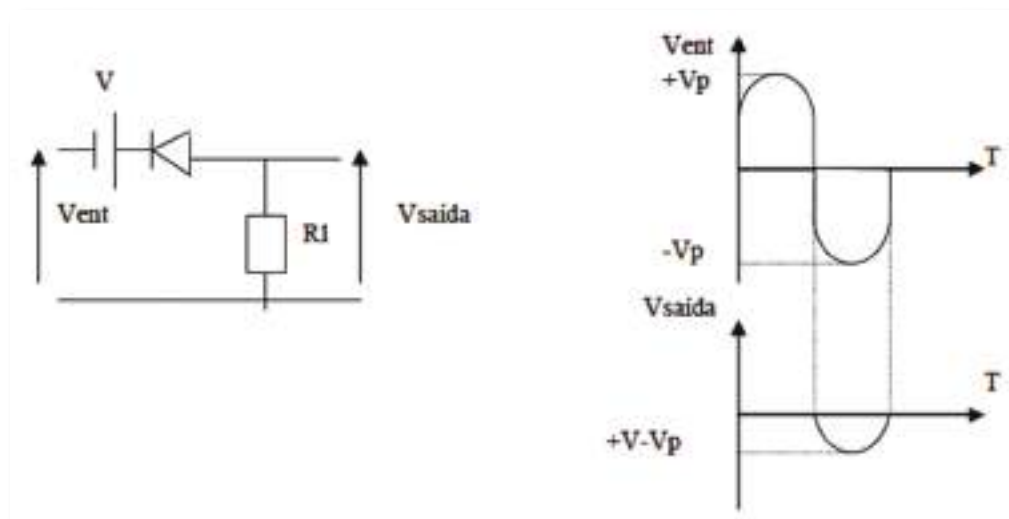


Fig. 42: (a) Circuito limitador positivo polarizado, (b) Forma de onda na resistência

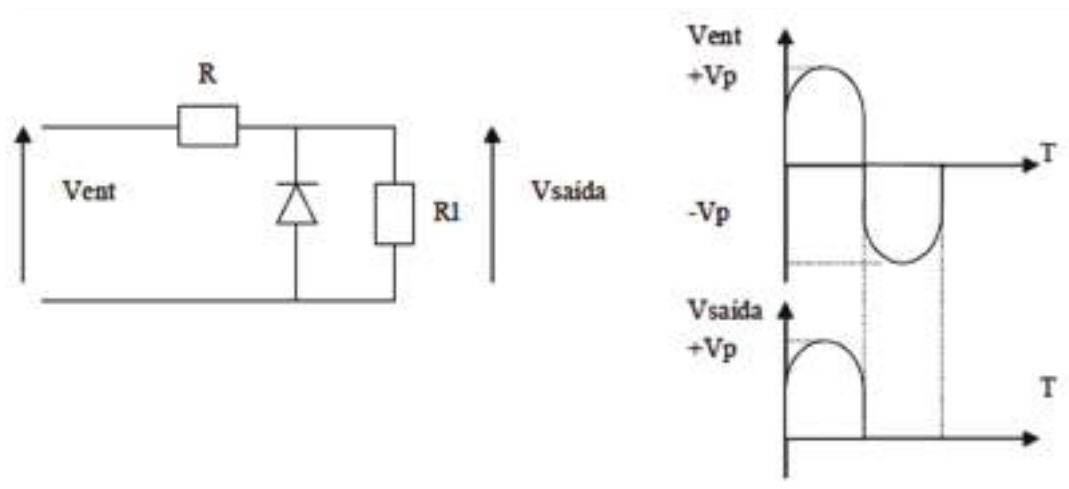


Fig. 43: (a) Circuito limitador negativo, (b) Forma de onda na resistência

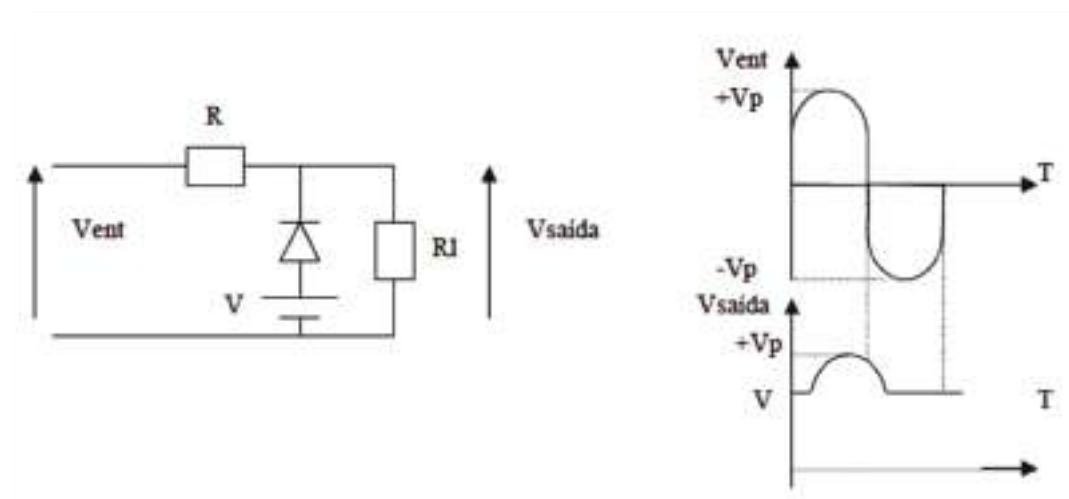


Fig. 44: (a) Circuito limitador polarizado, (b) Forma de onda na resistência



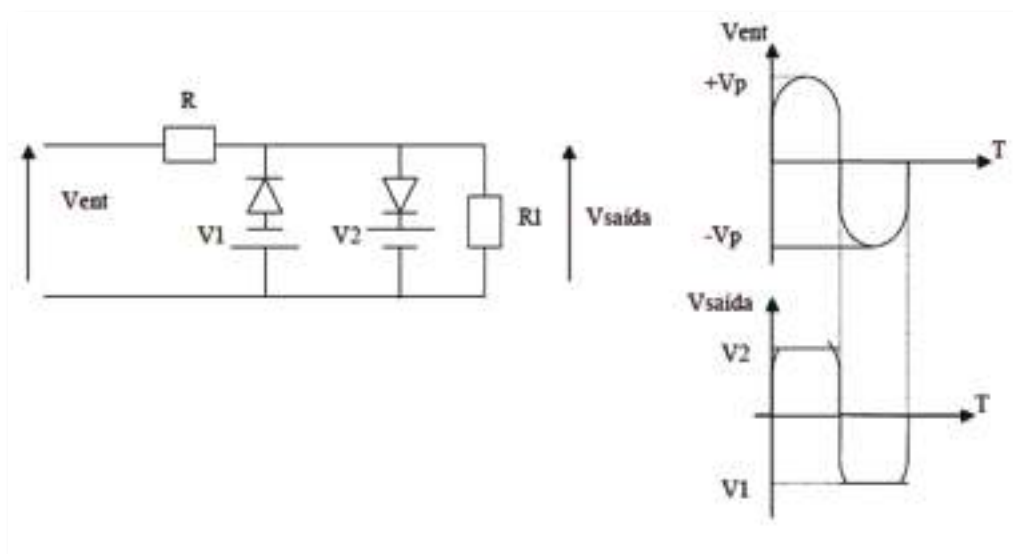
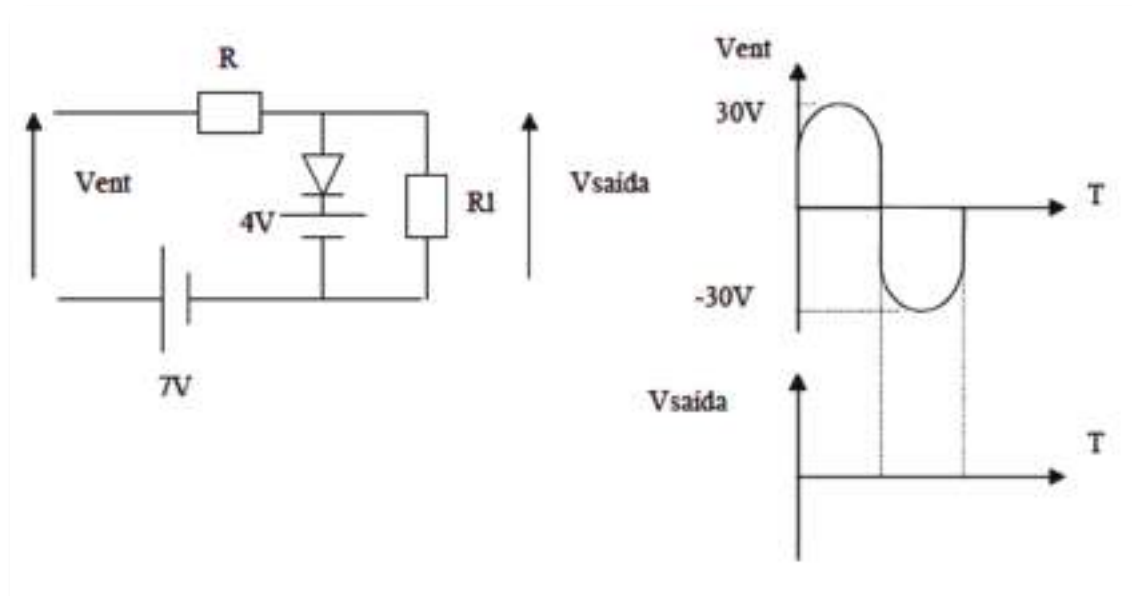


Fig. 45: (a) Associação de limitadores, (b) Forma de onda na resistência

**Exercício:**

1. Dado o circuito determine a forma de onda na saída.



## Díodo de Zener

O díodo zener é um díodo construído especialmente para trabalhar polarizado inversamente, conduzindo na região de ruptura. Em baixo são mostradas a curva característica do díodo zener e a sua simbologia.

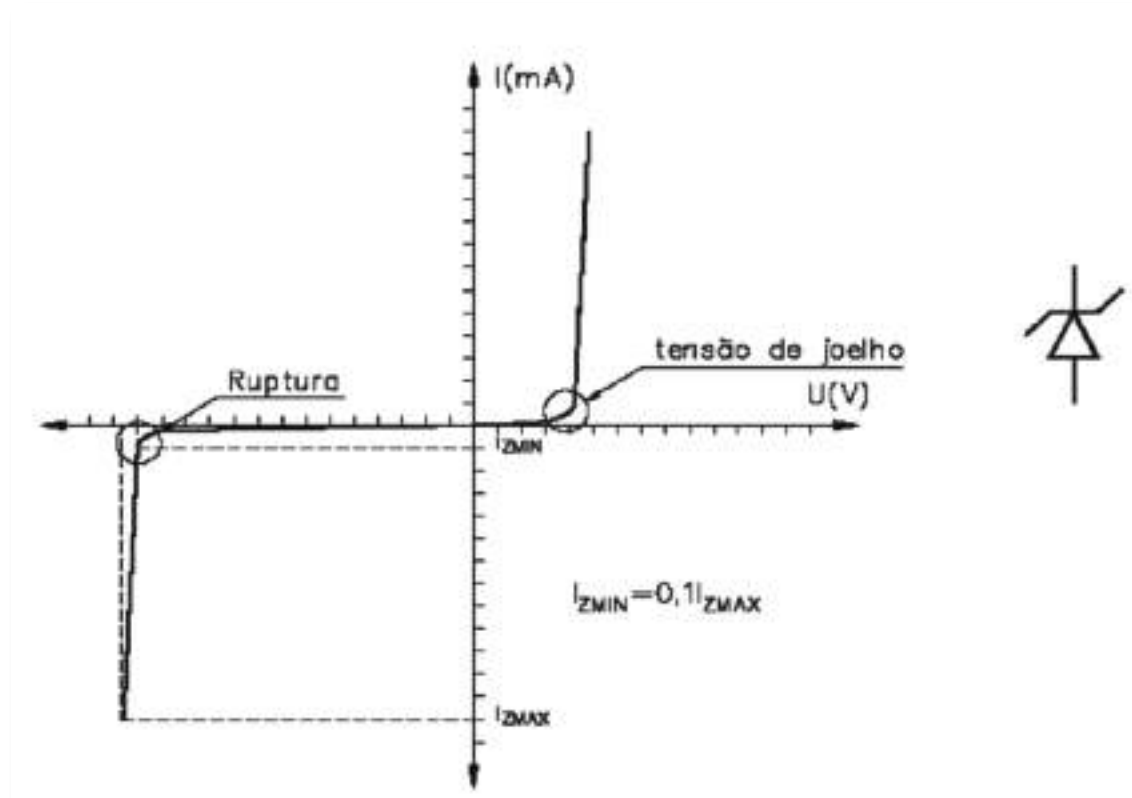


Fig. 46: Curva característica do díodo de zener

O díodo zener quando polarizado diretamente funciona como um díodo comum, mas ao contrário de um díodo convencional, suporta a condução de corrente em tensões inversas próximas à tensão de ruptura. A sua principal aplicação é a de conseguir uma tensão estável (tensão de ruptura), independente da corrente que o atravessa. No circuito da figura 47 ele está em série com uma resistência limitadora de corrente, e a sua polarização normalmente é inversa. Graficamente é possível obter a corrente elétrica sob o zener com o uso da reta de carga.



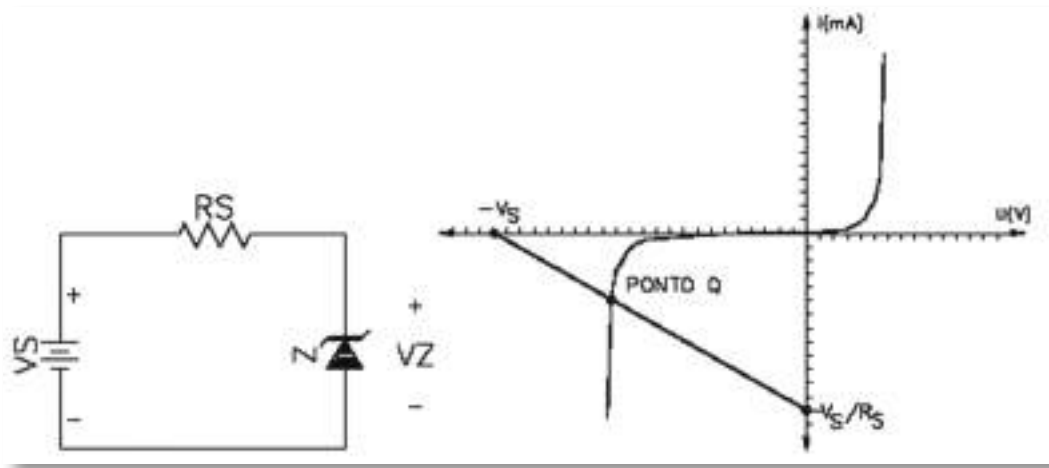


Fig. 47: Díodo de Zener em série com uma resistência

Exemplo:

Se montássemos o circuito da Figura 48, e medíssemos a tensão no díodo zener e a corrente que passa por ele ao aplicar a tensão  $V_s$ , dava para construir a tabela 1. Esta tabela é importante para que possamos compreender o funcionamento do díodo zener.

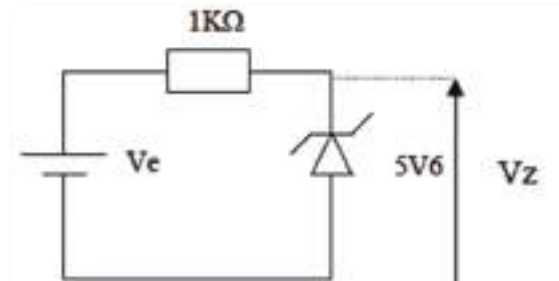


Fig. 48: Exemplo

Quando $V_s = 1V \rightarrow V_z = 1V$ e $I_s = 0$
Quando $V_s = 2V \rightarrow V_z = 2V$ e $I_s = 0$
Quando $V_s = 3V \rightarrow V_z = 3V$ e $I_s = 0$
Quando $V_s = 4V \rightarrow V_z = 4V$ e $I_s = 0$
Quando $V_s = 5V \rightarrow V_z = 5V$ e $I_s = 0$
Quando $V_s = 6V \rightarrow V_z = 5,6V$ e $I_s = 0,4 \text{ mA}$
Quando $V_s = 7V \rightarrow V_z = 5,6$ e $I_s = 1,4 \text{ mA}$
Quando $V_s = 8V \rightarrow V_z = 5,6$ e $I_s = 2,4 \text{ mA}$
Quando $V_s = 9V \rightarrow V_z = 5,6$ e $I_s = 3,4 \text{ mA}$
Quando $V_s = 10V \rightarrow V_z = 5,6$ e $I_s = 4,4 \text{ mA}$

Tabela 1: Tabela de funcionamento do díodo de zener





## Corrente máxima do diodo zener

A corrente máxima do diodo de zener pode ser representada pela seguinte fórmula:

$$P_Z = V_Z \times I_{ZMAX}$$

Para que percebamos melhor como funciona, segue-se um exemplo para calcular a corrente máxima de zener.

Exercício:

1. Se um diodo zener de 12 V tem uma especificação de potência máxima de 400 mW, Qual será a corrente máxima permitida?

## Corrente mínima do zener

A corrente mínima define o ponto aproximado em que o diodo começa a sair da região de rotura em direção à região de corte, onde não há condução de corrente. Quando o diodo entra na região de corte, a sua tensão cai em relação ao valor da tensão de rotura  $V_Z$ . Considera-se a corrente mínima do zener como sendo de 10 a 20% do valor da corrente máxima do zener. Considerando uma proporção de 15%, temos a expressão abaixo:

$$I_{ZMIN} = I_{ZMAX} \times 0,15$$

## Limitador de tensão com zener

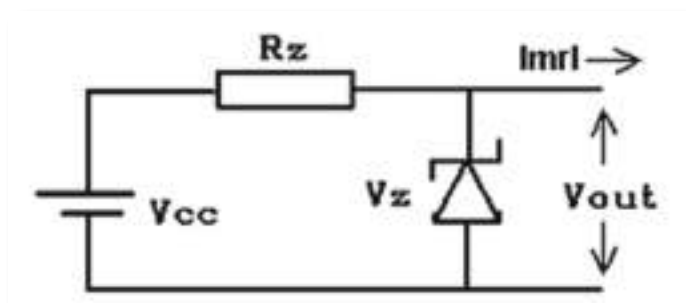


Fig. 49: Circuito limitador de tensão com zener

Descrevendo a equação do circuito acima tem-se:

$$V_{CC} + V_{RZ} + V_Z = 0$$



$$V_{RZ} = V_{CC} - V_Z$$

Como  $V_{RZ} = R_Z(I_Z + I_{MRL})$

$$R_Z = \frac{(V_{CC} - V_Z)}{I_Z + I_{MRL}}$$

A corrente do zener, quando calculada com base na potência, é o máximo valor que ela pode atingir, mas quando calculada num circuito como o de cima, utiliza-se um valor de  $I_Z$  menor que o máximo valor calculado. Fazendo assim, o diodo trabalha com um valor de corrente inferior ao máximo, evitando aquecimento excessivo na junção.

Exemplo:

Considerando um diodo cuja tensão zener seja de 12 V e cuja potência seja 500 mW, sendo a fonte de alimentação de 18 V, pode-se calcular o valor da resistência em série com o diodo.

Cálculo do valor de  $I_{ZMAX}$  :

$$P_Z = V_{ZMAX} \times I_{ZMAX}$$

$$I_{ZMAX} = \frac{P_Z}{V_Z}$$

$$I_{ZMAX} = \frac{500mW}{12V} = 41mA$$

Cálculo do  $I_{ZMIN}$ :

Considerando que  $I_{ZMIN} = 15\% I_{ZMAX}$

$$I_{ZMIN} = 0,15 \times 0,041 = 6.15mA$$

Calculando agora o valor mínimo do resistor  $R_Z$

$$R_{ZMIN} = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_{ZMAX}}$$

$$R_{ZMIN} = \frac{18 - 12}{0,041} = 146\Omega$$



O valor de  $R_Z$  deve ser superior a  $R_{ZMIN}$  para que o diodo não se danifique devido a ser submetido a uma corrente superior à sua corrente máxima  $I_{ZMAX}$ .

Calculando agora o valor máximo do resistor  $R_Z$

$$R_{ZMAX} = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_{ZMIN} + I_{MRL}}$$

$$R_{ZMIN} = \frac{18 - 12}{0,065 + 0,01} = 371\Omega$$

O valor de  $R_Z$  deve ser superior a  $R_{ZMIN}$  para que o díodo opere fora da região de corte, onde a corrente é inferior a  $i_{ZMIN}$ .

Calculando o valor a ser adotado para  $R_Z$

$$R_{ZMIN} < R_Z \text{ adotado} < R_{ZMAX}$$

$$146\Omega < R_Z \text{ adotado} < 371\Omega$$

O valor adotado para  $R_Z$  é, geralmente, o valor comercial de resistência mais próximo da média entre  $R_{ZMIN}$  e  $R_{ZMAX}$ , para que se opere o mais longe possível das situações de sobrecarga e corte do díodo zener.

Este foi o método do projeto de um limitador, considerando uma tensão de entrada constante. Caso a tensão de entrada varie, calcula-se  $R_{ZMIN}$  e  $R_{ZMAX}$  da seguinte forma:

$$R_{ZMIN} = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_{ZMAX}}$$

$$R_{ZMAX} = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_{ZMIN} + I_{MRL}}$$

Segundo as expressões acima, podemos concluir que o aumento da tensão de entrada  $v_i$ , provoca sobrecarga no díodo zener, e que a diminuição de  $V_i$  tende a levar o díodo para a região de corte.



## Díodo Emissor De Luz (LED)

Os díodos emissores de luz são fabricados a partir do GaAs( arsenieto de gálio) acrescidos de fósforo que, dependendo da quantidade, podem irradiar luzes vermelha, laranja, amarela, verde ou azul. São muito utilizados como sinalizadores em instrumentos eletrônicos ou na fabricação de displays.

Enquanto que num díodo comum na passagem de corrente, ocorre a liberação de energia em forma de calor, num LED a liberação de energia tem a forma de luz visível.

A simbologia para o led é apresentado na Figura 50.

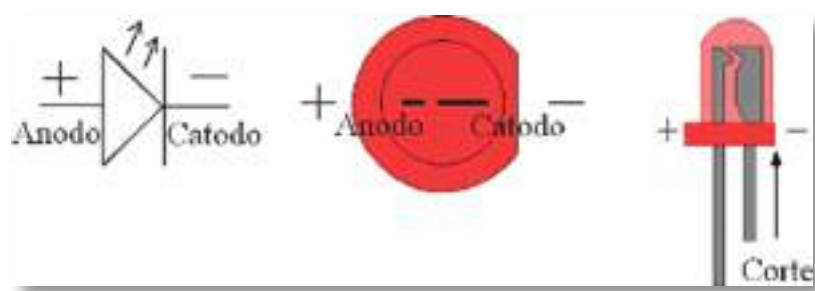


Fig. 50: Simbologia de um Led

Os LEDs apresentam as mesmas características dos díodos comuns, ou seja, só conduzem quando polarizados diretamente aplicando uma tensão maior do que a barreira de potencial. No entanto a barreira de potencial varia de 1,5V a 2,5V dependendo da cor. Comercialmente, o led trabalha normalmente com corrente na faixa de 10mA a 50mA. OBS: Para se polarizar um LED, deve-se utilizar uma resistência limitadora de corrente para que o mesmo não se danifique.

### Circuito básico

O menor circuito que podemos construir com um led é o apresentado na Figura 51. Não se deve ligar um led em paralelo com uma fonte de alimentação, pois danifica facilmente, uma vez que a resistência da fonte é desprezível e a corrente que passará no led terá valor elevado.



$$I_S = \frac{V_e - V_{led}}{R_S}$$

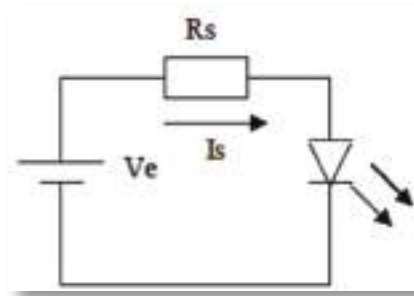
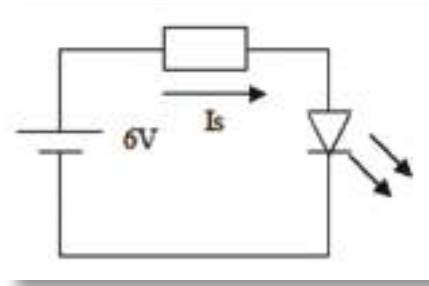


Fig. 51: Circuito básico com Led

OBS: como  $V_{led}$  varia de 1,5 a 2,5V vamos adotar 2V

**Exercício:**

1. Determine  $R_S$  para que o LED do circuito da figura a seguir fique polarizado no seu ponto ativo ( $V_{led} = 2V$  e  $I_d = 20mA$ )



## Bibliografia

ÀGUAS, Mário; BALDAIA, Rogério; PEREIRA, A., Silva, *Eletricidade*, 10º Ano. Porto: Porto Editora, 2000.

MALVINO, Albert Paul, *Princípios de Eletrónica*, vol. 1 e 2, 6ª ed.. Lisboa: McGraw-Hill, 2000.

PADILHA, António, *Eletrónica Analógica*. Lisboa: McGraw-Hil, 1993.

PINTO, António; ALVES, Vítor, *Práticas Oficiais e Laboratoriais*, 10º Ano. Porto, Porto Editora, 2002.

PINTO, António; ALVES, Vítor, *Tecnologias*, 10º Ano. Porto: Porto Editora, 2003.

PINTO, António; CALDEIRA, José, *Tecnologias*, 12º Ano. Porto: Porto Editora, 1999.

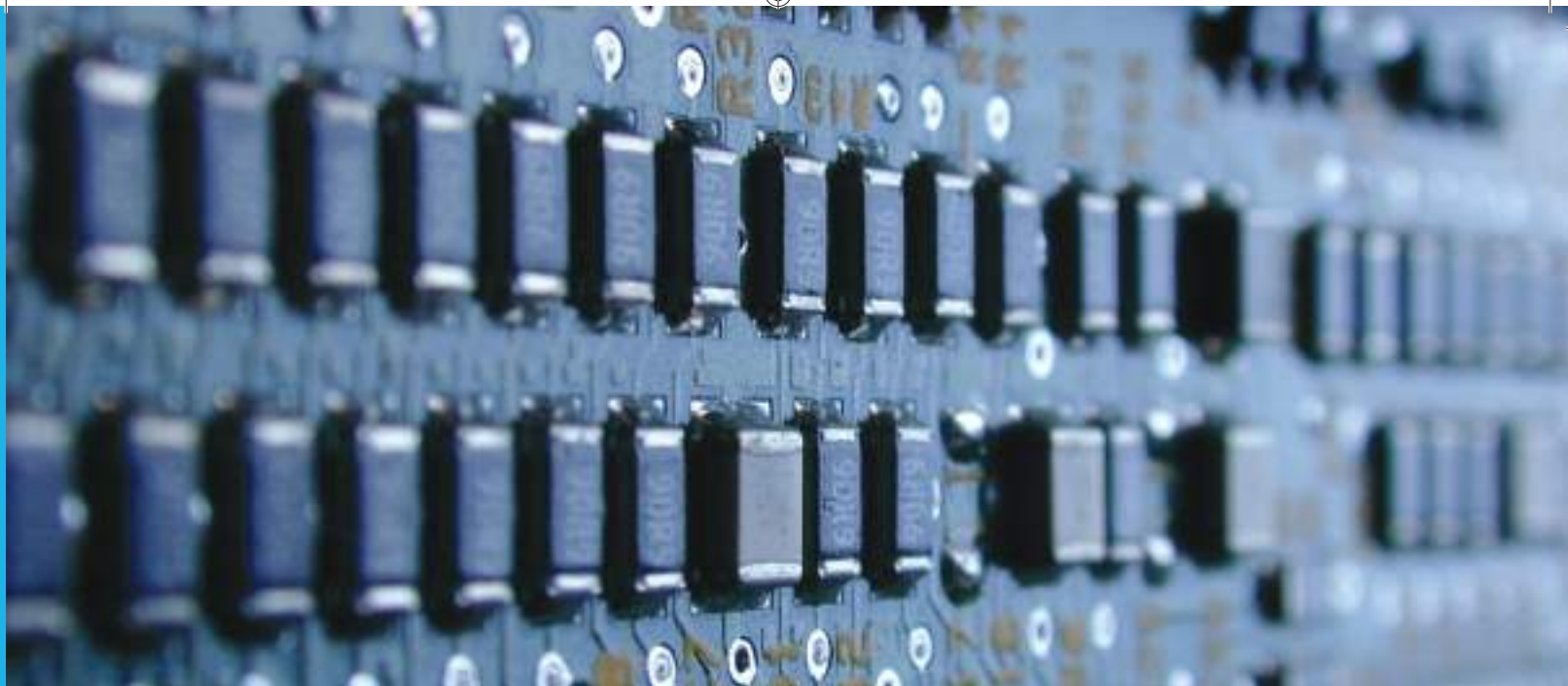
VARANDA, Joaquim, *Tecnologias de Eletricidade*, vol. 2, 11º Ano. Lisboa: Didáctica Editora, 2002.











# Transístores Bipolares em Regime Estático

Módulo 5

# Caraterização do Módulo

## *Apresentação*

Este módulo pretende fornecer aos alunos os conhecimentos necessários sobre o funcionamento de Transístores Bipolares. Para tal considera-se este módulo de carácter teórico-prático devendo decorrer, em parte, em instalações laboratoriais proporcionando aos alunos a verificação e confirmação dos conceitos básicos teóricos estudados relativo às caraterísticas, princípio de funcionamento e montagens básicas de transístores bipolares.

## *Objetivos de aprendizagem*

Conhecer e atenuar os efeitos da temperatura no funcionamento dos circuitos com transístores

Conhecer a constituição, tipos e simbologia do transístor bipolar

Polarizar o transístor e compreender o seu funcionamento

Relacionar as correntes e tensões do transístor

Reconhecer o transístor como amplificador da corrente

Identificar os parâmetros ( $\alpha$  e  $\beta$ )

Conhecer as montagens fundamentais: EC, BC, e CC

Analisar as curvas caraterísticas do transístor em EC

Traçar a reta de carga estática

Identificar zonas de funcionamento do transístor

Compreender o funcionamento do transístor como comutador

Verificar o funcionamento do transístor como comutador

## *Âmbito de conteúdos*

Construção do transístor

Transístor NPN e PNP

Operação do transístor



Configurações do transístor

BC – base comum

CC – coletor comum

EC – emissor comum

Limites de operação de um transístor

Curvas características do transístor

Polarização do transístor

Polarização fixa

Polarização por realimentação da base

Polarização por divisor de tensão

Estabilização da polarização. Efeito da temperatura

Polarização por divisor de tensão

Ponto de funcionamento em repouso do transístor

Reta de carga do transístor

Zona ativa

Zona de saturação

Zona de corte

O transístor como amplificador



# Transístores Bipolares

Durante o período de 1904 até 1947, a válvula foi indubitavelmente o dispositivo eletrônico de interesse e desenvolvimento. Em 1904, o diodo a válvula foi introduzido por J. A. Fleming. Logo depois, em 1906, Lee De Forest adicionou um terceiro elemento, chamado de *grade de controlo*, ao diodo a válvula eletrônica, resultando no primeiro amplificador, o *tríodo*. Nos anos seguintes, a rádio e a televisão proporcionaram um grande estímulo à indústria de válvulas. A produção cresceu aproximadamente de 1 milhão de válvulas em 1922 para cerca de 100 milhões em 1937. No início da década de 30, o *tétrodo* de quatro elementos e o *pêntodo* de cinco elementos ganharam importância na indústria de válvulas eletrônicas.

Posteriormente, a indústria tornou-se uma das mais importantes, e foram obtidos rápidos avanços nas áreas de projeto, técnicas de fabricação, aplicações de alta potência, alta frequência e miniaturização.

Em 23 de dezembro de 1947, entretanto, a indústria eletrônica estava prestes a experimentar uma linha de interesse e desenvolvimento completamente nova. Foi durante a tarde deste dia que Walter H. Brattain e John Bardeen demonstraram a função de amplificação do primeiro transístor, nos laboratórios da companhia Bell Telephone. O transístor original (um transístor de contacto de ponta) está mostrado na Fig.1.

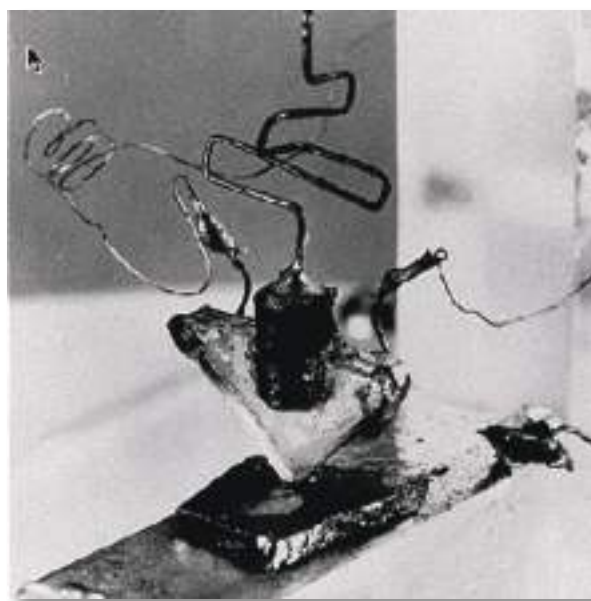


Fig. 1: O primeiro Transístor



As vantagens deste dispositivo de estado sólido de três terminais em relação à válvula são imediatamente óbvias: menor e mais leve, não apresenta necessidades ou perdas de aquecimento, mais robusto, mais eficiente. Já que menos potência é absorvida pelo dispositivo, este fica instantaneamente disponível para utilização, não necessitando de um período de aquecimento, e tensões de operações menores podem ser utilizadas. Este módulo é a nossa primeira abordagem sobre dispositivos de três ou mais terminais. Iremos descobrir que todos os amplificadores (dispositivos que aumentam a tensão, corrente ou nível de potência) possuirão no mínimo três terminais com um deles controlando o fluxo entre os outros dois.



## Construção do transístor

O transístor é um dispositivo semicondutor no qual existe uma camada do tipo  $p$  entre duas camadas do tipo  $n$ , ou uma camada do tipo  $n$  entre duas camadas  $p$ . O primeiro é denominado *transístor npn*, enquanto o último é chamado *transístor pnp*. Ambos são apresentados na Fig.2, com a polarização dc apropriada. As camadas externas do transístor são materiais semicondutores mais fortemente dopados, com larguras muito maiores do que a camada interna tipo  $p$  ou  $n$ . Para os transístores mostrados na Fig.2, a razão entre a largura total e a largura da camada central é de  $0,150/0,001 = 150:1$ . A dopagem da camada interna é também consideravelmente menor do que a das camadas externas (tipicamente, 10:1 ou menor). Este nível de dopagem menor reduz a condutividade (aumenta a resistência) deste material, diminuindo o número de portadores “livres”.

Para a polarização indicada na Fig.2, os terminais são normalmente indicados pela letra maiúscula  $E$  para *emissor*,  $C$  para *coletor* e  $B$  para *base*. Uma avaliação para esta escolha de notação será desenvolvida quando discutirmos a operação básica do transístor. A abreviatura TBJ, *transístor bipolar de junção*, é usualmente aplicada a este dispositivo de três terminais. O termo *bipolar* reflete o facto de que lacunas e eletrões participam do processo de injeção no material opostamente polarizado. Se for empregue apenas um portador (eletrões ou lacuna), o dispositivo é considerado *unipolar*.

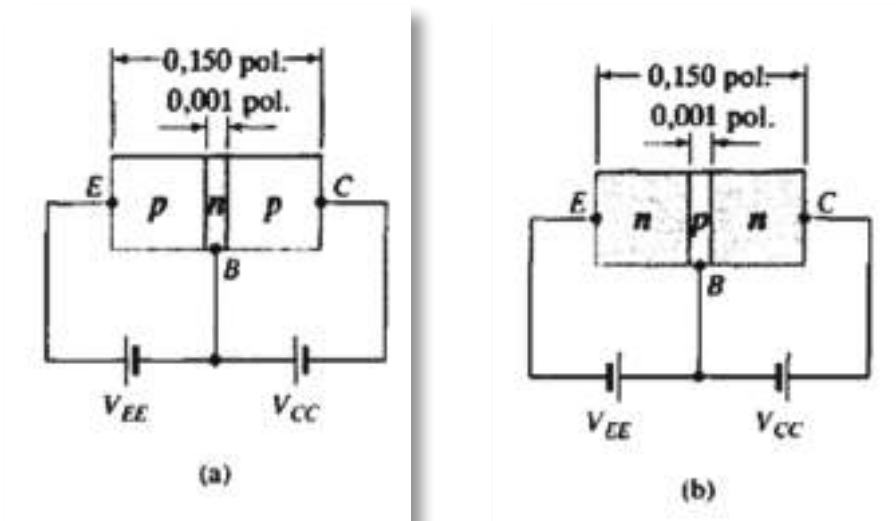


Fig. 2: Tipos de transístores: (a) PNP; (b) NPN



## Operação do Transistor

A operação básica do transistor será agora descrita utilizando o transistor *pnp* da Fig.2a. A operação do transistor *npn* é exatamente a mesma, se as funções das lacunas e elétrons fossem trocadas.

Na Fig.3, o transistor *pnp* foi redesenhado sem a polarização base-coletor. Repare nas semelhanças entre esta situação e a do díodo diretamente polarizado no módulo anterior. A região de depleção foi reduzida em largura devido à tensão aplicada, resultando num fluxo denso de portadores majoritários do material tipo *p* para o material tipo *n*.

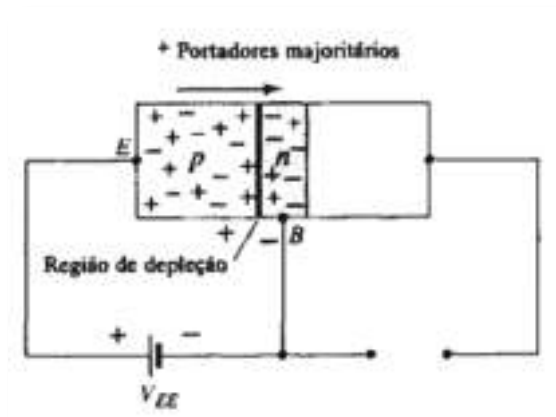
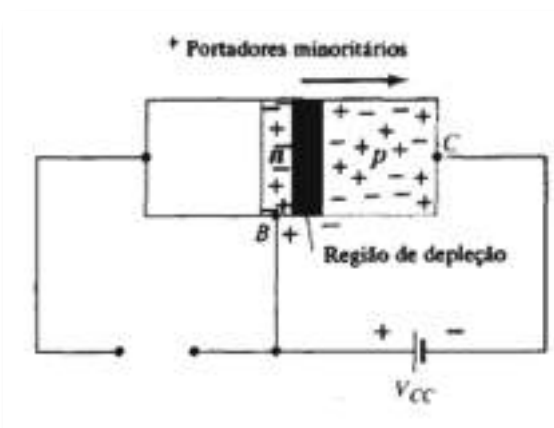


Fig. 3: Junção diretamente polarizada de um transistor tipo PNP

Vamos agora remover a polarização base-emissor do transistor *pnp* da Fig. 3.2a como mostra a Fig.4. Considere as semelhanças entre esta situação e aquela do díodo inversamente polarizado. Lembre-se de que o fluxo de portadores majoritários é zero, resultando apenas num fluxo de portadores minoritários, como indicado na Fig.4. Em resumo, portanto:

- Uma junção p-n de um transistor está inversamente polarizada, enquanto a outra está diretamente polarizada.

Fig. 4: Junção inversamente polarizada de um transistor PNP



Na Fig.5, ambos os potenciais de polarização foram aplicados a um transistor *pn**p*, com o resultante fluxo de portadores majoritários e minoritários indicados. Note na Fig.5 as larguras das regiões de depleção, indicando claramente qual a junção que está diretamente polarizada e qual está inversamente polarizada. Como indicado na Fig.5, inúmeros portadores majoritários serão injetados através da junção *p-n* diretamente polarizada, no material tipo *n*. A questão, portanto, é se estes portadores contribuirão diretamente para a corrente de base  $I_B$ , ou se passarão diretamente para o material tipo *p*. Já que o material tipo *n*, interno, é muito fino e apresenta uma baixa condutividade, um número muito pequeno de tais portadores adotará este caminho de alta resistência para o terminal da base. O valor da corrente de base é tipicamente da ordem de microamperes, enquanto a corrente de coletor e emissor é de miliamperes. Um número maior destes portadores majoritários será injetado, através da junção reversamente polarizada, no material tipo *p* ligado ao terminal de coletor, conforme a Fig.5. A razão da relativa facilidade com que portadores majoritários podem atravessar a junção inversamente polarizada é facilmente compreendida se considerarmos que para o diodo inversamente polarizado os portadores majoritários comportar-se-ão como portadores minoritários no material tipo *n*.

Por outras palavras, houve uma injeção de portadores minoritários no material tipo *n* da base. Combinando isto com o fato de que todos os portadores minoritários na região de depleção atravessarão a junção inversamente polarizada de um diodo, obtém-se o fluxo indicado da Fig.5.

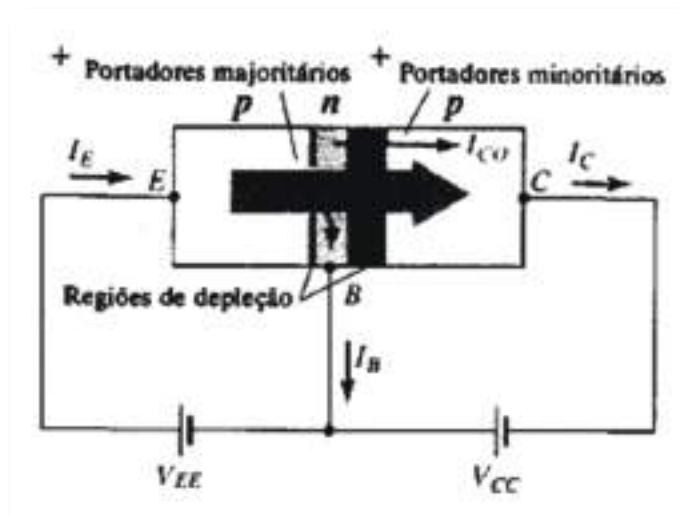


Fig. 5: Fluxo de portadores majoritários e minoritários de um transistor PNP





Aplicando a lei das correntes de Kirchhoff ao transístor da Fig.5 como se fosse um nó simples, obtemos:

$$I_E = I_C + I_B$$

E descobrimos que a corrente de emissor é a soma das correntes de base e coletor. A corrente de coletor, entretanto, é composta de dois elementos — os portadores maioritários e minoritários indicados na Fig.5. A componente de portadores minoritários é chamada *corrente de fuga*, e é dado o símbolo  $I_{CO}$  — (corrente  $I_C$  com terminal do emissor aberto Open). A corrente do coletor, portanto, é determinada pela equação:

$$I_C = I_{C\text{ maioritario}} + I_{CO\text{ maioritario}}$$

Para os transístores usuais,  $I_C$  é da ordem de miliamperes, enquanto  $I_{CO}$  é medido em microamperes ou nano amperes.  $I_{CO}$ , assim como  $I_S$ , para um díodo inversamente polarizado, é sensível à temperatura e deve ser analisado cuidadosamente quando a faixa de variação da temperatura para a aplicação for extensa. Em temperaturas elevadas, este parâmetro pode afetar consideravelmente a estabilidade de um sistema que não considera apropriadamente o seu efeito. Melhorias implementadas nas técnicas de construção resultaram em níveis significativamente menores de  $I_{CO}$ , chegando a um ponto em que seu efeito pode, na maioria das vezes, ser ignorado.



# Configurações do Transístor

## Configuração Base-Comum (BC)

A notação e símbolos para o transístor, utilizados atualmente na maioria dos textos e manuais publicados, estão indicados na Fig.6 para a configuração base-comum com transístores *pnp* e *nnp*.

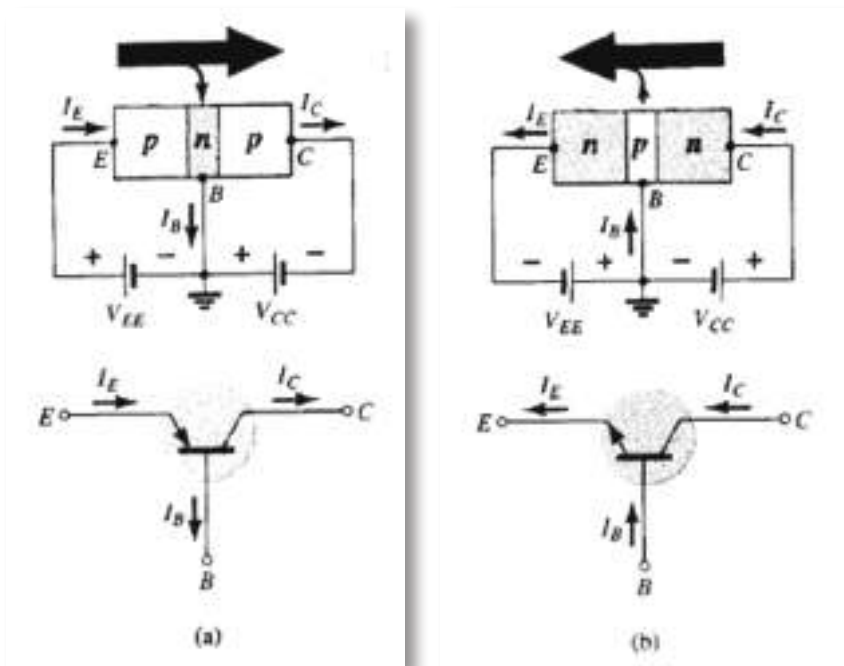


Fig. 6: Notação e símbolos utilizados para configuração base comum: (a) transístor *pnp*, (b) transístor *nnp*.

A terminologia base-comum deriva do facto da base ser comum tanto à entrada quanto à saída da configuração. Além disso, a base é normalmente o terminal ligado à terra ou com um nível de potencial mais próximo ao terra.

Para o transístor a seta do símbolo gráfico define o sentido da corrente de emissor (fluxo convencional) através do dispositivo.

Todos os sentidos de corrente apresentados na Fig.6 são os sentidos reais, definidos pelo fluxo convencional.

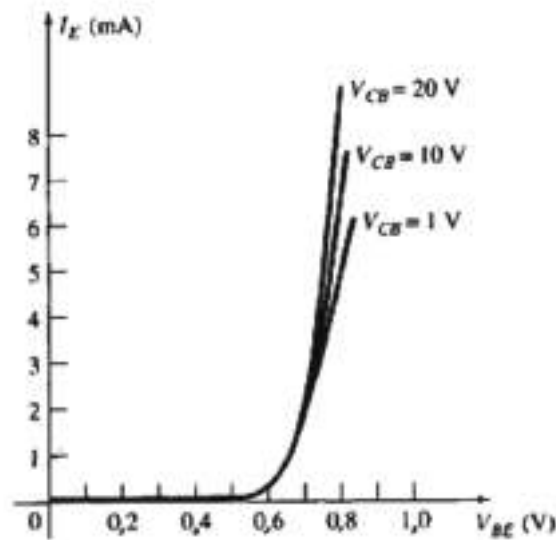
Note que em cada caso  $I_E = I_C + I_B$ . De notar também que as polarizações aplicadas (fontes de tensão) são tais que estabelecem uma corrente com o sentido indicado em cada ramo. Ou seja, compare o sentido de  $I_E$  à polaridade de  $V_{EE}$  para cada configuração, e o sentido de  $I_C$  à polaridade de  $V_{CC}$ .

Para descrever totalmente o comportamento de um dispositivo de três terminais, como o dos amplificadores em base-comum da Fig.6, são exigidos dois conjuntos de curvas



características — um para o ponto de excitação, ou parâmetros de entrada, e o outro para a saída. O conjunto de entrada para o amplificador em base-comum, mostrado na Fig.7, relacionará uma corrente de entrada ( $I_E$ ) a uma tensão de entrada ( $V_{BE}$ ) para vários níveis de tensão de saída ( $V_{CB}$ ).

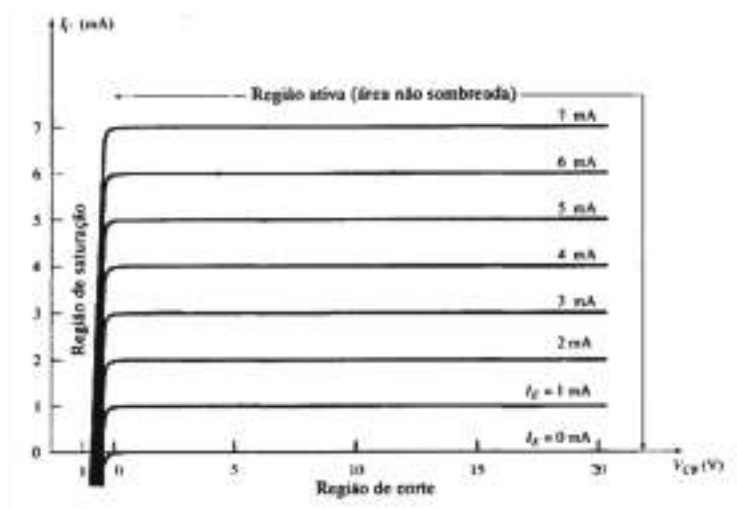
Fig. 7: Curvas características de entrada para um transistor amplificador de silício em base comum



O conjunto de saída relacionará uma corrente de saída ( $I_C$ ) a uma tensão de saída ( $V_{CB}$ ) para vários níveis de corrente de entrada ( $I_E$ ), como mostra a Fig.8. O conjunto de curvas características de saída ou de coletor tem três regiões de interesse indicadas na Fig.8:

- Ativa,
- Corte
- Saturação.

Fig. 8: Curvas características de saída ou de coletor para um transistor amplificador em base comum



A região ativa é aquela normalmente utilizada para amplificadores lineares (não-distorcidos). Em particular:

- Na região ativa, a junção coletor-base está inversamente polarizada, enquanto a junção base-emissor está diretamente polarizada.



A região ativa é definida pelos esquemas de polarização da Fig.6. No extremo inferior da região ativa, a corrente de emissor ( $I_E$ ) é zero, a corrente de coletor é devida exclusivamente à corrente de saturação inversa  $I_{CO}$ , como indicado na Fig.8. O valor de corrente  $I_{CO}$  é tão pequeno (microamperes) comparado com a escala vertical de  $I_C$  (miliamperes), que se localiza virtualmente na mesma linha horizontal de  $I_C=0$ . As condições de circuito que existem quando  $I_E=0$  para a configuração base-comum estão apresentadas na Fig.9. A notação utilizada mais frequentemente para  $I_{CO}$  em folhas de especificação e de dados (DataSheets) é como indicado na Fig.9,  $I_{CBO}$ . Devido a técnicas de construção avançadas, o valor de  $I_{CBO}$  para transistores de propósito geral (sobretudo o silício) na faixa de baixa e média potência é normalmente tão pequeno que o seu efeito pode ser ignorado. Entretanto, para níveis de potência maiores,  $I_{CBO}$  ainda se situará na faixa de microamperes. Além disso, saiba que  $I_{CBO}$ , assim como  $I_S$  para o diodo (ambas correntes de fuga inversas), é sensível à temperatura.

Em temperaturas mais elevadas, o efeito de  $I_{CBO}$  pode tornar-se um importante fator, uma vez que este aumenta rapidamente a temperatura.

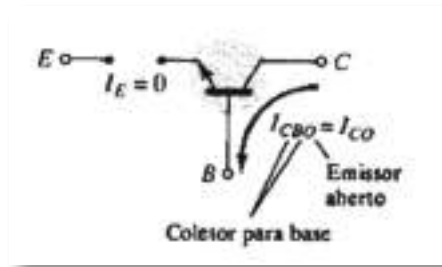


Fig. 9: Corrente de saturação inversa

Observe na Fig.8 que à medida que a corrente de emissor aumenta a partir de zero, a corrente de coletor aumenta até um valor essencialmente igual àquele da corrente de emissor, determinada pelas relações básicas de corrente no transistor. Note ainda o efeito quase que desprezível de  $V_{CB}$  sobre a corrente de coletor para a região ativa. As curvas indicam claramente que uma primeira aproximação para a relação entre  $I_E$  e  $I_C$  na região ativa é dada por:

$$I_C \cong I_E$$

Como se pode inferir de seu nome, a região de corte é definida como a região onde a corrente de coletor é 0 A, apresentada na Fig.8. Além disso na região de corte, as junções coletor-base e base-emissor de um transistor estão inversamente polarizadas.

A região de saturação é definida como aquela que se situa à esquerda de  $V_{CB} = 0$  V. A escala horizontal foi expandida para mostrar as diferenças marcantes desta região.



Observe o aumento exponencial da corrente de coletor à medida que a tensão  $V_{CB}$  aumenta em direção a 0V.

Na região de saturação, as junções coletor-base e base emissor estão diretamente polarizadas.

As curvas características de entrada da Fig.7 revelam que para valores fixos de tensão de coletor ( $V_{CB}$ ), a corrente de emissor aumenta quando a tensão base-emissor aumenta, comportamento que se assemelha às características do diodo. Na verdade, valores crescentes de  $V_{CB}$  têm um efeito tão pequeno que para uma primeira aproximação consideram-se desprezáveis as modificações introduzidas pela variação de  $V_{CB}$ , de modo que a curva característica pode ser desenhada tal como mostrado na Fig.10a. Se fizermos uma aproximação de maneira linear da curva, o resultado pode ser visto na Fig. 3.10b.

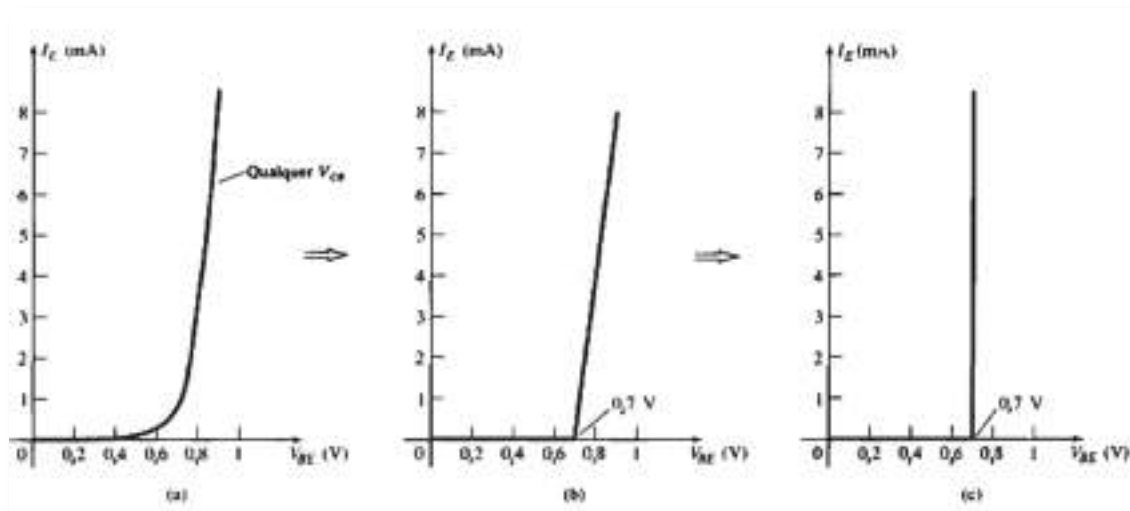


Fig. 10: Desenvolvendo um modelo equivalente com análise dc para ser empregue para a região base-emissor de um amplificador.

Prosseguindo e ignorando a inclinação da curva, e portanto a resistência associada à junção diretamente polarizada, resulta na curva característica da Fig.10c. Para as análises posteriores neste módulo, o modelo equivalente da Fig.10c será empregue em toda análise dc de circuitos com transistor. Ou seja, estando o transistor no estado “ligado”, a tensão base-emissor adotada será a seguinte:

$$V_{BE} = 0,7V$$

Por outras palavras, o efeito das variações devido à  $V_{CB}$  e a inclinação da curva característica de entrada será ignorado. No nosso estudo, desejamos analisar circuitos com transistor



de um modo que forneça boas aproximações para os resultados reais, sem se envolver muito com variações de parâmetros de menor importância.

É importante avaliar totalmente a informação obtida da curva característica da Fig.10c. Ela especifica que com o transistor no estado “ligado”, ou ativo, a tensão de base para o emissor será 0,7 V, qualquer que seja o valor da corrente de emissor controlada pelo circuito externo. Na verdade, para qualquer configuração de transistor no modo dc, pode-se agora afirmar imediatamente que a tensão da base para o emissor é de 0,7 V, se o dispositivo estiver na região ativa — uma conclusão muito importante para a análise dc que vem a seguir.

### Exercícios:

1. Utilizando as curvas características da Fig.8, determine a corrente de coletor resultante de  $I_E = 3\text{mA}$  e  $V_{CB} = 10\text{V}$ .
2. Utilizando as curvas características da Fig.8, determine a corrente de coletor resultante se  $I_E$  permanecer em 3mA, mas  $V_{CB}$  é reduzido para 2 V.
3. Utilizando as curvas características das Figs.7 e 8, determine  $V_{BE}$  se  $I_C = 4\text{mA}$  e  $V_{CB} = 20\text{V}$ .
4. Repita a letra (c) utilizando as curvas características das Figs.8 e 10c.

## Alfa ( $\alpha$ )

Na análise dc, os valores de  $I_C$  e  $I_E$  devidos aos portadores majoritários são relacionados por um parâmetro denominado alfa e definido pela equação:

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

Onde  $I_C$  e  $I_E$  são os níveis de corrente no ponto de operação. Apesar da curva característica da Fig.8 sugerir que  $\alpha = 1$ , os dispositivos na prática apresentam valores de alfa a variar entre 0,90 e 0,998, sendo que a maioria deles possui um alfa próximo ao extremo superior da faixa. Como alfa é definido exclusivamente para portadores majoritários, a Equação:

$$I_C = I_{C \text{ maioritario}} + I_{CO \text{ maioritario}}$$



Torna-se:

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

Para a curva característica da Fig.8, quando  $I_E = 0\text{mA}$ ,  $I_C$  é igual a  $I_{CBO}$ , entretanto, como já foi mencionado, o valor de  $I_{CBO}$  é normalmente tão pequeno que não é possível detetá-lo no gráfico da Fig.8. Por outras palavras, quando  $I_E = 0\text{mA}$  na Fig.8, assume-se também o valor de 0 mA para a faixa de valores de  $V_{CB}$ .

Em situações de análise ac, onde o ponto de operação se move sobre a curva característica, alfa ac é definido por:

$$\alpha_{ac} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}, \text{ com } V_{CB} \text{ constante}$$

O alfa ac é formalmente chamado de base-comum, curto-circuito, fator de amplificação. Observe que a equação anterior especifica que uma pequena variação na corrente de coletor é dividida pela variação correspondente da corrente de emissor, com a tensão coletor-base mantida constante. Para a maioria dos casos, os valores de  $\alpha_{ac}$  e  $\alpha_{dc}$  são bem próximos, permitindo a substituição de um pelo outro.

## Polarização

A polarização apropriada da configuração base-comum na região ativa pode ser determinada rapidamente, utilizando a aproximação  $I_C = I_E$  assumindo, por enquanto, que  $I_B \cong 0\mu\text{A}$ . O resultado é a configuração da Fig.11 para o transistor *pnp*. A seta do símbolo define o sentido do fluxo convencional para  $I_C = I_E$ . As fontes dc são inseridas com uma polaridade de acordo com o sentido da corrente resultante. Para o transistor *npn*, as polaridades serão invertidas.

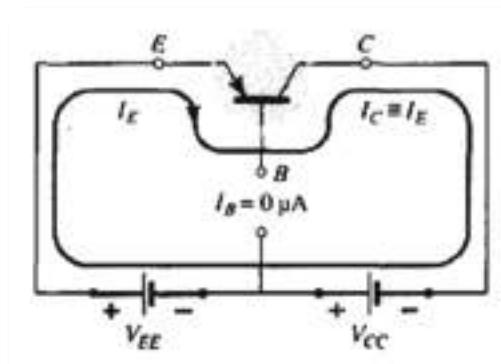


Fig. 11: Estabelecendo a polarização apropriada para um transistor *pnp*, em base comum na região ativa.



## Configuração Emissor-Comum (EC)

A configuração mais frequentemente utilizada para o transístor aparece na Fig.12, com transístores *pnp* e *nnp*. É denominada configuração *emissor-comum*, uma vez que o emissor é comum em relação aos terminais de entrada e saída (neste caso, comum aos terminais de coletor e base). Dois conjuntos de curvas características são novamente necessários para descreverem totalmente o comportamento da configuração emissor-comum: um para o circuito de entrada ou base-emissor e um para o circuito de saída ou coletor-emissor. Ambos estão apresentados na Fig.13.

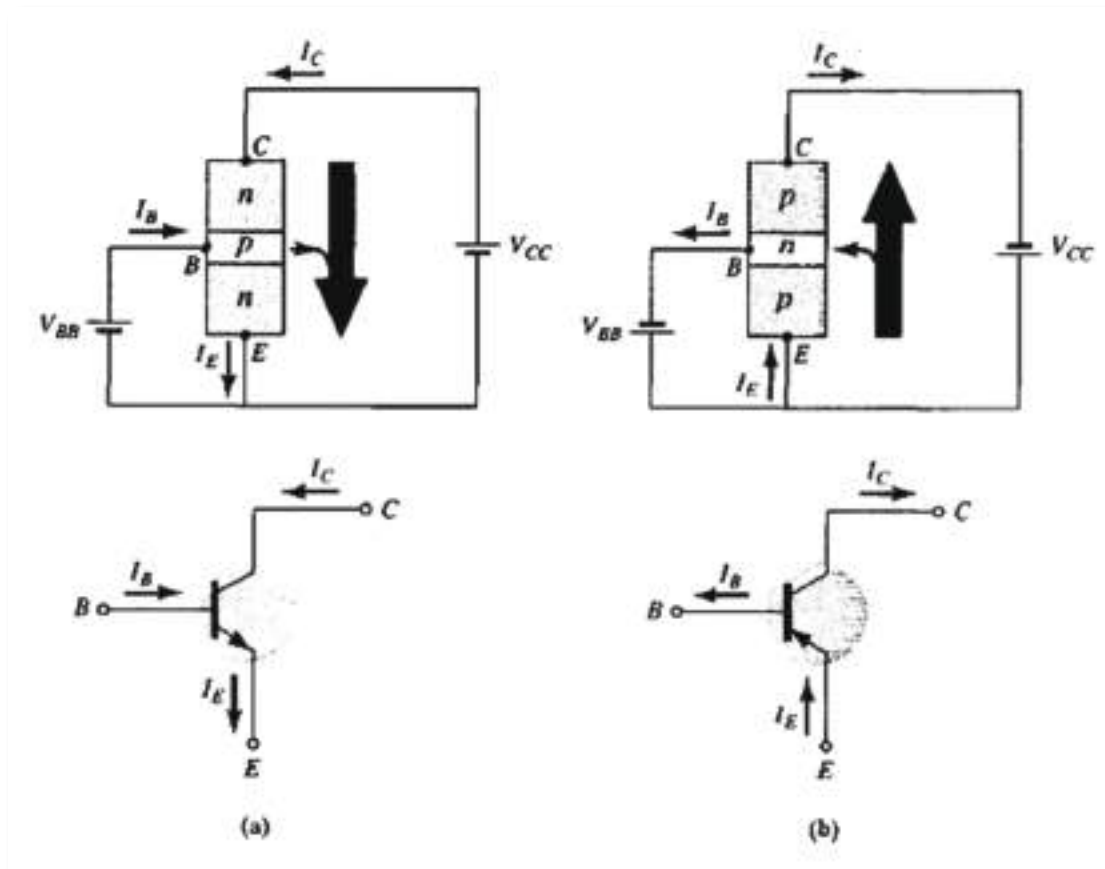


Fig. 12: Notação e símbolos utilizados na configuração emissor-comum: (a) transístor *nnp*; (b) transístor *pnp*.

As correntes de emissor, coletor e base são mostradas com o sentido convencional adotado para as correntes. Apesar de a configuração para o transístor ter sido alterada, as relações de corrente desenvolvidas anteriormente para a configuração base-comum são ainda aplicáveis. Isto é,  $I_E = I_C + I_B$  e  $I_C = \alpha I_E$





Para a configuração emissor-comum, as características de saída são representadas pelo gráfico da corrente de saída ( $I_C$ ) versus a tensão de saída ( $V_{CE}$ ), para uma faixa de valores de corrente de entrada ( $I_B$ ). As características de entrada são representadas pelo gráfico de corrente de entrada ( $I_B$ ) versus a tensão de entrada ( $V_{BE}$ ), para uma faixa de valores de tensão de saída ( $V_{CE}$ ).

Observe que nas características apresentadas pela Fig.13 o valor de  $I_B$  está em microamperes, comparado aos miliamperes de  $I_C$ . Considere também que as curvas de  $I_B$  não estão tão horizontais quanto aquelas obtidas para  $I_E$  na configuração base-comum, indicando que a tensão coletor-emissor influencia no valor da corrente de coletor.

A região ativa para a configuração emissor-comum é a porção do quadrante superior direito que apresenta a maior linearidade, isto é, a região na qual as curvas de  $I_B$  são mais ou menos retas e estão igualmente espaçadas. Na Fig.13a, esta região situa-se à direita da linha vertical em  $V_{CEsat}$  e acima da curva para  $I_B$  igual a zero. A região à esquerda de  $V_{CE}$  é chamada região de saturação.

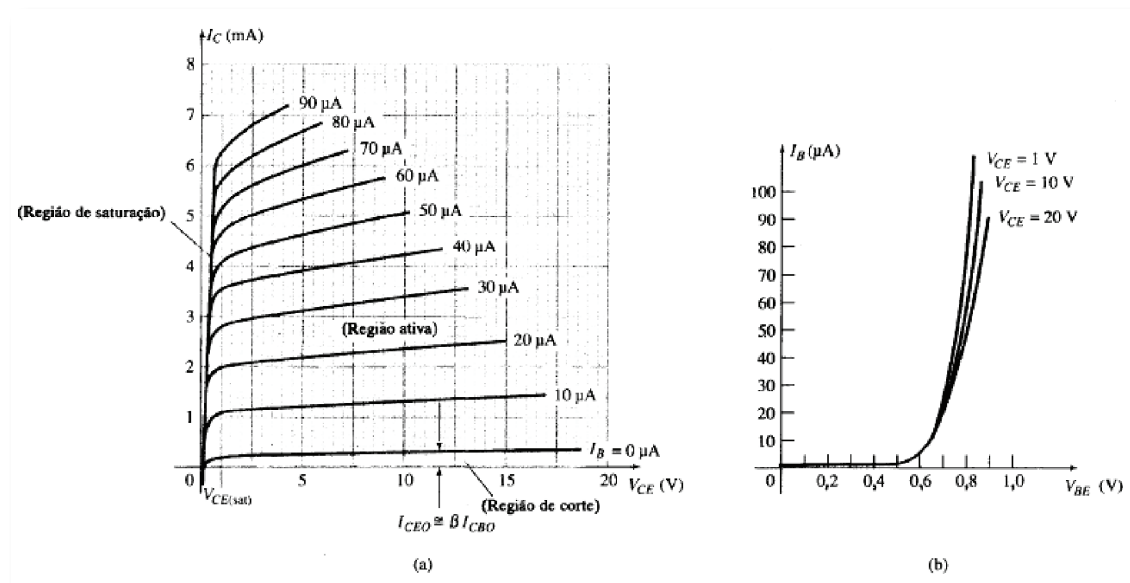


Fig. 13: Curva característica de um transistor de silício na configuração emissor-comum:  
(a) características do coletor; (b) características de base.

Na região ativa de um amplificador em emissor-comum, a junção coletor-base está inversamente polarizada, enquanto a junção base-emissor está diretamente polarizada. Observe que a afirmação acima estabelece as mesmas condições que existiam na região ativa da configuração base-comum.



A região ativa da configuração emissor-comum pode ser empregue para amplificação de tensão, corrente ou potência. A região de corte da configuração emissor-comum não é definida da mesma maneira estabelecida para a configuração base-comum.

Note nas características de coletor da Fig.13 que  $I_C$  não é igual a zero quando  $I_B$  é zero. Para a configuração base-comum, quando a corrente de entrada  $I_E$  era igual a zero, a corrente de coletor era igual somente à corrente de saturação reversa  $I_{CO}$ , de modo que a curva  $I_E = 0$  e o eixo das tensões eram considerados coincidentes.

A razão para esta diferença observada nas características de coletor pode derivar de uma manipulação apropriada das Equações.

$$I_E = I_C + I_B$$

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

Substituindo, vem:

$$I_C = \alpha (I_C + I_B) + I_{CBO}$$

Rearranjando, aparece:

$$I_C = \frac{\alpha I_B}{1 - \alpha} + \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha}$$

Se considerarmos o caso discutido acima, onde  $I_B = 0$  A, e substituirmos por um valor típico de  $\alpha$ , tal como 0,996, a corrente de coletor resultante é a seguinte:

$$I_C = \frac{\alpha(0A)}{1 - \alpha} + \frac{I_{CBO}}{1 - 0,996} = 250I_{CBO}$$

Se  $I_{CBO}$  fosse  $1\mu A$ , a corrente de coletor resultante com  $I_B = 0A$  seria  $250(1\mu A) = 0,25mA$ , refletindo na curva característica da Fig.13.

Como referência futura, a corrente de coletor definida para a condição  $I_B = 0\mu A$  terá a notação indicada pela seguinte equação.

$$I_{CEO} = \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha}, \text{ para } I_B = 0$$

Na Fig. 14, as condições que envolvem esta corrente são demonstradas com o seu sentido de referência assinalado.

Para uma amplificação linear (distorção mínima), a região de corte para a configuração emissor-comum será definida por  $I_C = I_{CEO}$ .



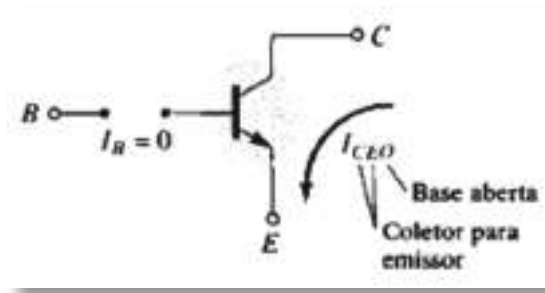


Fig. 14: Condições do circuito relacionadas a  $I_{CEO}$

Por outras palavras, a região abaixo de  $I_B = 0 \mu\text{A}$  deve ser evitada para que o sinal não seja distorcido. Quando empregue como chave/comutador num circuito lógico de computador, o transistor terá dois pontos de operação de interesse, um na região de corte e outro na região de saturação. A condição de corte deveria idealmente estabelecer  $I_C = 0 \text{ mA}$  para a tensão  $V_{CE}$  escolhida. Como o valor de  $I_{CEO}$  é tipicamente baixo para o silício, o corte em termos de comutação ocorrerá quando  $I_B = 0 \mu\text{A}$  ou  $I_C = I_{CEO}$ , para transistores de silício somente. Para transistores de germânio, entretanto, o corte para a comutação ocorrerá quando houver as condições resultantes de  $I_C$ .

Em geral, esta condição pode ser obtida em transistores de germânio, invertendo-se a polarização da junção base-emissor em algumas dezenas de volts.

Lembre-se de que para a configuração base-comum, o conjunto de curvas características para a entrada era aproximadamente uma linha reta, resultando em  $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$  para qualquer valor de  $I_E$  maior do que  $0 \text{ mA}$ . Para a configuração emissor-comum, a mesma consideração pode ser feita, resultando na Fig.15. Os resultados apoiam a nossa conclusão anterior de que para um transistor na região ativa ou "ligada" a tensão base-emissor é de  $0,7\text{V}$ . Neste caso, a tensão está fixa para qualquer valor de corrente de base.

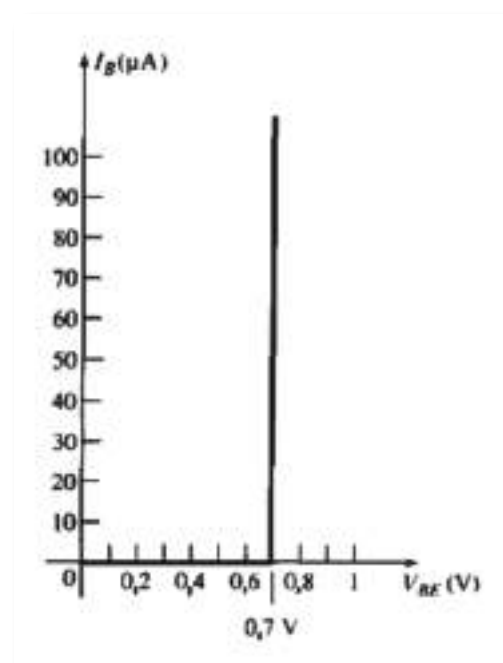


Fig. 15: Aproximação linear equivalente à curva característica do transistor da fig 13b



**Exercícios:**

1. Utilizando as características da Fig.13, determine  $I_C$  em  $I_B = 30 \mu\text{A}$  e  $V_{CE} = 10 \text{ V}$ .
2. Utilizando as características da Fig.13, determine  $I_C$  em  $V_{BE} = 0,7 \text{ V}$  e  $V_{CE} = 15 \text{ V}$ .

**Beta ( $\beta$ )**

Na análise dc os valores de  $I_C$  e  $I_B$  são relacionados por um parâmetro denominado beta e definido pela seguinte equação:

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

Onde  $I_C$  e  $I_B$  são determinados por um ponto de operação particular na curva característica. Os dispositivos na prática apresentam valores de  $\beta$  que variam tipicamente de 50 até 400, concentrados, na sua grande maioria, no meio da faixa. Assim como  $\alpha$ ,  $\beta$  certamente mostra o valor relativo de uma corrente em relação a outra. Para um dispositivo com um  $\beta$  de 200, a corrente de coletor é 200 vezes maior do que a corrente de base.

Nas folhas de especificações (DataSheets),  $\beta_{dc}$  é normalmente incluído como  $h_{fe}$ , com  $h$  a derivar do circuito equivalente ac híbrido.

As letras *FE* são derivadas da amplificação de corrente direta (*forward*) e configuração emissor-comum, respetivamente. Para a análise ac, um beta ac foi definido como se segue:

$$\beta_{ac} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}, \text{ Com } V_{CE} \text{ constante}$$

O nome formal para  $\beta_{ac}$  é fator de amplificação de corrente direta em emissor-comum. Uma vez que a corrente de coletor é, normalmente, a corrente de saída para a configuração emissor-comum, e a corrente de base é a corrente de entrada, o termo amplificação é incluído na nomenclatura acima.

A equação acima é semelhante em formato à equação para  $\alpha_{ac}$  na secção anterior. O procedimento para a obtenção de  $\alpha_{ac}$  das curvas características não foi descrito por causa da dificuldade de se medir variações de  $I_C$  e  $I_E$  nas curvas. A Equação de  $\beta$ , entretanto, pode ser descrita com alguma clareza e, na verdade, o resultado pode ser utilizado para se determinar  $\alpha_{ac}$ , utilizando uma equação a ser descrita em breve.

Nas folhas de especificação, ( $\beta_{ac}$  é normalmente incluído como  $h_{fe}$ . Observe que a única diferença entre a notação utilizada para o  $\beta_{dc}$ , especificamente,  $\beta_{dc} = h_{FE}$ , é o tipo de letra



subscrita. A letra minúscula  $h$  continua a referir-se ao circuito equivalente, e  $h_{fe}$  refere-se ao ganho de corrente direita (forward) na configuração emissor-comum.

A utilização da equação é mais bem descrita através de um exemplo numérico, utilizando o conjunto de características mostrado na Fig. 13a e repetido na Fig.16. Vamos determinar para uma região do gráfico definida pelo ponto de operação  $I_B = 25 \mu A$  e  $V_{CE} = 7,5 V$ , como indicado na Fig.16. A facto da restrição de  $V_{CE}$  ser constante exige que uma linha vertical seja desenhada através do ponto de operação  $V_{CE} = 7,5 V$ . Em qualquer ponto desta linha vertical, a tensão  $V_{CE}$  é de  $7,5 V$ , uma constante.

A variação em  $I_B$  ( $\Delta I_B$ ) como a que aparece na equação é, portanto, definida pela escolha de dois pontos acima e abaixo do ponto  $Q$ , ao longo de uma linha vertical, com distâncias aproximadamente iguais em relação ao ponto  $Q$ . Para esta situação, as curvas  $I_B = 20 \mu A$  e  $I_B = 30 \mu A$  atendem à exigência sem se distanciarem muito do ponto  $Q$ . As curvas também estabelecem valores para  $I_C$ , sendo desnecessária a interpolação de valores.

Deve ser mencionado que a melhor determinação é normalmente feita mantendo-se  $\Delta I_B$  o menor possível. Nas duas interseções de  $I_B$  e o eixo vertical, os dois valores de  $I_{C1}$  e  $I_{C2}$  São obtidos do eixo das ordenadas. O  $\beta_{ac}$  resultante para a região pode ser determinado por:

$$\beta_{ac} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{I_{C2} - I_{C1}}{I_{B2} - I_{B1}}$$

$$\beta_{ac} = \frac{3,2 mA - 2,2 mA}{30 \mu A - 20 \mu A} = \frac{1 mA}{10 \mu A} = 100$$

A solução acima revela que, para uma entrada ac na base, a corrente de coletor será aproximadamente 100 vezes maior do que a corrente de base.

Se determinarmos o beta dc no ponto  $Q$ :

$$\beta_{ac} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{2,7 mA}{25 \mu A} = 108$$



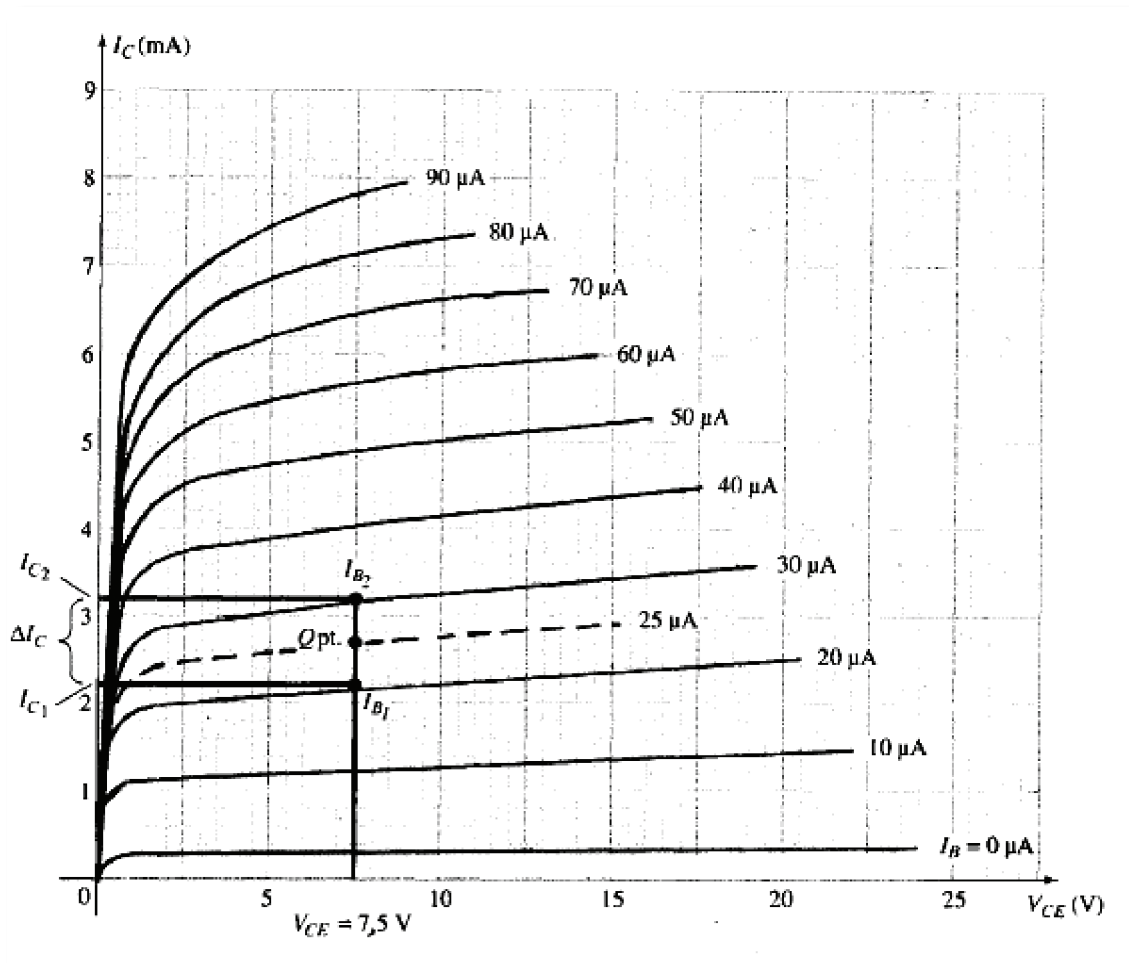


Fig. 16: Determinação de  $\beta_{ac}$  e  $\beta_{dc}$  das curvas caraterísticas para o coletor

Embora não sejam exatamente iguais, em geral, os valores de  $\beta_{ac}$  e  $\beta_{dc}$  são bem próximos e podem ser empregues indistintamente.

Isto é, se  $\beta_{ac}$  é conhecido, assume-se que o valor de  $\beta_{dc}$  seja mais ou menos o mesmo, e vice-versa. Tenha em mente que num mesmo lote o valor de  $\beta_{ac}$  irá variar de um transístor para outro, apesar de todos os transístores possuírem o mesmo número de código. A variação pode não ser significativa, mas, para a maioria das aplicações, é certamente suficiente para validar a aproximação feita acima. Genericamente, quanto menor for o valor de  $I_{CEO}$ , mais próximos são os valores dos dois betas. O que se verifica na prática são valores de  $I_{CEO}$  cada vez menores, validando a aproximação anterior.

Se as curvas caraterísticas têm o aspeto apresentado na Fig.17, o valor de  $\beta_{ac}$  é o mesmo em qualquer região das curvas. Observe que o intervalo para  $I_B$  é constante e igual a 10  $\mu A$ , e a distância vertical entre as curvas é a mesma em qualquer ponto— neste caso, 2 mA. O cálculo do valor de  $\beta_{ac}$  no ponto Q indicado resulta em:



$$\beta_{ac} = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = \frac{9 \text{ mA} - 7 \text{ mA}}{45 \mu\text{A} - 35 \mu\text{A}} = \frac{2}{10} = 200$$

A determinação do beta dc no mesmo ponto Q resulta em:

$$\beta_{dc} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{8 \text{ mA}}{40 \mu\text{A}} = 200$$

Revelando que, se as curvas têm o aspeto mostrado na Fig.17, o valor de  $\beta_{ac}$  e  $\beta_{dc}$  será o mesmo em qualquer ponto da curva. Em particular, note que  $I_{CEO} = 0 \mu\text{A}$ .

Embora na prática não se encontre um conjunto de transístores com curvas características exatamente iguais às da Fig.17, esta fornece um conjunto de curvas características que pode ser comparado com os resultados obtidos de um traçador de curva.

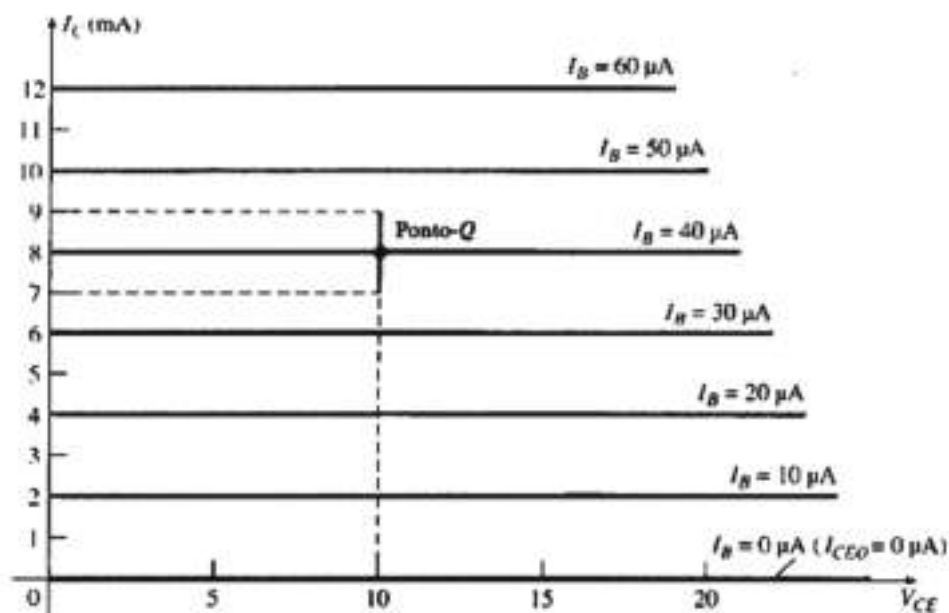


Fig. 17: Curvas características nas quais  $\beta_{ac}$  é o mesmo em qualquer ponto, e  $\beta_{ac} = \beta_{dc}$ .

Na análise a seguir, dc ou ac não será empregue para  $\beta$ , evitando-se assim que as expressões tenham símbolos desnecessários. Para situações de análise dc,  $\beta$  será reconhecido simplesmente como  $\beta_{dc}$ , e para a análise ac,  $\beta_{ac}$ . Se um valor de  $\beta$  é especificado para uma configuração em particular do transistor, normalmente serão realizados ambos os cálculos, dc e ac.

Utilizando-se as relações básicas desenvolvidas até o momento, uma expressão pode ser desenvolvida relacionando  $\beta$  e  $\alpha$ .



Usando  $\beta = \frac{I_C}{I_B}$ , temos  $I_B = \frac{I_C}{\beta}$ , e de  $\alpha = \frac{I_C}{I_E}$ , temos  $I_E = \frac{I_C}{\alpha}$ . Substituindo em:

$$I_E = I_C + I_B$$

Nós temos

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

E dividindo ambos os lados da equação por  $I_C$  resulta em:

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

Ou

$$\beta = \alpha\beta + \alpha = (\beta + 1)\alpha$$

Portanto

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

Ou

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

Alem disso, é de lembrar que

$$I_{ceo} = \frac{I_{ceo}}{1 - \alpha}$$

Usando a equivalência

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

Chegamos a

$$I_{ceo} = (\beta + 1)I_{ceo}$$

Ou

$$I_{ceo} = \beta I_{ceo}$$

Como indicado na Fig.13a. Beta é um parâmetro particularmente importante, porque fornece uma relação direta entre níveis de corrente dos circuitos de entrada e saída para uma configuração emissor-comum. Isto é

$$I_C = \beta I_B$$





E já que

$$I_E = I_C + I_B$$

$$I_E = \beta I_B + I_B$$

Nós temos

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

## Polarização

A polarização apropriada de um amplificador em emissor-comum pode ser determinada de maneira semelhante àquela introduzida para a configuração base-comum. Vamos assumir que temos um transistor *npn* tal como mostra a Fig.18a, e a proposta é polarizar apropriadamente o dispositivo para operá-lo na região ativa.

O primeiro passo é indicar o sentido de  $I_E$ , determinado pela seta no símbolo do transistor da Fig. 18b. Em seguida, outras correntes são introduzidas como mostrado, sabendo-se que  $I_E = I_C + I_B$  segundo a lei das correntes de Kirchhoff. Finalmente, as fontes são introduzidas com polaridades que estão de acordo com os sentidos de  $I_C$  e  $I_B$ . A mesma abordagem pode ser feita para os transistores *pnp*. Se o transistor da Fig.18 fosse um transistor *pnp*, todas as correntes e polaridades da Fig.18c seriam invertidas.

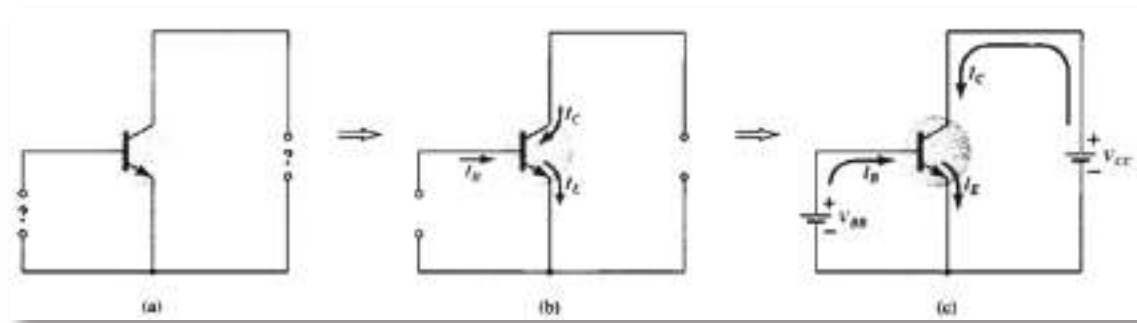


Fig. 18: Determinando a polarização apropriada para um transistor *npn* em configuração emissor-comum.

## Configuração Coletor-Comum (CC)

A terceira e última configuração utilizada é a configuração coletor comum mostrada na Fig.19 com as notações adequadas de tensão e corrente. A configuração coletor-comum



é utilizada principalmente para o acasalamento de impedância, uma vez que esta configuração apresenta uma alta impedância de entrada e uma baixa impedância de saída, revelando-se em uma situação diferente daquela encontrada para as configurações coletor-comum e base-comum.

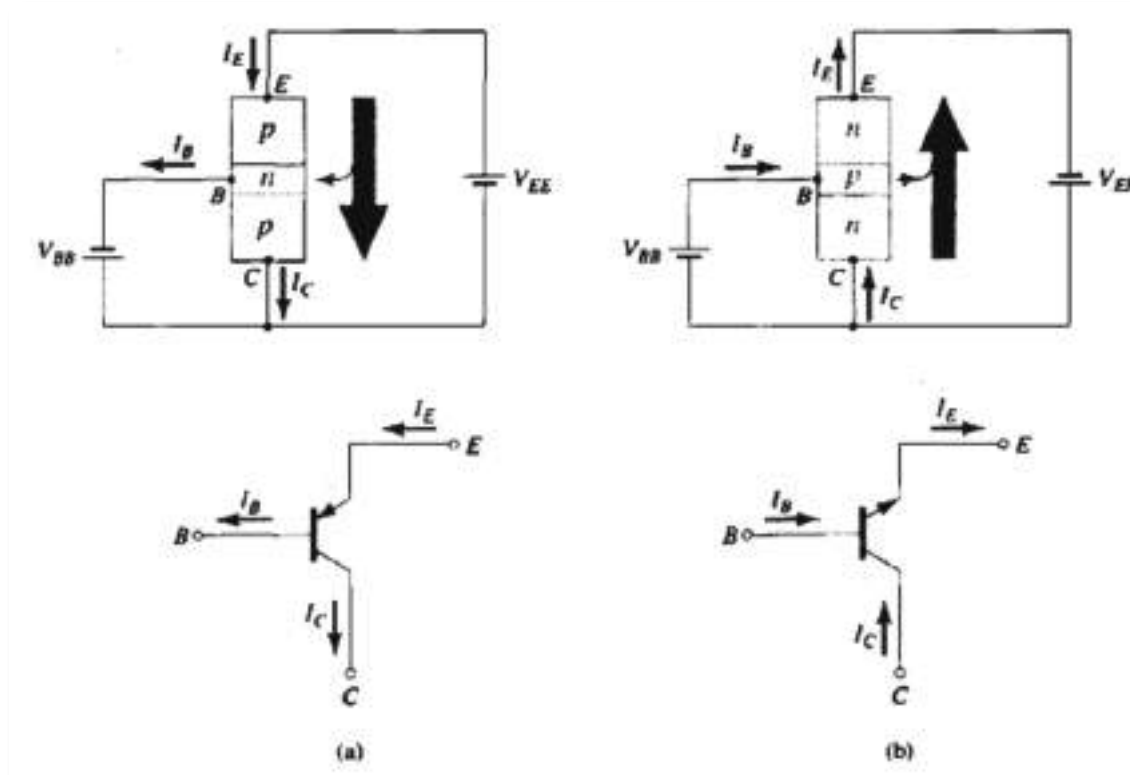


Fig. 19: Notação e símbolos utilizados para a configuração coletor-comum: (a) transistor pnp (b) transistor npn.

Uma configuração coletor-comum está representada na Fig.20 com a resistência de carga ligada do emissor para a terra. Apesar de o transistor estar ligado de uma forma que se assemelha à configuração emissor-comum, o coletor está ligado à massa (terra). Do ponto de vista de projeto, não há necessidade de um conjunto de curvas características sobre a configuração coletor-comum, para escolher os parâmetros do circuito da Fig.20. O projeto pode ser feito utilizando-se as características do emissor-comum. Na prática, as curvas características de saída para a configuração coletor-comum são iguais às curvas características da configuração do emissor-comum. Para a configuração coletor-comum, o gráfico de  $I_E$  versus  $V_{EC}$  para um conjunto de valores de  $I_B$  representa a curva característica da saída. A corrente de entrada, portanto, é a mesma para as configurações coletor-



comum e emissor-comum. O eixo horizontal que representa a tensão para a configuração coletor-comum é obtido simplesmente se invertermos o sinal da tensão coletor-emissor das curvas. Finalmente, há uma diferença sutil na escala vertical de  $I_C$  para as curvas do emissor-comum, se  $I_C$  é substituído por  $I_E$  para as curvas características do coletor-comum (pois  $\alpha = 1$ ). Para o circuito de entrada da configuração coletor-comum, as curvas características levantadas para a base do emissor-comum são suficientes para se obter as informações necessárias.

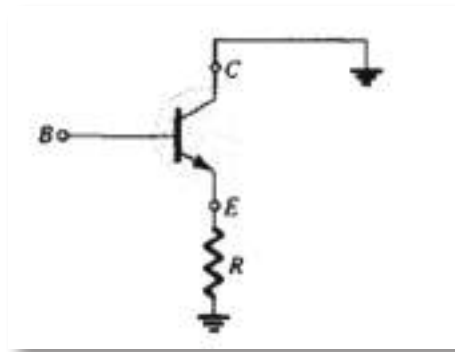


Fig. 20: Configuração coletor-comum utilizada para acasalamento de impedância.



## Limites de Operação

Para cada transistor, há uma região de operação nas curvas que assegura que os limites para o transistor serão respeitados e que o sinal de saída conterá um mínimo de distorção. Esta região foi definida para as curvas características de um transistor da Fig.21. Todos os limites de operação são definidos, baseados numa folha de especificações típica.

Alguns dos limites de operação são auto explicativos, como a corrente máxima de coletor (normalmente referida nas folhas de especificações como corrente de coletor contínua) e a tensão máxima coletor-emissor (frequentemente abreviada como  $V_{CEO}$ ).

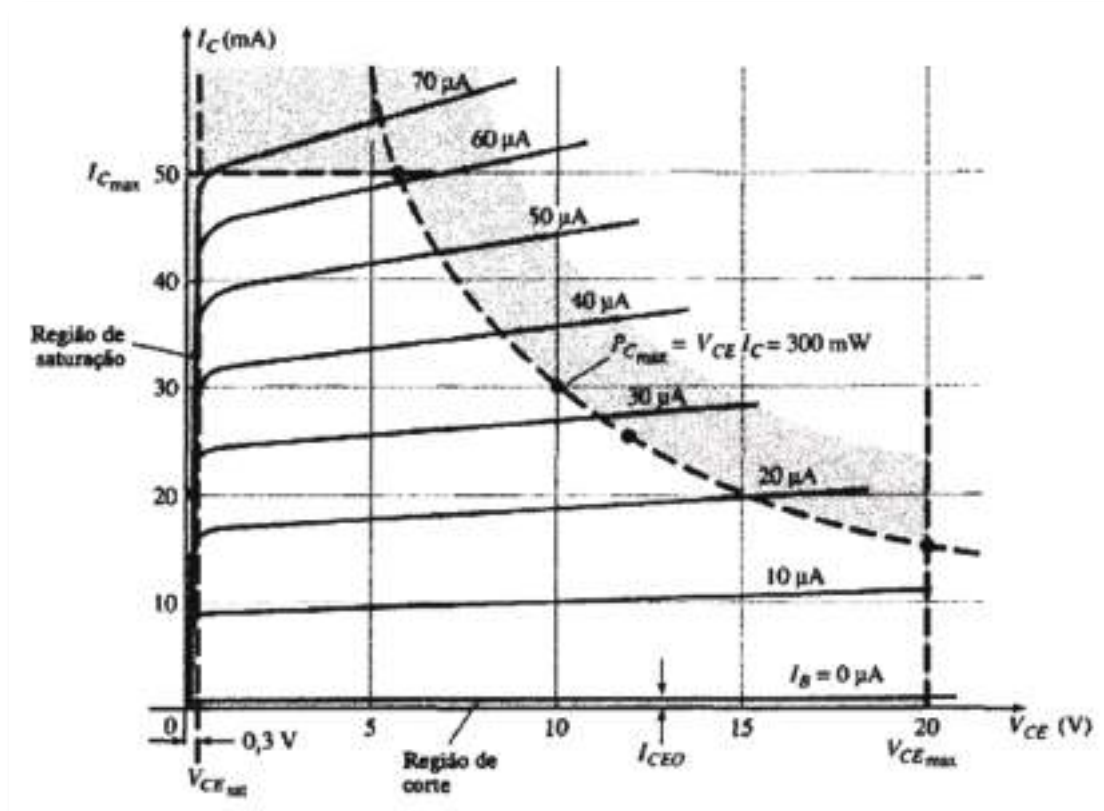


Fig. 21: Definição da região linear (sem distorção) de operação de um transistor

Para o transistor da Fig.21,  $I_{Cmax}$  e  $V_{CEO}$  foram especificados como sendo de 50 mA e 20 V, respetivamente. A linha vertical no gráfico, representando por  $V_{CEsat}$  especifica o valor mínimo de  $V_{CE}$  que pode ser aplicado sem que o transistor caia na região não-linear, denominada região de saturação. Em geral, o valor da  $V_{CEsat}$  é de cerca de 0,3 V para este transistor.



O valor máximo de dissipação de potência é determinado pela seguinte equação:

$$P_{C \max} = V_{CE} I_C = 300mW$$

Em qualquer ponto das curvas, o produto de  $V_{CE}$  por  $I_C$  deve ser igual a 300 mW. Se escolhermos o valor de  $I_C$  máximo, 50 mA, e substituirmos na relação acima, obtemos:

$$V_{CE} I_C = 300mW$$

$$V_{CE} \times 50mA = 300mW$$

$$V_{CE} = \frac{300mW}{50mA} = 6V$$

Como resultado, achamos que  $I_C = 50$  mA, portanto  $V_{CE} = 6V$  na curva de dissipação de potência, como indicado na Fig.21.

Se agora escolhermos o valor máximo de  $V_{CE}$ , 20 V, o valor de  $I_C$  é o seguinte:

$$V_{CE} I_C = 300mW$$

$$20V \times I_C = 300mW$$

$$I_C = \frac{300mW}{20V} = 15mA$$

Definindo um segundo ponto na curva de potência: escolhendo agora um valor intermedio de  $I_C$ , como por exemplo, 25 mA, e solucionando para o valor resultante de  $V_{CE}$ , obtemos:

$$V_{CE} I_C = 300mW$$

$$V_{CE} \times 25mA = 300mW$$

$$V_{CE} = \frac{300mW}{25mA} = 12V$$

Como indicado na fig.21.

Uma estimativa grosseira da curva real pode normalmente ser obtida utilizando-se os três pontos definidos acima. E claro que, quanto mais pontos temos, mais precisa é a curva. Entretanto, uma estimativa aproximada é quase sempre suficiente.



A região de corte é definida como a região abaixo de  $I_C = I_{CEO}$ . Esta região também deve ser evitada para que o sinal de saída apresente o mínimo de distorção. Nas folhas de especificações, apenas  $I_{CBO}$  é fornecida. Deve-se utilizar a equação  $I_{CEO} = \beta I_{CBO}$  para que se tenha alguma ideia do nível de corte. A operação na região resultante da Fig.21 assegurará uma distorção mínima do sinal de saída e valores de corrente e tensão que não danificarão o dispositivo.

Se as curvas características não estão disponíveis ou não constam da folha de especificações (o que normalmente ocorre), deve-se simplesmente assegurar que  $I_C$ ,  $V_{CE}$  e o seu produto  $V_{CE} I_C$  se situam nos intervalos determinados pela seguinte equação:

$$\begin{aligned} I_{CEO} &\leq I_C \leq I_{C \max} \\ V_{CE \text{ sat}} &\leq V_{CE} \leq V_{CE \max} \\ V_{CE} I_C &\leq P_{C \max} \end{aligned}$$

Para a configuração base-comum, a curva de máxima potência é definida pelo seguinte produto dos parâmetros de saída:

$$P_{C \max} = V_{CB} I_C$$



## Curvas Características do Transistor

As curvas características definem a região de operação de um transistor, tais como: zona de saturação, zona de corte, zona ativa e zona de ruptura. De acordo com as necessidades do projeto estas regiões de operação devem ser escolhidas. Quando precisamos de um transistor como comutador eletrônico, normalmente as regiões de corte e saturação são selecionadas, no caso de um transistor a operar como amplificador, por norma, escolhe-se a região ativa.

A região de ruptura indica a máxima tensão que o transistor pode suportar sem riscos de danos.

A seguir são mostradas algumas curvas características, apenas como fim didático, não obedecendo ao rigor de nenhum tipo de escala.

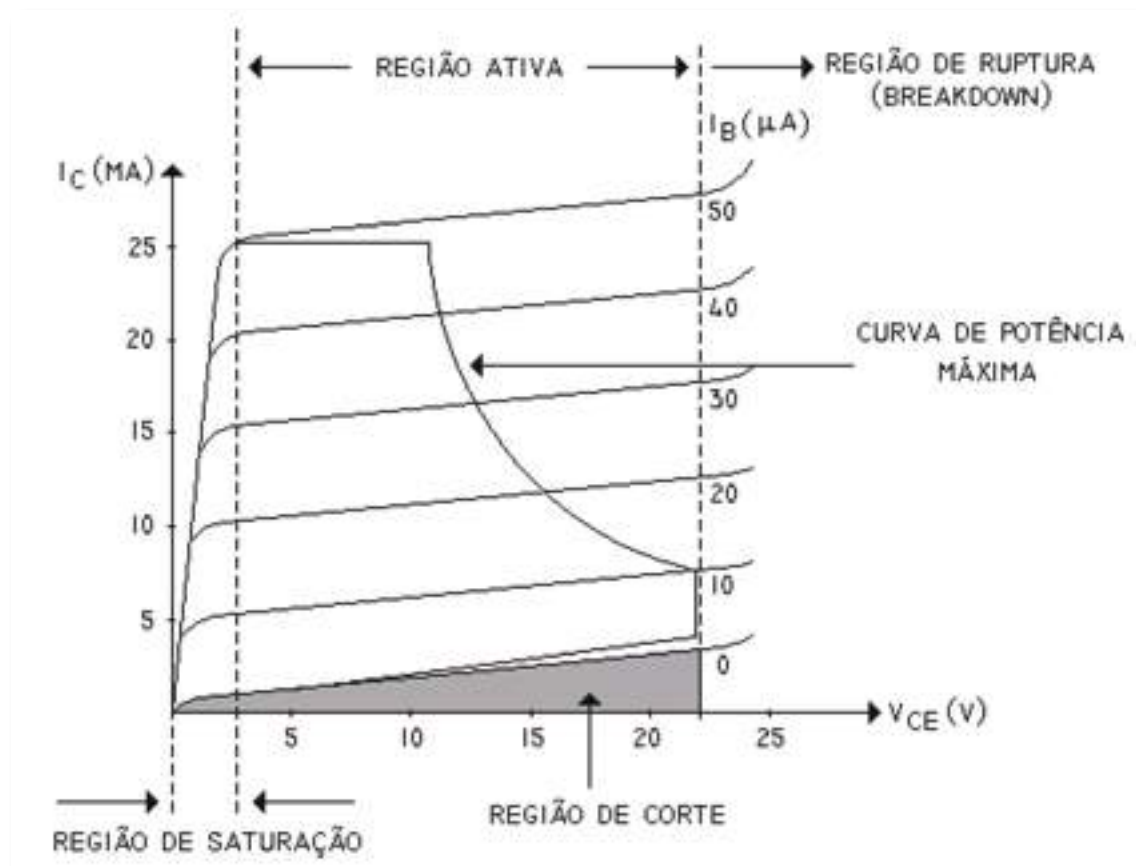


Fig. 22: Curva característica para montagem em EC

A região de corte é mostrada na área sombreada, onde  $I_B = 0$ .



A curva de potência máxima representa a máxima potência que pode ser dissipada pelo transistor.

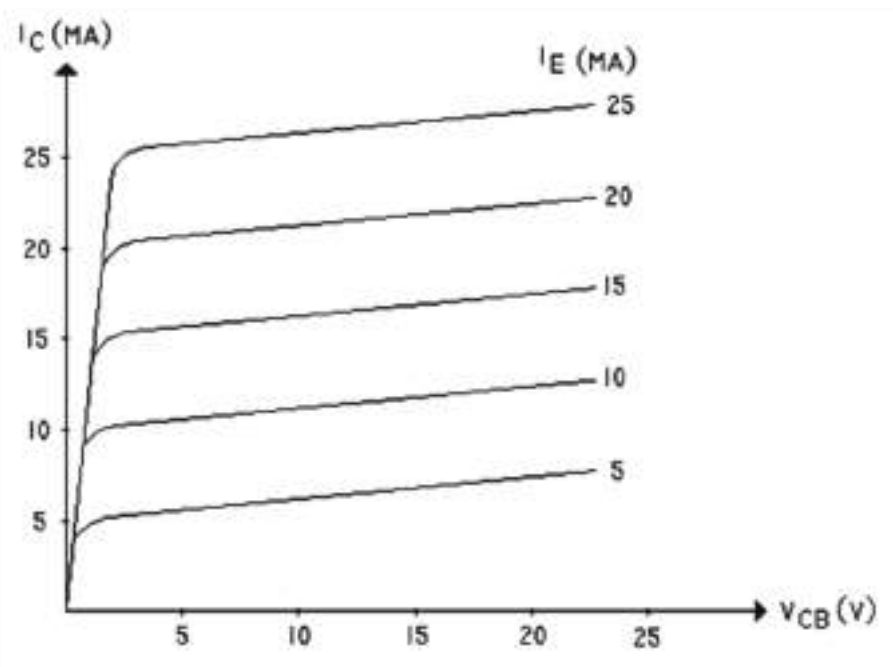


Fig. 23: Curva característica para montagem em BC

Observa-se na curva característica para a montagem em base comum, que a corrente de emissor controla a corrente de coletor, enquanto na curva característica para montagem em emissor comum, a corrente de base controla a corrente de coletor.

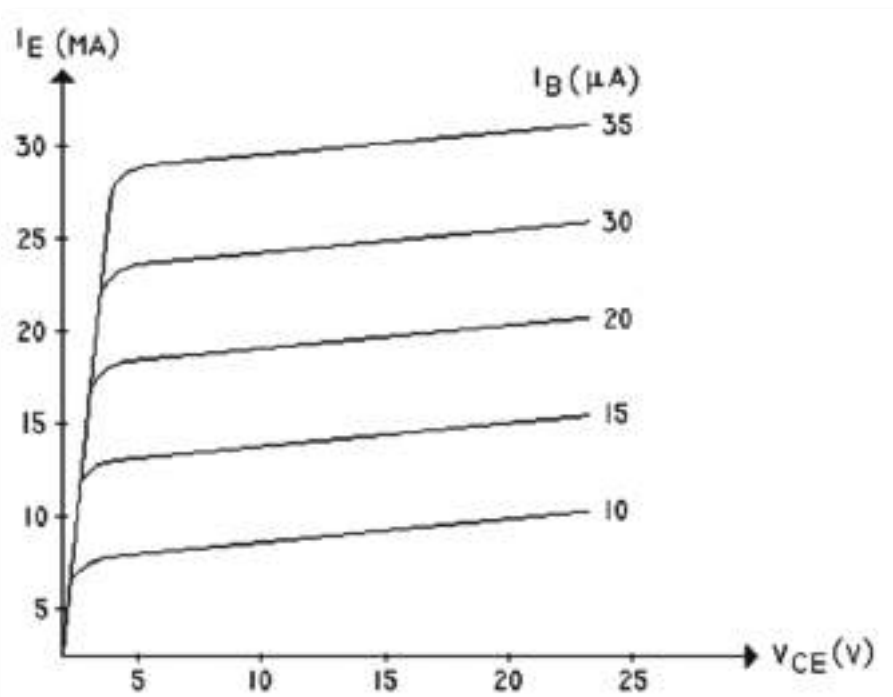


Fig. 24: Curva característica para montagem em CC





Observe a calibração dos eixos de tensão e corrente para a montagem em coletor comum, onde a corrente de base controla a corrente de emissor.

A Fig.25 mostra a curva característica para emissor comum semelhante à vista anteriormente. No entanto, observe a área sombreada, a qual é denominada de área útil, na qual o transistor opera com total segurança.

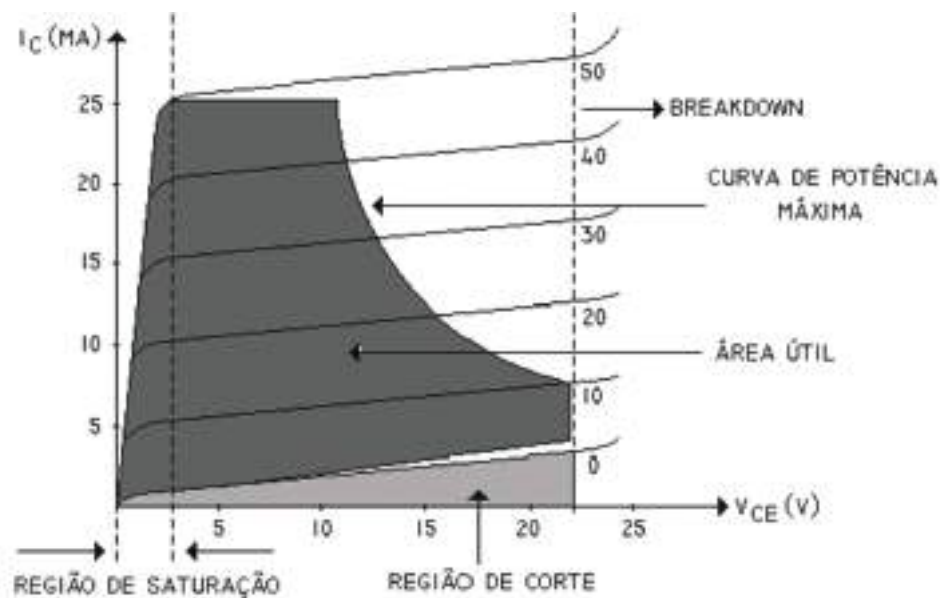


Fig. 25: Curva característica para emissor comum

A região útil é delimitada pela curva de potência máxima e conforme dito anteriormente, o transistor trabalha com segurança, não ultrapassando a máxima potência permitida.

### Zona de Corte

É a condição em que o dispositivo não conduz, isto é, a tensão nos terminais do dispositivo é alta e  $I_c$  é aproximadamente zero.

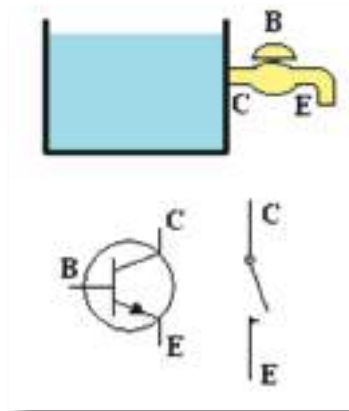


Fig. 26: Transistor a operar na zona de corte



O transístor quando opera na zona de corte comporta-se como um interruptor aberto, “não tem corrente e tem tensão”. Por analogia a um sistema hidráulico, o corte equivale a uma torneira fechada.

### Zona de Saturação

É a condição em que o dispositivo conduz, isto é, a tensão nos terminais do dispositivo é a menos possível e a corrente  $I_c$  é alta.

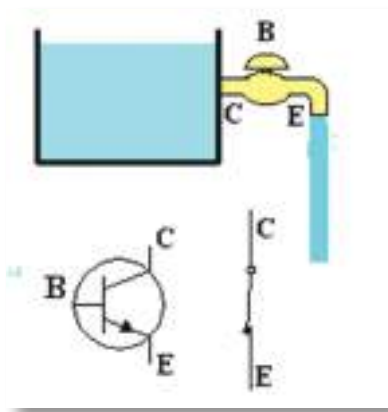


Fig. 27: Transístor a operar na zona de saturação

O transístor a operar na zona de saturação comporta-se como um interruptor fechado, “tem corrente e não tem tensão”. Por analogia a um sistema hidráulico, a saturação corresponde a uma torneira aberta.

### Zona Ativa

Nesta região/zona, a junção emissor-base está polarizada diretamente. Esta zona é a região central do gráfico da Fig. 22, onde as curvas são lineares e é utilizada principalmente na amplificação de sinais.



## Reta de Carga

Podemos determinar o ponto de operação de um transistor através da reta de carga, definindo num projeto ou aplicação os parâmetros de tensão e corrente. Esse método gráfico só pode ser aplicado se tivermos disponível a curva característica do transistor, fornecida pelo fabricante.

A vantagem da utilização do método gráfico é a rapidez de análise dos pontos de operação de um transistor.

Entende-se como ponto de operação um determinado ponto em que o transistor opera na ausência de sinal, podendo esse ponto ser escolhido ao longo da reta de carga, se quisermos que ele opere na zona ativa, zona de corte ou zona de saturação. Este ponto é denominado “*ponto quiescente*” ou simplesmente “*Q*”.

Tomemos como exemplo o circuito a seguir na montagem em emissor comum, onde a curva característica do transistor é mostrada na Fig.28.

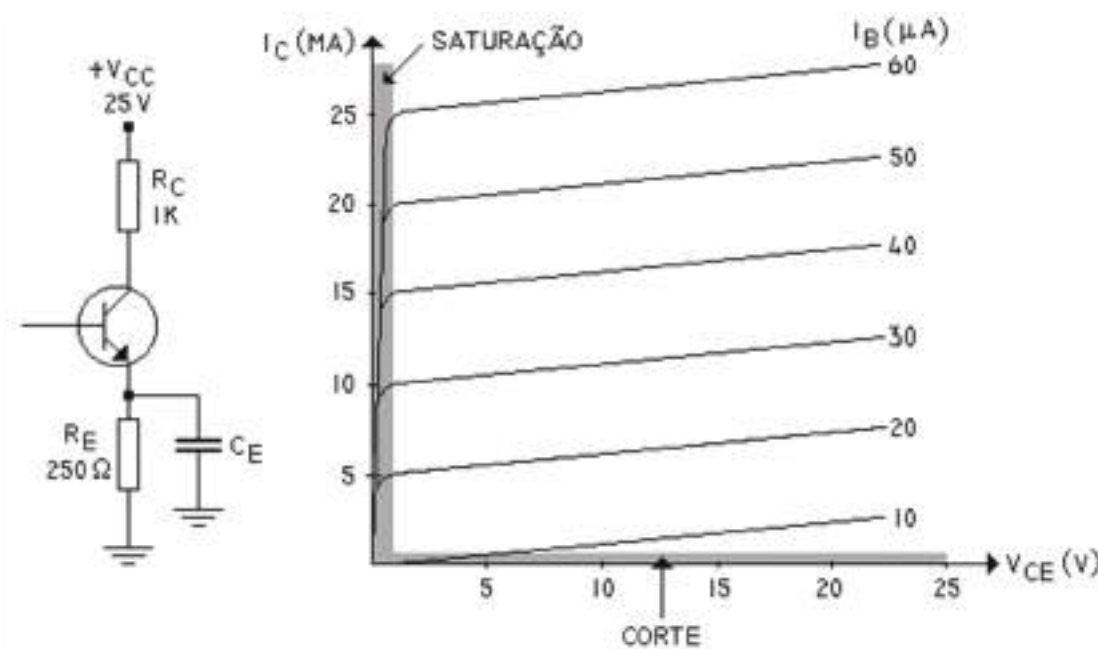


Fig. 28: Circuito e curva característica para montagem em emissor comum

Observe as áreas sombreadas, que representam as zonas de corte e de saturação.

Para determinarmos a reta de carga, precisamos de dois pontos. Através da equação

$V_{CC} = (R_C + I_E) I_C + V_{CE}$ , obtemos:



1º Ponto: para  $I_C = 0, V_{CC} = V_{CE} = 25V$

2ª Ponto: para  $V_{CE} = 0, temos I_C = \frac{V_{CC}}{R_C + R_E} = \frac{25V}{1,25K\Omega} = 20mA$

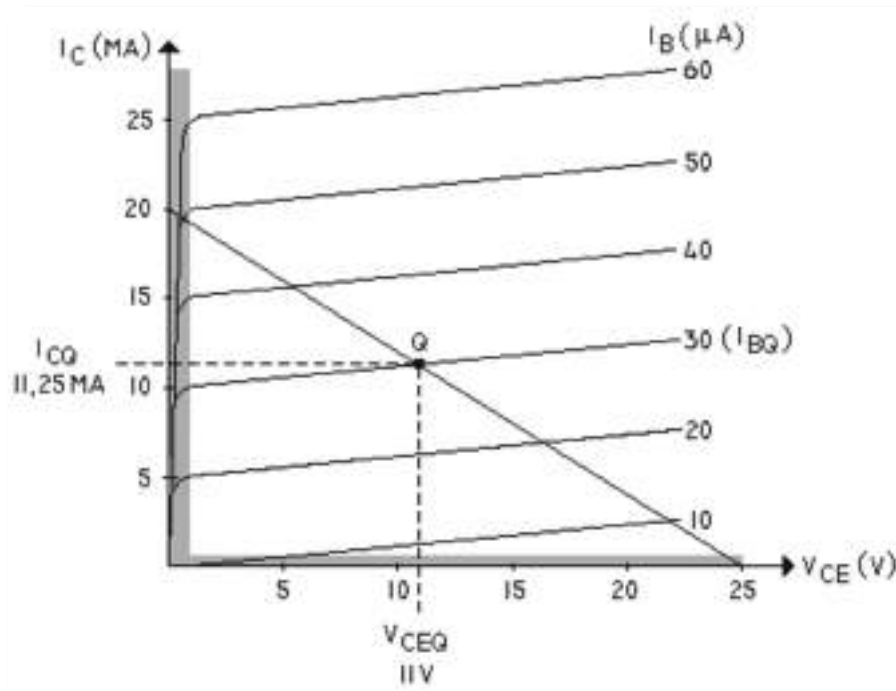


Fig. 29: Traçamento da reta de carga

Traça-se então a reta de carga unindo os dois pontos calculados anteriormente, como apresentado na Fig. 29.

Para que o transístor opere na zona ativa linear, o ponto Q deverá ser o ponto médio da reta de carga. No nosso exemplo o ponto médio (bem aproximado) coincidiu com a corrente de base equivalente a  $30\mu A$ . A partir daí então podemos determinar a corrente de coletor e a tensão entre coletor e emissor:

$$I_{CQ} = 11,25mA$$

$$V_{CEQ} = 11V$$

$$I_{EQ} = 30\mu A$$

Podemos então calcular o  $\beta$  e aplicar leis de Kirchoff para determinar a tensão nas resistências:

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{11,25mA}{30\mu A} = 375$$



Partindo da equação:

$$V_{CC} = V_{RC} + V_{CE} + V_{RE}$$

$$V_{RC} = (11,25mA) \times 1K\Omega = 11,25V$$

$$V_{RE} = (11,25mA) \times 250\Omega = 2,812V$$

$$\text{então: } V_{CC} = 11,25 + 11 + 2,812 = 25,062V \approx 25V$$

Se na mesma curva selecionarmos um ponto quiescente ( $Q_1$ ) mais próximo da região de saturação, por exemplo  $I_B = 45\mu A$ , teremos um aumento da corrente de coletor e uma diminuição de  $V_{CE}$ , para um ponto quiescente ( $Q_2$ ) mais próximo da região de corte, por exemplo  $I_B = 10\mu A$ , teremos uma diminuição da corrente de coletor e um aumento de  $V_{CE}$ , conforme ilustra a Fig.30.

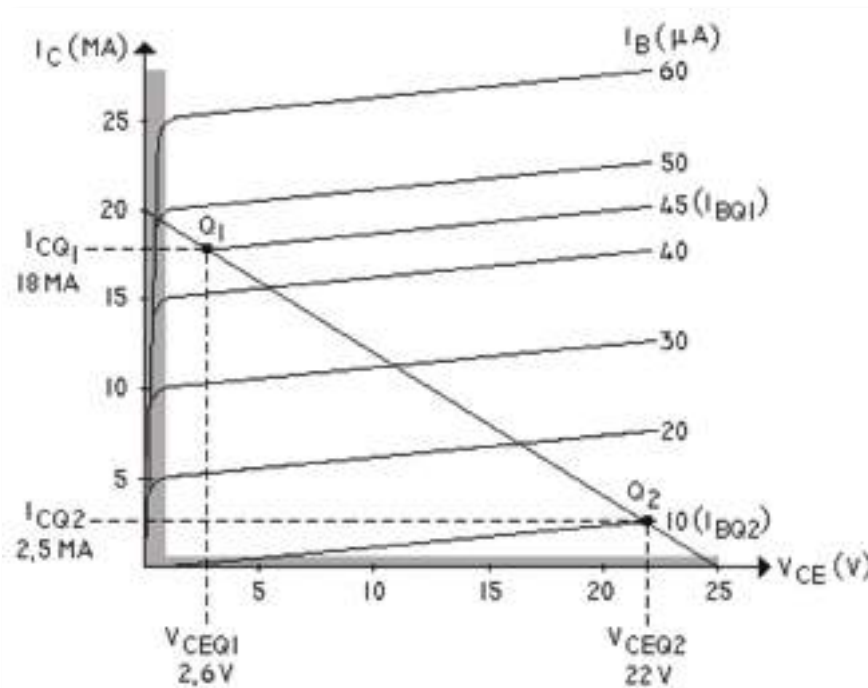


Fig. 30: Exemplo do comportamento de  $Q$  para diferentes valores

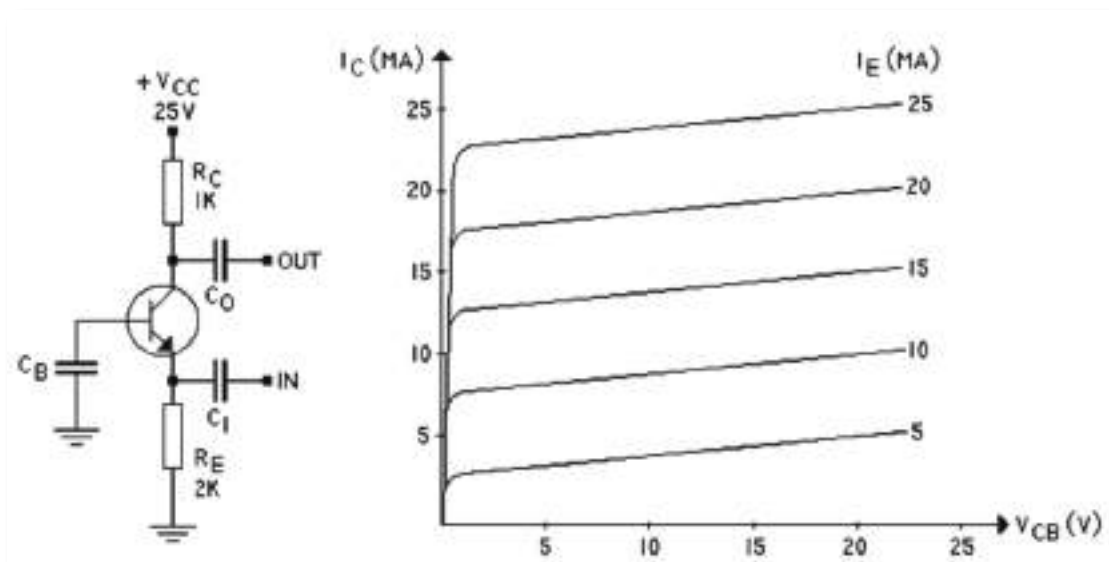
Podemos concluir então que:

1. Quando um transistor opera na região de saturação ou bem próxima dela, a tensão entre coletor e emissor ( $V_{CE}$ ) tende a ser zero, pois aumenta consideravelmente a corrente de coletor.
2. Quando um transistor opera na região de corte ou bem próxima dela, a tensão entre coletor e emissor ( $V_{CE}$ ) tende a ser igualar a  $V_{CC}$ , pois a corrente de coletor tende a ser zero.



## Exercício:

1. Que tipo de configuração está presente no circuito da figura abaixo?
2. Para o circuito e a curva característica da seguinte figura, obtenha a reta de carga.



# Polarização do Transistor

Um circuito transistorizado pode ter uma infinidade de funções e os transistores para cada função têm um ponto de funcionamento correto. Este capítulo estuda como estabelecer o ponto de operação ou quiescente de um transistor. Isto é, como polarizá-lo.

## Polarização Fixa

O circuito com polarização fixa da Fig.31 serve como uma introdução relativamente simples e direta para a análise de uma polarização dc do transistor. Embora o circuito utilize um transistor *nnp*, as equações e cálculos aplicam-se igualmente bem para uma configuração com transistor *pnp*, bastando para isso que se invertam os sentidos das correntes e polaridades das tensões.

Os sentidos das correntes da Fig. 31 são os sentidos reais, e as tensões são definidas pela notação padrão das duas letras subscritas. Para a análise dc, o circuito pode ser isolado dos níveis ac indicados, substituindo-se os condensadores por um circuito-aberto equivalente. Além disso, a fonte dc  $V_{cc}$  pode ser separada em duas fontes (para efeito de análise somente), como mostra a Fig.32, a fim de permitir uma separação entre os circuitos de entrada e saída. Com isto, reduz-se também a ligação entre os dois para a corrente de base  $I_B$ . Observando as Figs. 31 e 32, podemos afirmar que a separação é certamente válida, uma vez que, nas duas figuras,  $V_{cc}$  está ligado diretamente a  $R_B$  e  $R_C$ .

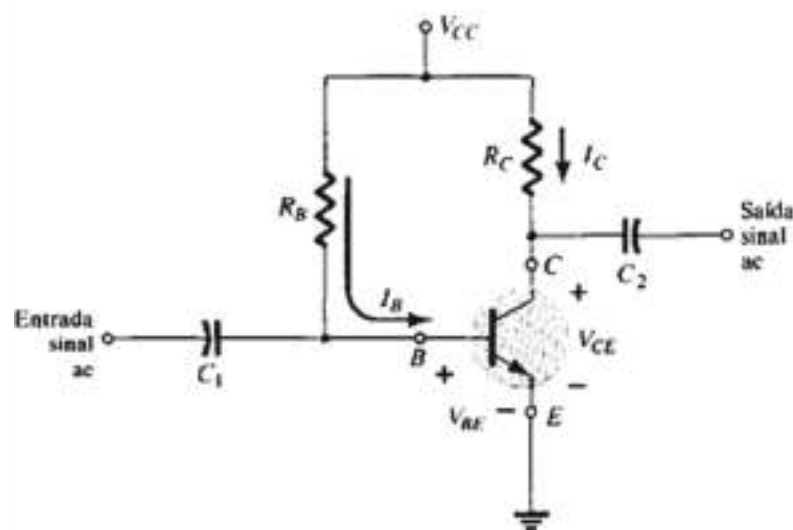


Fig. 31: Circuito com polarização fixa



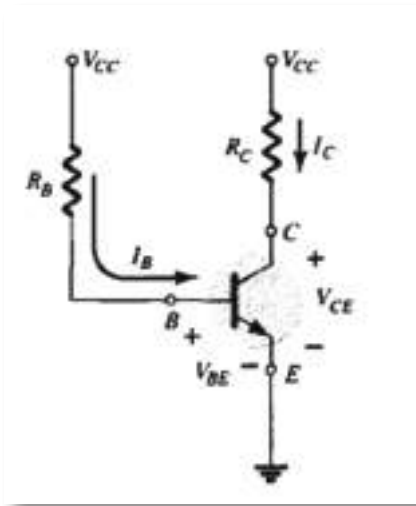


Fig. 32: Equivalente da Fig 31

### Polarização Direta da Juncão Base-Emissor

Considere inicialmente a malha mostrada na Fig. 33, que inclui a tensão base-emissor.

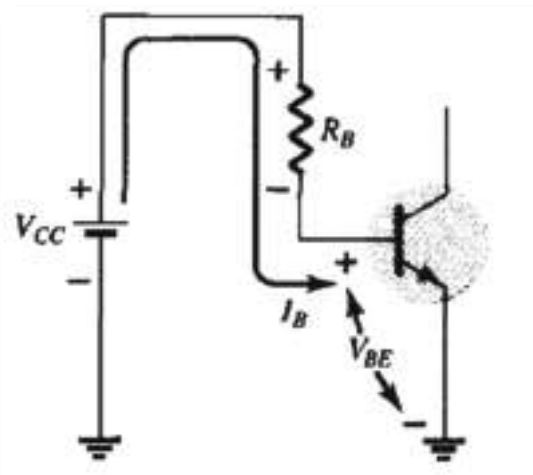


Fig. 33: Malha incluindo a junção base-emissor

Escrevendo a equação das tensões de Kirchhoff no sentido horário da malha, obtemos:

$$+V_{CC} - I_B R_B - V_{BE} = 0$$

Observe a polaridade da queda de tensão através de  $R_B$ , estabelecida pela direção indicada de  $I_B$ . Solucionando a equação para a corrente  $I_B$ , resulta no seguinte:

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

A equação anterior é fácil de ser lembrada. Basta observar que a corrente de base e a corrente através de  $R_B$  e que, pela lei de Ohm, a corrente é a tensão através de  $R_B$  dividida pela resistência  $R_B$ . A tensão através de  $R_B$  é a tensão  $V_{CC}$  aplicada, menos a





queda através da junção base-emissor ( $V_{BE}$ ). Além disso, uma vez que a tensão  $V_{CC}$  da fonte e a tensão  $V_{BE}$  entre a base e emissor são constantes, a escolha de uma resistência de base,  $R_B$ , ajusta o nível da corrente de base para o ponto de operação.

### Malha Coletor-Emissor

A tensão coletor-emissor do circuito aparece na Fig.34, com o sentido da corrente  $I_C$  indicado, e a polaridade resultante através de  $R_C$ . O valor da corrente do coletor está diretamente relacionado a  $I_B$  através de:

$$I_C = \beta I_B$$

É interessante observar que o valor de  $I_C$  não é função da resistência  $R_C$ , já que a corrente de base é controlada por  $R_B$  e  $I_C$ , e está relacionada com  $I_B$  por uma constante  $\beta$ . Modificando o valor de  $R_C$ , o valor  $I_B$  ou  $I_C$  não será afetado, desde que o dispositivo esteja na região ativa. Entretanto, como veremos, o valor de  $R_C$  determinará o valor de  $V_{CE}$ , que é um parâmetro importante.

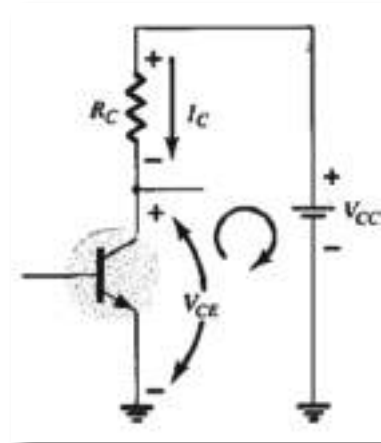


Fig. 34: Malha coletor emissor

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff no sentido horário ao longo da malha indicada na Fig.34, obtemos o seguinte:

$$V_{CE} + I_C R_C - V_{CC} = 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_C$$

Esta equação expõe em palavras que a tensão entre coletor e emissor de um transistor, na configuração com polarização fixa, e a fonte de tensão menos a queda através de  $R_C$ .

Para uma breve revisão da notação adotada, observe que:

$$V_{CE} = V_C - V_E$$



Onde  $V_{CE}$  é a tensão do coletor para o emissor, e  $V_C$  e  $V_E$  são tensões do coletor e emissor para terra, respetivamente. Mas neste caso, uma vez que  $V_E = 0\text{ V}$ , nós temos:

$$V_{CE} = V_C$$

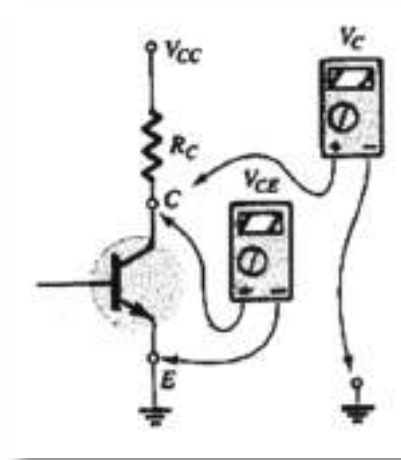
Além disso, já que

$$V_{CE} = V_B - V_E$$

E  $V_E = 0\text{ V}$ , temos que

$$V_{BE} = V_B$$

Tenha em mente que os níveis de tensão, como, p. ex.,  $V_{CE}$ , são levantados na prática, colocando-se a ponta vermelha (positiva) do voltímetro no coletor, e a ponta preta (negativa) no emissor, como mostra a Fig.35.  $V_C$  é a tensão do coletor para terra, e é medida da forma mostrada na mesma figura. Neste caso, as duas leituras são idênticas,



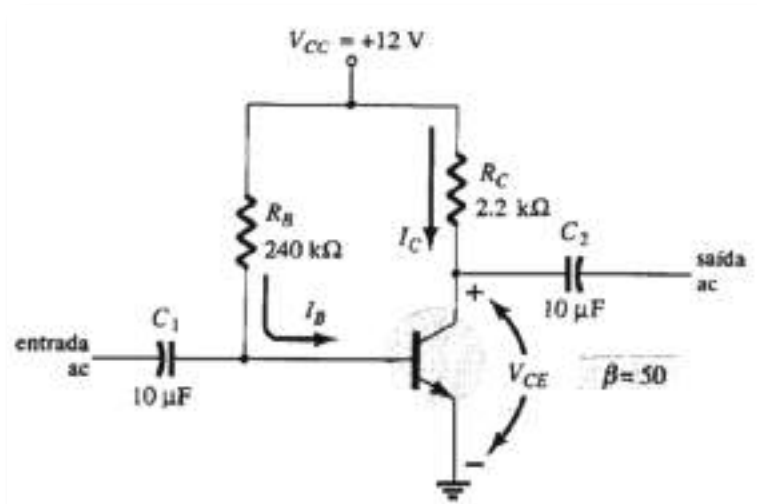
mas nos próximos circuitos elas podem ser bem desiguais. Compreender claramente a diferença entre as duas medições, é bastante útil para a solução de problemas de circuitos com transístores.

Fig. 35: Medição de  $V_{CE}$  e  $V_C$

### Exercício:

Determine as seguintes quantidades para a configuração fixa da seguinte figura:

1.  $I_{BQ}$  e  $I_{CQ}$
2.  $V_{CEQ}$
3.  $V_B$  e  $V_C$
4.  $V_{BC}$



## Polarização por Divisor de Tensão

Nas configurações anteriores de polarização, a corrente  $I_{CQ}$  e tensão  $V_{CEQ}$  de polarização eram funções do ganho de corrente ( $\beta$ ) do transistor. Entretanto, uma vez que  $\beta$  é sensível à temperatura, principalmente em transistores de silício, e o valor exato de beta normalmente não é bem definido, seria desejável desenvolver um circuito de polarização menos vulnerável, ou seja, independente do beta do transistor. A configuração de polarização por um divisor de tensão da Fig.36 representa um circuito com estas características.

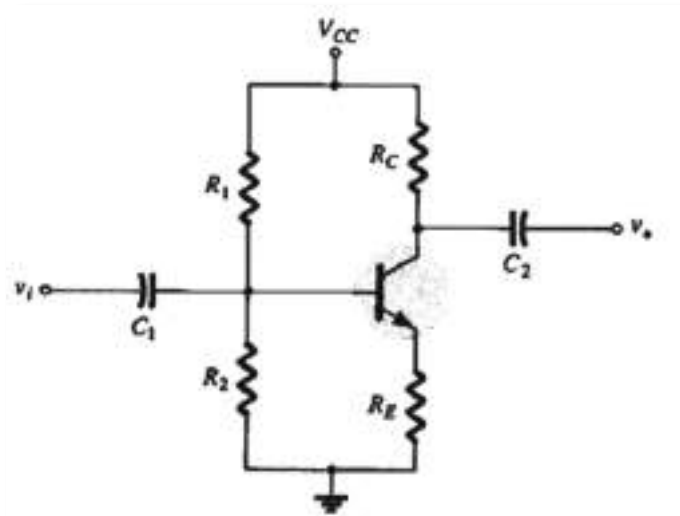


Fig. 36: Configuração de polarização por divisão de tensão

Uma análise adequada revelará que a suscetibilidade das variações de beta é bem pequena. Se os parâmetros do circuito forem escolhidos apropriadamente, os níveis resultantes de  $I_{CQ}$  e  $V_{CEQ}$  podem ser quase totalmente independentes de beta. De lembrar que um ponto Q é definido por um nível fixo de  $I_{CQ}$  e  $V_{CEQ}$ , como mostra a Fig.37. O valor de  $I_{BQ}$  será modificado com a variação de beta, mas o ponto de operação nas curvas, definido por  $I_{CQ}$  e  $V_{CEQ}$ , pode permanecer fixo se forem empregues parâmetros do circuito apropriados.

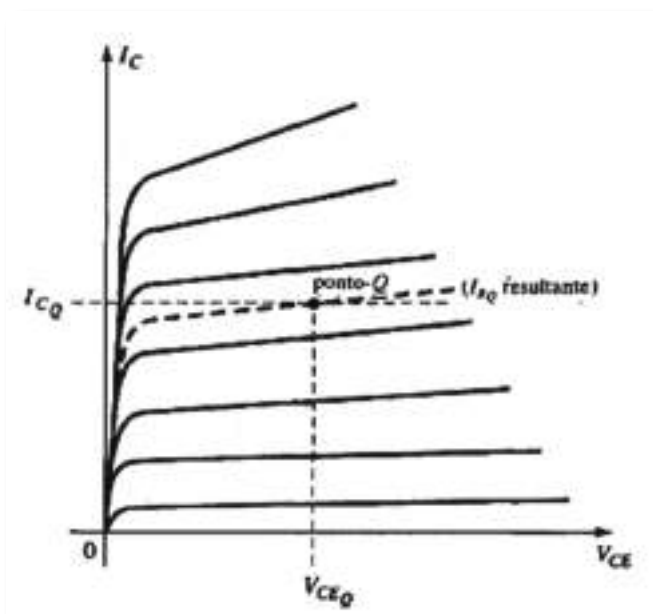


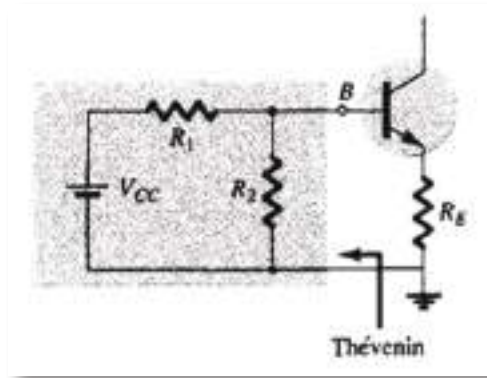
Fig. 37: Definição do ponto Q para a configuração de polarização do divisor de tensão



Como observado acima, há dois métodos que podem ser aplicados para analisar a configuração de divisor de tensão. A razão para a escolha deste nome para a configuração torna-se óbvia na análise a seguir. O primeiro tópico a ser demonstrado é o método exato, que pode ser aplicado a qualquer divisor de tensão.

O segundo refere-se ao método aproximado, e só pode ser utilizado se condições específicas forem satisfeitas. Uma abordagem aproximada permite uma análise mais direta com economia de tempo e energia. Em resumo, o método aproximado pode ser aplicado a maioria das situações e, portanto, deve ser examinado com o mesmo interesse dedicado ao método exato.

### Análise Exata



O circuito de entrada do circuito da Fig.36 pode ser redesenhado como mostra a Fig.38 para a análise dc.

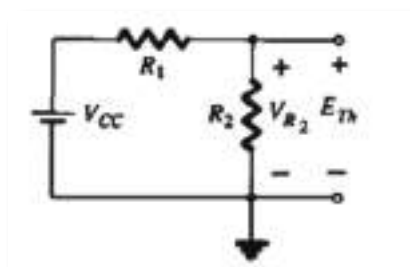
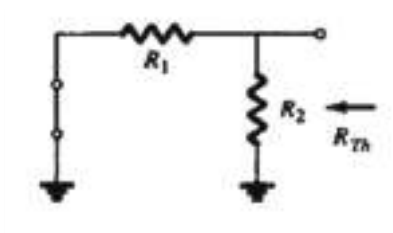
Fig. 38: Redesenhando o circuito de entrada da Fig.36

O circuito equivalente de Thevenin para o circuito à esquerda do terminal da base pode ser determinado da seguinte maneira:

$R_{Th}$ : A fonte de tensão é substituída por um curto-circuito equivalente, como mostra a Fig.39.

$$R_{Th} = R_1 // R_2$$

Fig. 39: Determinação  $R_{Th}$



$E_{Th}$ : A fonte de tensão  $V_{CC}$  retoma ao circuito, e a tensão Thevenin de circuito-aberto da Fig.40 é determinada como se segue:

Fig. 40: Determinação de  $I_B$



Aplicando a regra do divisor de tensão:

$$E_{Th} = V_{R2} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

O circuito de Thevenin é, portanto, redesenhado conforme Fig.41, e  $I_{BQ}$  pode ser determinado aplicando-se inicialmente a lei das tensões de Kirchhoff, no sentido horário, para a malha indicada:

$$E_{Th} - I_B R_{Th} - V_{BE} - I_E R_E = 0$$

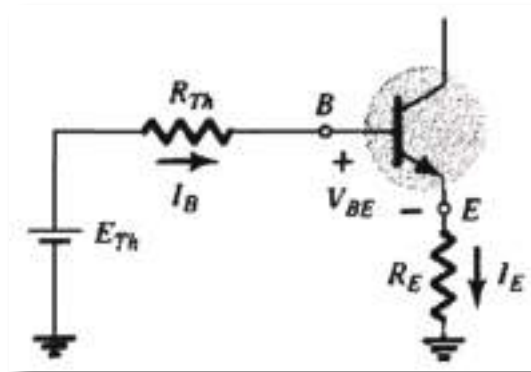


Fig. 41: Inserindo o circuito equivalente de Thevenin

Substituindo  $I_E = (\beta + 1)I_B$  e resolvendo para  $I_B$ , vem:

$$I_B = \frac{E_{Th} - V_{BE}}{R_{Th} + (\beta + 1)R_E}$$

Embora a equação anterior se mostre diferente das equações desenvolvidas antes, observe que o numerador representa novamente uma diferença entre dois níveis de tensões, e o denominador representa uma resistência de base mais o resistor de emissor multiplicado por  $(\beta + 1)$ .

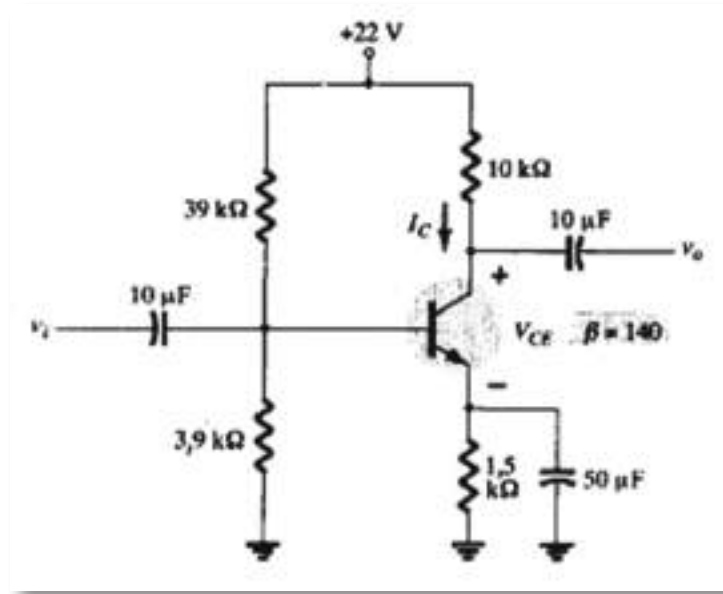
Uma vez conhecido  $I_B$  as quantidades restantes do circuito podem ser determinadas do mesmo modo que foram para a configuração de polarização do emissor. Ou seja, As equações restantes para  $V_E$ ,  $V_C$  e  $V_B$  também são obtidas da mesma forma.

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C(R_C + R_E)$$



**Exercício:**

- Determine a tensão  $V_{CE}$  e a corrente  $I_C$  de polarização dc para a configuração do divisor de tensão da figura seguinte.



*Análise Aproximada*

A secção de entrada do divisor de tensão pode ser representada pelo circuito da Fig.42.

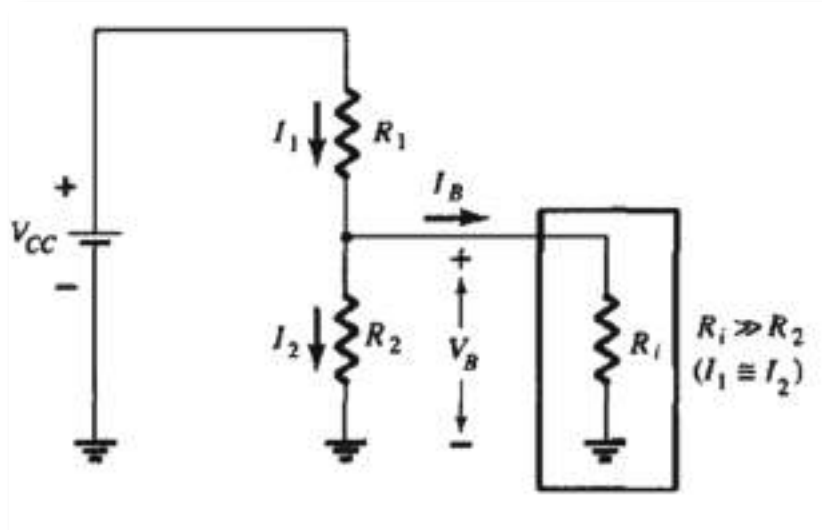


Fig. 42: Circuito parcial de polarização para o cálculo da tensão aproximada de base  $V_B$

A resistência e a resistência equivalente vista da base para a terra, para o transístor com uma resistência de emissor  $R_E$ . De lembrar a equação  $R_i = (\beta + 1) R_E$ . Se  $R_i$  é muito



maior do que a resistência  $R_2$ , a corrente  $I_B$  será muito menor do que  $I_2$  (a corrente procura sempre o caminho de menor resistência), e  $I_2$  será aproximadamente igual a  $I_1$ . Se aceitarmos a aproximação que  $I_B$  é desprezável em relação a  $I_1$  ou  $I_2$ , então  $I_1 = I_2$  e  $R_1$  e  $R_2$  podem ser considerados elementos em série. A tensão através de  $R_2$ , que é, na verdade, a tensão de base, pode ser determinada pela aplicação da regra do divisor de tensão (daí o nome para a configuração) ou seja,

$$V_B = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2}$$

Uma vez que  $R_i = (\beta + 1) R_E \cong \beta R_E$ , a condição que determina se o método aproximado pode ser aplicado é a seguinte:

$$\beta R_E \geq 10R_2$$

Por outras palavras, se o valor de beta multiplicado por  $R_E$  no máximo 10 vezes maior do que o valor de  $R_2$ , o método aproximado pode ser aplicado, obtendo-se um alto grau de precisão nos resultados.

Uma vez determinado  $V_B$ , o valor de  $V_E$  pode ser calculado de

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

E a corrente de emissor pode ser determinada da seguinte maneira:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E}; I_{CQ} \cong I_E$$

A tensão de coletor emissor é determinada por:

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

Mas já que  $I_C \cong I_E$

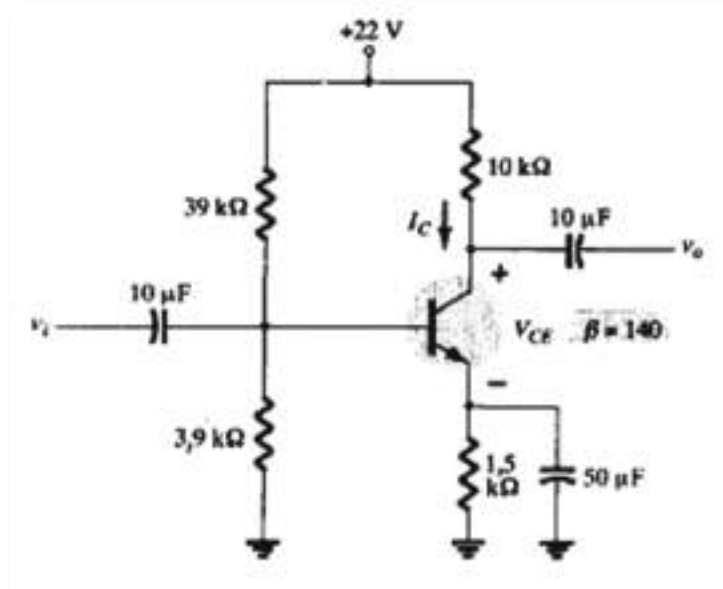
$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

Observe na sequência dos cálculos, da Eq.  $\beta R_E \geq 10R_2$  até à Eq.  $V_{CEQ} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$ , que beta não aparece, e  $I_B$  não é calculado. O ponto Q (determinado por  $I_C$  e  $V_{CEQ}$ ) é, portanto, independente do valor de beta.



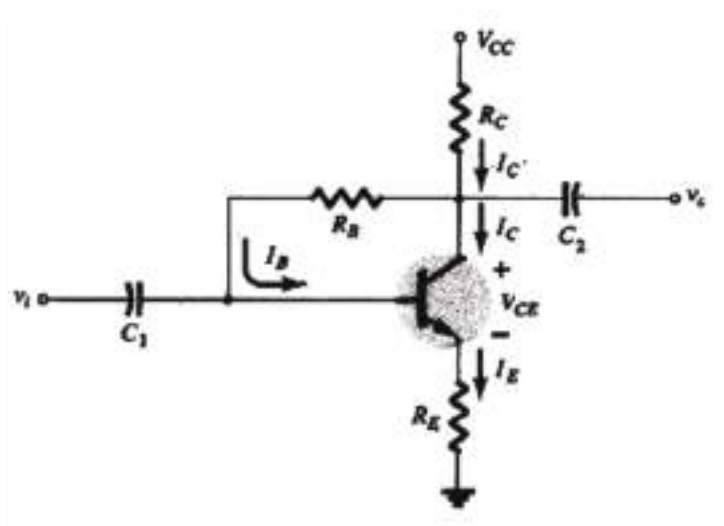
**Exercício:**

6. Repita a análise do exercício anterior utilizando a técnica aproximada e compare as soluções para  $I_C$  e  $V_{CEQ}$ .



*Polarização por Realimentação da Base*

Consegue-se obter uma melhoria na estabilidade do circuito introduzindo-se uma realimentação de coletor para a base, conforme Fig.43. Embora o ponto Q não seja totalmente independente de beta (mesmo sob condições aproximadas), a suscetibilidade a variações com beta ou na temperatura é normalmente menor do que a percebida para as configurações com divisor de tensão e emissor polarizado. A análise será refeita, considerando-se inicialmente a malha base-emissor, e depois utilizando os resultados



para investigar a malha coletor-emissor.

*Fig. 43: Circuito de polarização por realimentação da base*





## Malha Base-Emissor

A Fig. 44 mostra a malha base-emissor para a configuração com realimentação de tensão na base. Escrevendo a lei das tensões de Kirchhoff ao longo da malha indicada, no sentido horário, resulta em:

$$V_{CC} - I'_C R_C - I_B R_B - V_{BE} - I_E R_E = 0$$

E importante observar que a corrente através de  $R_C$  não é  $i_c$ , mas  $I'_C$  (onde  $I'_C = I_C + I_B$ ). Entretanto, o valor de  $I_C$  e  $I'_C$  é muito maior do que o valor usual de  $I_B$ , podendo-se utilizar a aproximação  $I'_C \cong I_C$ . Substituindo-se  $I'_C \cong I_C = \beta I_B$  e  $I_E \cong I_C$  resulta em:

$$V_{CC} - \beta I_B R_C - I_B R_B - V_{BE} - \beta I_B R_E = 0$$

Juntando os termos, temos:

$$V_{CC} - V_{BE} - \beta I_B (R_C + R_E) - I_B R_B = 0$$

E resolvendo para vem  $I_B$ :

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{\beta(R_C + R_E) + R_B}$$

O resultado acima é extremamente interessante, já que o formato é muito parecido com as equações  $I_B$  obtidas nas configurações anteriores. O numerador é novamente a diferença entre tensões disponíveis, enquanto o denominador é a resistência de base mais as resistências de coletor e emissor refletidos por beta.

Em geral, portanto, a realimentação resulta na reflexão da resistência  $R_C$  para o circuito de entrada, assim como da resistência  $R_E$ .

Em geral, a equação para  $I_B$  teria o seguinte formato:

$$I_B = \frac{V'}{\beta R' + R_B}$$

Com a ausência de  $R'$  para a configuração com polarização fixa,  $R' = R_E$  para a estrutura com emissor polarizado (com  $(\beta + 1) = \beta$ , e  $R' = R_C + R_E$  para o circuito com realimentação do coletor.

A tensão  $V'$  é a diferença entre dois níveis de tensão.



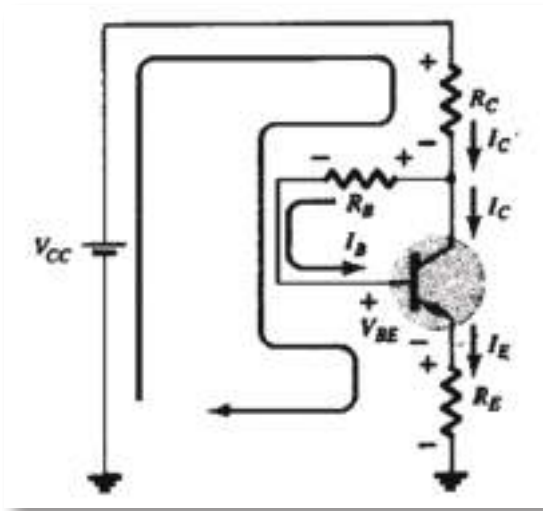


Fig. 44: Malha base emissor para o circuito da Fig 43

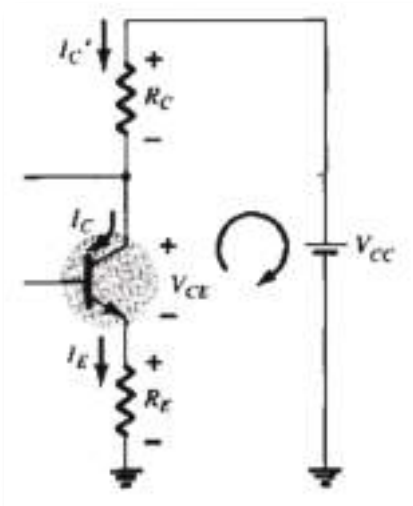
Uma vez que  $I_c = \beta I_B$

$$I_{cQ} = \frac{\beta V'}{\beta R' + R_B}$$

Em geral, quanto maior o produto  $\beta R'$  em relação a  $R_B$ , menor é a suscetibilidade de  $I_c$  a variações em beta. Obviamente, se  $\beta R' \gg R_B$  e  $\beta R'_1 \cong \beta R'$ , temos:

$$I_{cQ} = \frac{\beta V'}{\beta R' + R_B} \cong \frac{\beta V'}{\beta R'} = \frac{V'}{R'}$$

$I_{cQ}$  é independente do valor de beta. Já que  $R'$  é tipicamente maior para a configuração com realimentação de tensão do que para a configuração com emissor polarizado, a suscetibilidade a variações em beta é menor para a primeira. Obviamente,  $R'$  é zero ohm para a configuração com polarização fixa e, portanto, esta configuração é muito sensível a variações em beta.



### Malha Coletor-Emissor

A malha coletor-emissor para o circuito da Fig.43 está mostrada na Fig.45. Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff ao longo da malha indicada, no sentido horário, resulta em:

Fig. 45: Malha coletor emissor para o circuito da figura 43



$$I_E R_E + V_{CE} + I'_C R_C - V_{CC} = 0$$

Uma vez que  $I_E = I_C$ , temos:

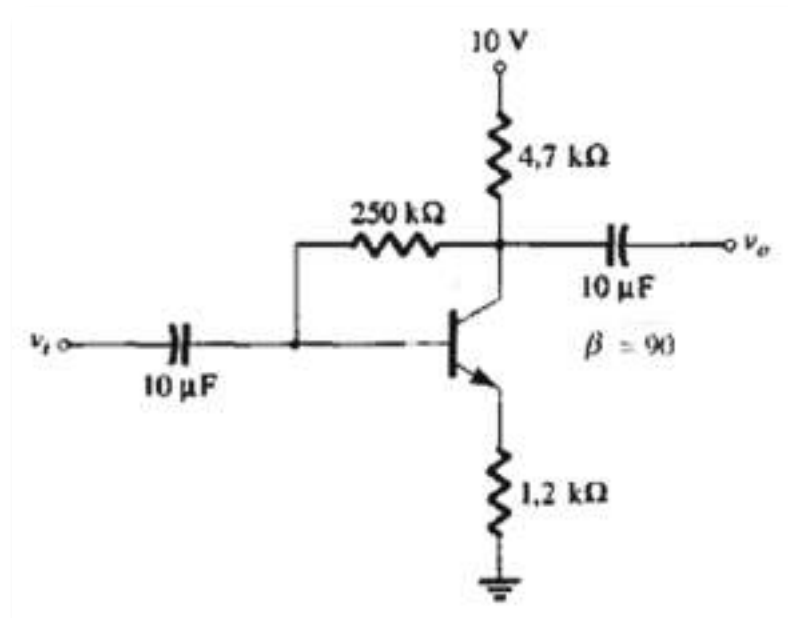
Que é exatamente o resultado obtido para as configurações do emissor polarizado, e polarização por divisor de tensão.

$$I_C (R_C + R_E) + V_{CE} - V_{CC} = 0$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C (R_C + R_E)$$

### Exercício:

7. Determine os níveis quiescentes de  $I_C$  e  $V_{CE}$  para o circuito da figura a seguir.



## Influência da temperatura na polarização

O material semicondutor do qual é formado o transistor é muito sensível à temperatura, pois como vimos no início do ano, para os semicondutores, a elevação da temperatura liberta portadores, aumentando assim a condutividade do material. A temperatura age principalmente nos parâmetros  $I_{CBO}$ ,  $\beta$  e  $V_{BE}$  dos transistores. A figura a seguir mostra a influência da temperatura nos transistores bipolares.

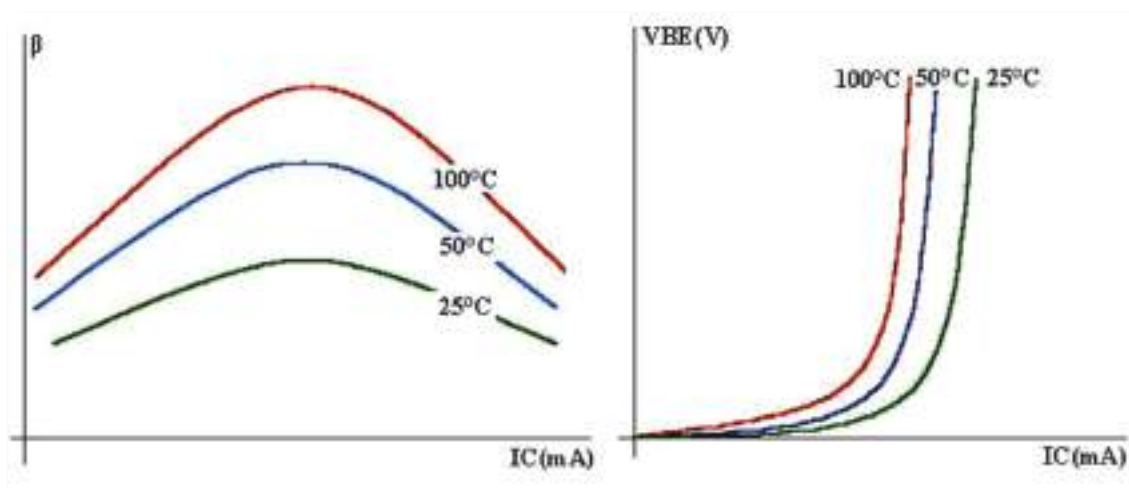


Fig. 46: Curvas de influência da temperatura em transistores

O aumento da temperatura aumenta o  $\beta$  do transistor, que traz como consequência o aumento da corrente de coletor, pois  $I_c = \beta I_B$ , mesmo que a corrente de base permaneça constante. A corrente de saturação inversa duplica de valor nos transistores de silício a cada 10°C de elevação na temperatura. A tensão  $V_{BE}$  diminui 2,5mV a cada grau de elevação da temperatura. Portanto, a temperatura influencia enormemente o comportamento dos transistores.



# Transistor como Amplificador

Agora que a relação entre  $I_C$  e  $I_E$  foi estabelecida na secção configuração base-comum, a operação básica de amplificação do transistor pode ser introduzida, mesmo que a um nível superficial, utilizando a estrutura da Fig.47. A polarização dc não aparece na figura, já que o nosso interesse será limitado à resposta ac. Para a configuração base-comum, a resistência de entrada ac determinada pela curva característica da Fig.7 é extremamente pequena, e varia de 10 até 100  $\Omega$ . A resistência de saída determinada pelas curvas da Fig.8 é extremamente alta (quanto mais horizontal a curva, mais alta a resistência) e varia tipicamente entre 50  $k\Omega$  e 1  $M\Omega$  (100  $k\Omega$  para o transistor da Fig.47). A diferença de valores entre as resistências de entrada e saída é devida à junção diretamente polarizada na entrada (base para emissor) e à junção inversamente polarizada na saída (base para coletor).

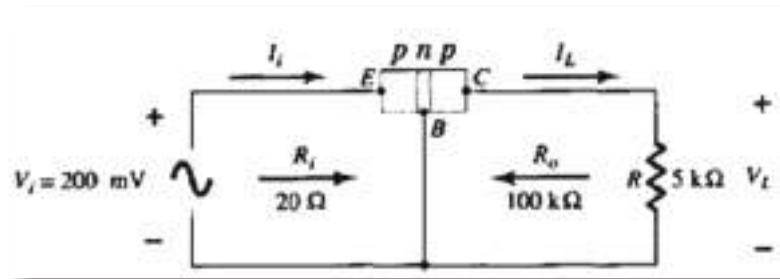


Fig. 47: Operação básica de amplificação de tensão da configuração base-comum

Utilizando um valor usual de 20  $\Omega$  para a resistência de entrada, concluiremos que:

$$I_i = \frac{V_i}{R_i} = \frac{200 \text{ mV}}{20 \Omega} = 10 \text{ mA}$$

Se assumirmos que  $\alpha_{ac} = 1$  ( $I_C = I_E$ ),

$$I_L = I_i = 10 \text{ mA}$$

$$V_L = I_L R$$

$$V_L = (10 \text{ mA}) \cdot (5k\Omega)$$

$$V_L = 50 \text{ V}$$

A amplificação de tensão é:

$$A_V = \frac{V_L}{V_i} = \frac{50 \text{ V}}{200 \text{ mV}} = 250$$



Valores típicos de amplificação de tensão para a configuração base comum variam de 50 até 300. A amplificação de corrente  $\frac{I_C}{I_E}$  é sempre menor do que 1 para a configuração base comum. Esta última característica é óbvia, já que  $I_C = \alpha I_E$ , e  $\alpha$  é sempre menor do que 1.

A operação básica de amplificação foi produzida transferindo-se uma corrente de um circuito de baixa resistência para um circuito de alta resistência. A combinação destes dois termos resulta no nome *transistor*; isto é:

*transferência + resistência → transistor*



# Bibliografia

ÀGUAS, Mário; BALDAIA, Rogério; PEREIRA, A., Silva, *Eletricidade*, 10º Ano. Porto: Porto Editora, 2000.

MALVINO, Albert Paul, *Princípios de Eletrónica*, vol. 1 e 2, 6ª ed.. Lisboa: McGraw-Hill, 2000.

PADILHA, António, *Eletrónica Analógica*. Lisboa: McGraw-Hil, 1993.

PINTO, António; ALVES, Vítor, *Práticas Oficiais e Laboratoriais*, 10º Ano. Porto, Porto Editora, 2002.

PINTO, António; ALVES, Vítor, *Tecnologias*, 10º Ano. Porto: Porto Editora, 2003.

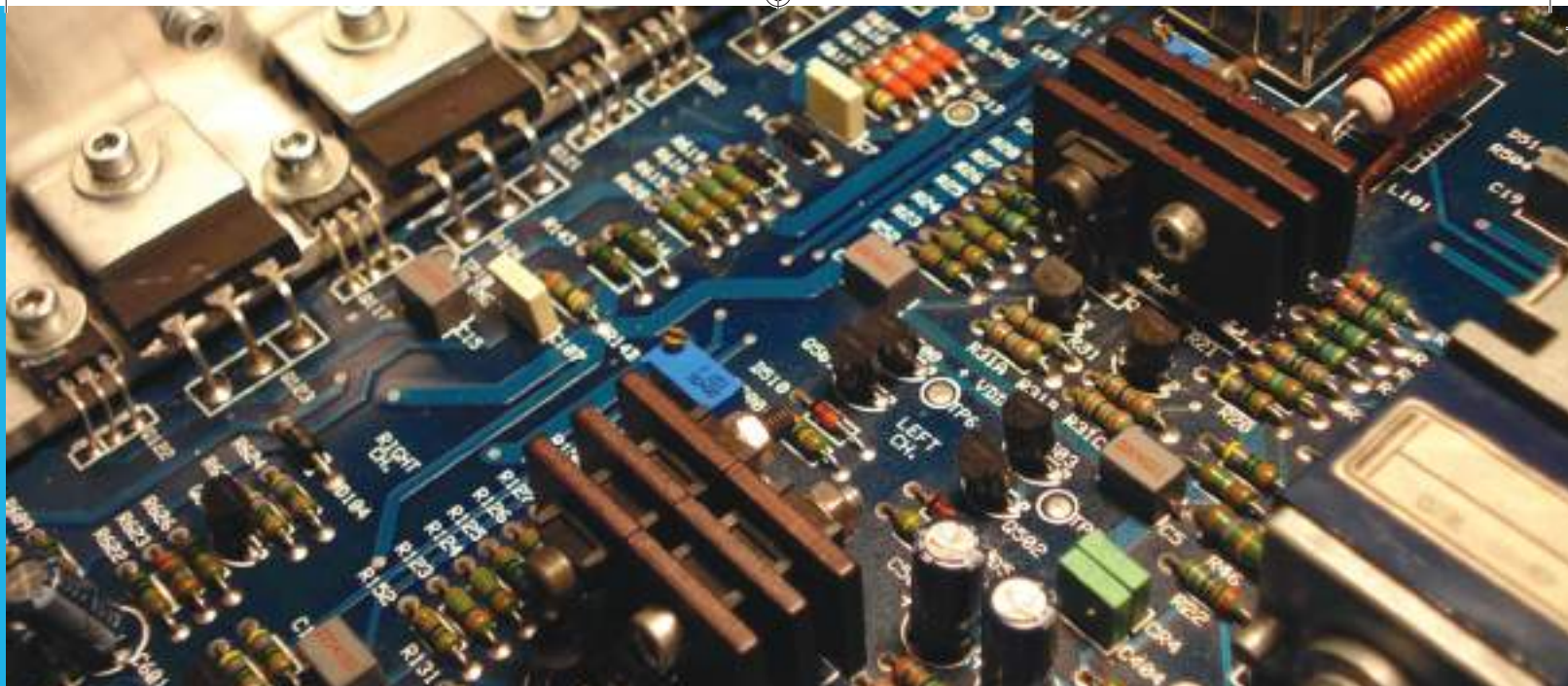
PINTO, António; CALDEIRA, José, *Tecnologias*, 12º Ano. Porto: Porto Editora, 1999.

VARANDA, Joaquim, *Tecnologias de Eletricidade*, vol. 2, 11º Ano. Lisboa: Didáctica Editora, 2002.









# Amplificadores com Transístores Bipolares

Módulo 6

# Caracterização do Módulo

## *Apresentação*

Neste módulo será introduzido o conceito de Amplificadores com Transístores Bipolares, pretendendo-se fornecer uma perspetiva alargada do seu funcionamento. Este módulo tem carácter teórico-prático, devendo decorrer, em parte, em instalações laboratoriais proporcionando aos alunos a verificação e confirmação dos conceitos teóricos estudados relativos às características, princípio de funcionamento e montagens básicas dos transístores bipolares.

## *Objetivos de aprendizagem*

- Conhecer o funcionamento do transístor com sinais dinâmicos
- Conhecer o modelo equivalente do transístor em regime dinâmico
- Conhecer o significado das impedâncias de entrada e saída
- Adaptação de impedâncias
- Compreender e realizar "andaes amplificadores com transístores" típicos

## *Âmbito de conteúdos*

- Amplificação de sinais
  - Modelo dinâmico do transístor
  - Modelo P e T do transístor
- Noção de impedância e ganho
  - Impedâncias de entrada e saída
  - Ganhos de corrente e tensão
- Análise em regime dinâmico das diferentes configurações (BC, EC, CC), com várias técnicas de polarização (fixa, divisor de tensão e emissor)
- Amplificadores em cascata
- Noções de banda passante e frequência de corte de um amplificador
- Amplificadores de potência



## Amplificação no Domínio AC

Foi demonstrado no módulo anterior que o transistor pode ser empregue como um dispositivo amplificador. Isto é, o sinal de saída senoidal é maior que o sinal de entrada, ou, dito de outra forma, a potência ac de saída é maior que a potência ac de entrada. A questão reside, então, em como a potência ac de saída pode ser maior que a potência ac de entrada? A conservação de energia estabelece que em qualquer instante a potência total de saída,  $P_o$ , de um sistema não pode ser maior que uma potência de entrada,  $P_i$ , e que a eficiência definida por  $\eta = P_o/P_i$  não pode ser maior que 1. O fator esquecido na discussão acima, que permite uma potência ac de saída ser maior que a potência ac de entrada, é a potência dc aplicada. Ela é uma contribuinte para a potência total de saída, embora parte dela seja dissipada pelo circuito em elementos resistivos. Por outras palavras, há uma “troca” de potência dc para o domínio ac que permite estabelecer uma potência ac de saída maior. De fato, a eficiência de conversão é definida por  $\eta = P_{o_{ac}}/P_{i_{dc}}$ , onde  $P_{o_{ac}}$  é a potência ac na carga e  $P_{i_{dc}}$  é a potência dc fornecida.

O papel da fonte dc pode ser descrito considerando primeiro o circuito dc simples da Fig.1. A direção resultante do fluxo de corrente é indicada na figura com o traçado da corrente  $i$  versus tempo. Inserindo agora um mecanismo de controlo, como o apresentado na Fig.2. O mecanismo de controlo atua de forma que a aplicação de um sinal relativamente pequeno nesse mecanismo pode resultar numa oscilação muito grande no circuito de saída. Para o sistema da Fig.2, o valor de pico da oscilação é controlado pelo nível dc estabelecido.

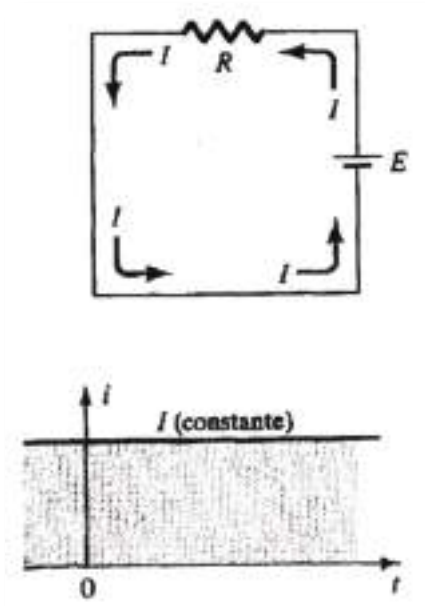


Fig. 1: Corrente estacionária estabelecida por uma fonte DC



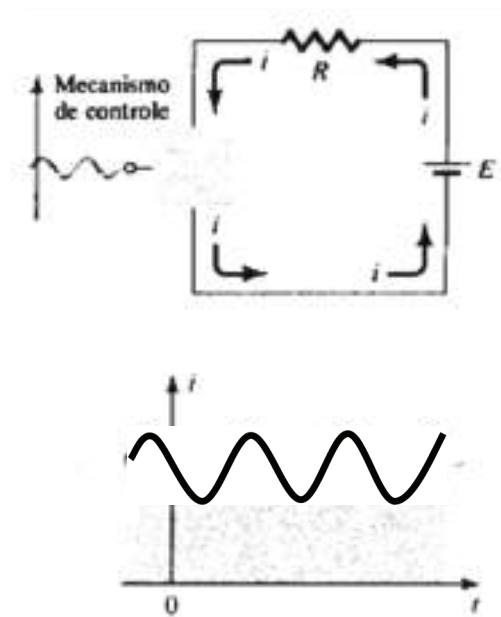


Fig. 2: Efeito de um elemento de controle no fluxo em estado estacionário do sistema elétrico da fig.1

Qualquer tentativa de exceder esse limite dc resultará em um "corte" da região de pico do sinal de saída. Em resumo, portanto, um projeto adequado de um amplificador requer que as componentes dc e ac sejam sensíveis às limitações e solicitações de ambas.

Entretanto, é realmente de grande valia que amplificadores a transistor para pequenos sinais possam, ser considerados lineares para muitas aplicações, permitindo o uso do teorema da superposição para isolar a análise dc da análise ac.



# Modelagem do Transistor

A base para a análise do transistor em pequenos sinais é o uso de circuitos equivalentes (modelos) a serem introduzidos neste capítulo.

Um modelo é a combinação de elementos de circuito, apropriadamente escolhidos, que aproximam melhor o funcionamento real de um dispositivo semicondutor sob condições de operação específicas.

Uma vez determinado o circuito ac equivalente, o símbolo gráfico do dispositivo pode ser substituído, no desenho esquemático, por este circuito, e os métodos básicos de análise ac de circuito (análise de malha, análise dos nós e teorema de Thévenin) podem ser aplicados para determinar a resposta do circuito.

Há duas escolhas de modelos em evidência hoje em dia, considerando o circuito equivalente substituto para o transistor. Por muitos anos, as instituições industriais e educacionais confiaram profundamente nos *parâmetros híbridos (Dinâmico)*. O circuito equivalente na forma de parâmetros híbridos continua a ser muito popular embora deva dividir a sua fama com o circuito equivalente derivado diretamente das condições de operação do transistor — o modelo  $r_e$ . Fabricantes continuam a especificar os parâmetros híbridos para uma região particular de operação nas suas folhas de especificações. Os parâmetros (ou componentes) do modelo  $r_e$  podem ser derivados diretamente dos parâmetros híbridos nesta região. Entretanto, em relação à precisão o circuito híbrido equivalente sofre limitações para um conjunto particular de condições de operação se é para ser mais preciso. Os parâmetros do outro circuito equivalente podem ser determinados para qualquer região de operação dentro da região ativa e não são limitados por um simples conjunto de parâmetros fornecidos pela folha de especificações. Entretanto, o modelo  $r_e$  falha na justificação do nível da impedância de saída do dispositivo e nos efeitos de realimentação da saída para a entrada.

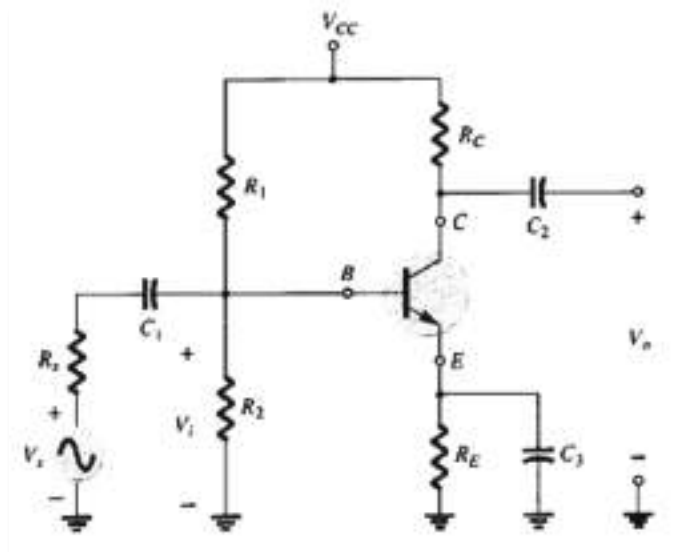
Como ambos os modelos são amplamente utilizados hoje em dia, serão examinados em detalhes neste módulo. Em algumas análises e exemplos será usado o modelo híbrido, enquanto em outras somente o modelo  $r_e$  será utilizado. Neste capítulo veremos o



quanto os dois modelos estão intimamente relacionados e como os resultados obtidos com um podem ser aplicados ao outro modelo.

A fim de demonstrar os efeitos que o circuito ac equivalente produzirá na análise a seguir, considere o circuito da Fig.3. Vamos assumir por enquanto que o circuito equivalente ac para pequenos sinais do transistor já foi determinado. Como estamos interessados na resposta ac do circuito, todas as fontes dc podem ser substituídas por um potencial nulo equivalente (curto-circuito) uma vez que eles determinam somente a componente dc (nível quiescente) da tensão de saída, e não a amplitude da oscilação ac de saída. Isto é claramente demonstrado na Fig.4.

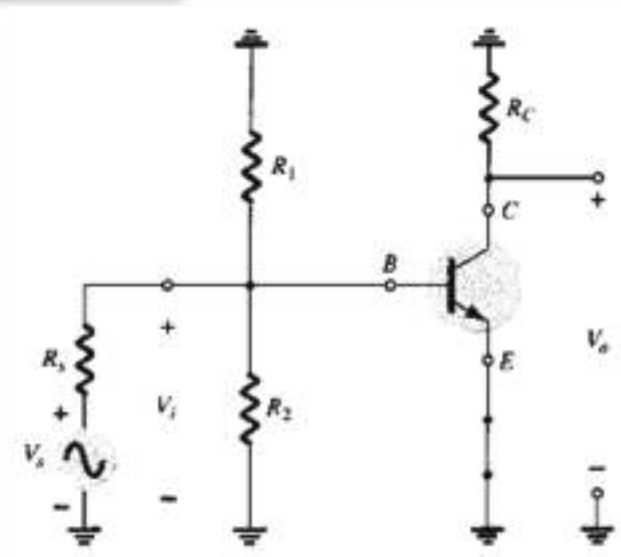
Os níveis dc foram importantes somente para determinar o ponto Q de operação apropriado. Uma vez determinado, os níveis dc podem ser ignorados na análise ac do circuito. Além disso, os condensadores de acoplamento  $C_1$  e  $C_2$  e o condensador de passagem  $C_3$  foram escolhidos para apresentar uma reatância muito pequena nas frequências de



aplicação. Portanto, eles podem, para os devidos fins, ser substituídos por um caminho de baixa resistência ou um curto-circuito.

Fig. 3: Circuito com transistor sob exame nesta discussão introdutória.

Fig. 4: O circuito da Fig.3 após a remoção da fonte dc e a inserção do curto-circuito equivalente para os condensadores



Note que isto acarretará um "curto-circuito" da resistência de polarização  $R_e$ . Lembrando que os condensadores são "circuitos-abertos" sob condições de estado estacionário dc, isto permite uma separação entre estágios para os níveis dc e condições quiescentes. Se estabelecermos um terra comum e rearranjarmos os elementos da Fig.4,  $R_1$  e  $R_2$  ficarão em paralelo, e  $R_c$  aparecerá entre o coletor e o emissor conforme mostrado na Fig.5. Já que os componentes do circuito equivalente do transistor da Fig. 7.5 é constituído por resistências e fontes controladas de tensão, técnicas de análise como sobreposição, teorema de Thévenin, e assim por diante, podem ser aplicadas para determinar as quantidades desejadas.

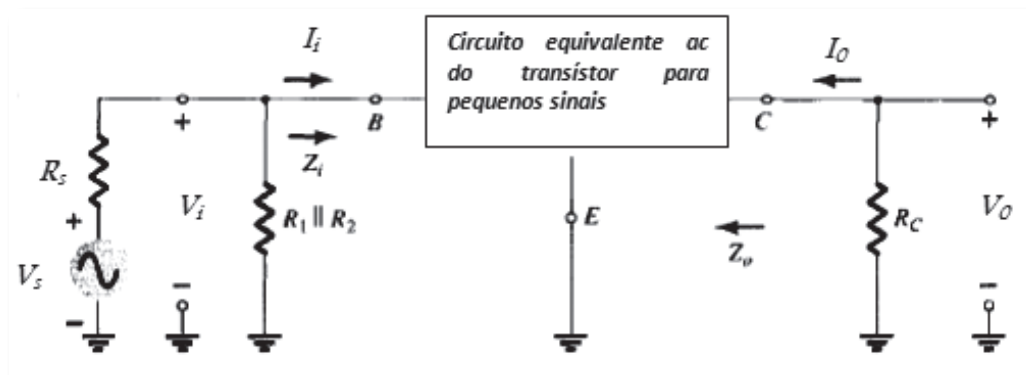


Fig. 5: Circuito da Fig.4 redesenhado para análise ac de pequenos sinais.

Ao examinar a Fig.5 e identificar as quantidades importantes a serem determinadas para o sistema. Como sabemos que o transistor é um dispositivo amplificador, imaginamos esperar alguma indicação de como a tensão de saída  $V_o$  está relacionada à tensão de entrada  $V_i$  - o *ganho em tensão*. Note, na Fig.5, que para esta configuração  $I_i = I_B$  e  $I_o = I_C$ , o qual define o ganho em corrente  $A_i = I_o/I_i$ . A impedância de entrada  $Z_i$  e a impedância de saída  $Z_o$  mostrar-se-ão particularmente importantes nas análises a seguir.

Em resumo, o equivalente ac de um circuito é obtido por:

1. Fixando todas as fontes de tensão dc em zero e substituindo-as por um curto-circuito equivalente.
2. Substituindo todos os condensadores por um curto-circuito equivalente.
3. Removendo todos os elementos em paralelo com os curtos-circuitos equivalentes introduzidos nos passos 1 e 2.
4. Redesenhando o circuito numa forma mais conveniente e lógica.

Nas seções seguintes os circuitos híbridos equivalentes e o circuito  $r_e$  equivalente serão introduzidos para completar a análise ac do circuito da Fig.5.



## Noção de Impedância e Ganho

Antes da investigação dos circuitos equivalentes para TBJs em detalhes, vamos concentrar-nos naqueles parâmetros de um sistema de duas portas que são mais importantes do ponto de vista da análise e projeto. Para o sistema de duas portas (dois pares de terminais) da Fig.6, a seção de entrada (a seção na qual o sinal é geralmente aplicado) é a da esquerda e a seção de saída (onde a carga é ligada) é o lado direito. De fato, para muitos sistemas elétricos e eletrônicos o fluxo geral é, normalmente, da esquerda para a direita. Para ambos os conjuntos de terminais, a impedância entre cada par de terminais sob condições de operações normais é muito importante.



Fig. 6: Sistema de duas portas

### Impedância de Entrada, $Z_i$

Para a seção de entrada, a impedância de entrada  $Z_i$  é definida pela lei de Ohm como se segue:

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i}$$

Se o sinal de entrada  $V_i$  for variado, a corrente  $I_i$  pode ser calculada usando o mesmo nível de impedância de entrada. Por outras palavras:

*Para a análise de pequenos sinais, uma vez determinada a impedância de entrada, o mesmo valor pode ser usado para níveis variados do sinal de entrada.*

Na verdade, veremos nas seções a seguir que a impedância de entrada de um transistor pode ser determinada, aproximadamente, através das condições de polarização, condições estas que não mudam simplesmente porque a amplitude do sinal ac aplicado variou.

E útil ressaltar que para frequências na faixa média e baixa (tipicamente <100 kHz):





A impedância de entrada de um amplificador a transístor TBJ é puramente resistiva, depende do modo como o transístor é empregue, e pode variar de poucos ohms até megaohms.

Além disso:

Um ohmímetro não pode ser usado para medir a impedância de entrada ac para pequenos sinais, já que o ohmímetro opera no modo dc.

A equação  $Z_i = V_i / I_i$  é particularmente útil porque fornece um método de medir a resistência de entrada no domínio ac. Por exemplo, na Fig.7, uma resistência sensor foi adicionada à seção de entrada para permitir a determinação de  $I_i$  usando a lei de Ohm. Um osciloscópio ou multímetro digital (DMM) pode ser usado para medir a tensão  $V_s$  e  $V_i$ . Ambas as tensões podem ser pico-a-pico, pico, ou valores rms, desde que ambos os níveis usem a mesma unidade-padrão. A impedância de entrada é então determinada da seguinte maneira:

$$I_i = \frac{V_s - V_i}{R_{\text{sensor}}}$$

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i}$$

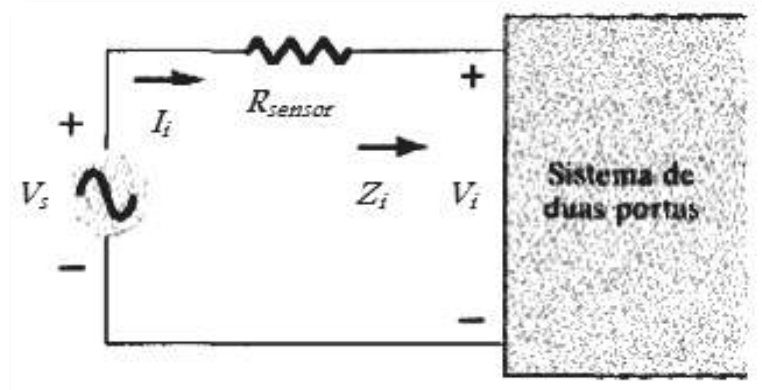


Fig. 7: Determinação de  $Z_i$

A importância da impedância de entrada de um sistema pode ser demonstrada através do circuito da Fig.8. A fonte de sinal tem uma resistência interna de  $600\Omega$ , e o circuito (possivelmente um amplificador a transístor) tem uma resistência de entrada de  $1,2\text{K}\Omega$ . Se a fonte for ideal ( $R_s = 0\Omega$ ), os  $10\text{mV}$  completos serão aplicados ao sistema, porém com



uma impedância da fonte, a tensão de entrada deve ser determinada usando-se a regra do divisor de tensão como se segue:

$$V_i = \frac{Z_i V_S}{Z_i + R_{fonte}} = \frac{(1,2K\Omega)(10mV)}{1,2K\Omega + 0,6K\Omega} = 6,67mV$$

Portanto, somente 66,7% do total do sinal de entrada está disponível na entrada. Se  $Z_i$  fosse somente de  $600\Omega$ , então  $V_i = \frac{1}{2}(10mV) = 5mV$  ou 50% do sinal disponível. Obviamente, se  $Z_i = 8,2K\Omega$ ,  $V_i$  seria de 93,2% do sinal aplicado. O nível de impedância de entrada pode, portanto, ter um impacto significativo no nível do sinal que entra no sistema (ou amplificador).

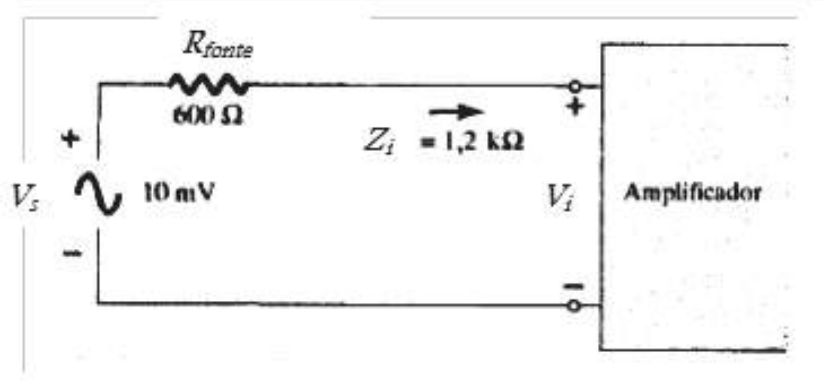
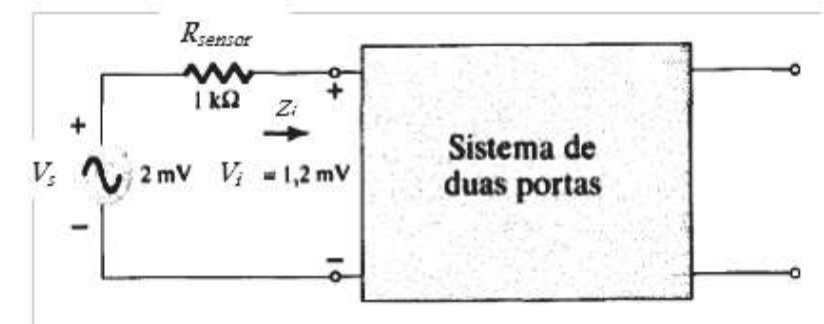


Fig. 8: Demonstração do o impacto de  $Z_i$  sobre a resposta de um amplificador.

Nas seções e capítulos a seguir será demonstrado que a resistência de entrada ac depende de o transistor estar na configuração base-comum, emissor-comum ou coletor-comum e da disposição dos elementos resistivos.

**Exercício:**

1. Para o circuito da figura a seguir, determine o valor da impedância de entrada.



## Impedância de Saída, $Z_o$

A impedância de saída é naturalmente definida no conjunto dos terminais de saída, mas a maneira pela qual é definida é muito diferente daquela da impedância de entrada. Isto é: *A impedância de saída é determinada nos terminais de saída olhando-se para dentro do sistema e com o sinal aplicado fixado em zero.*

Na Fig.9, por exemplo, o sinal aplicado foi fixado em zero volts. Para determinar  $Z_o$ , um sinal  $V$  é aplicado aos terminais de saída e o nível de  $V_o$  é medido com um osciloscópio ou DMM sensível. A impedância de saída é então determinada da seguinte maneira:

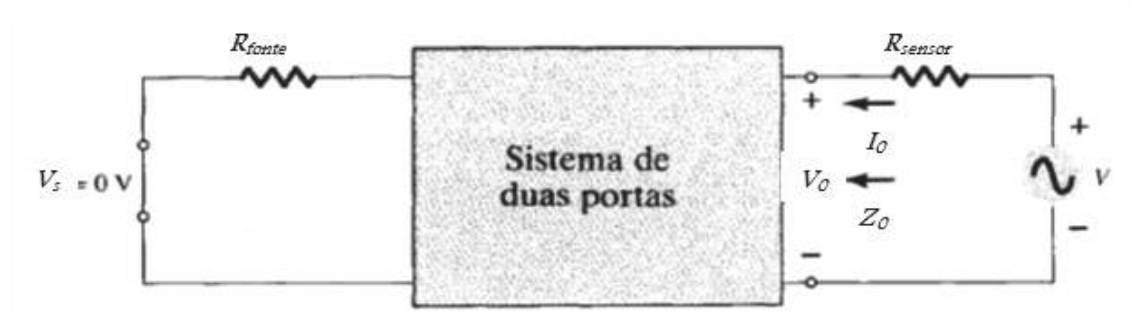


Fig. 9: Determinação de  $Z_o$

$$I_o = \frac{V - V_o}{R_{\text{sensor}}}$$

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o}$$

Em particular, para frequências baixas e médias (tipicamente 100 kHz):

*A impedância de saída de um amplificador transistor TBJ é naturalmente resistiva, e dependendo da configuração e da disposição dos elementos resistivos,  $Z_o$  pode variar de poucos ohms até valores que podem exceder  $2M\Omega$ .*

Além disso:

*Um ohmímetro não pode ser usado para medir a impedância de saída ac para pequenos sinais, já que o ohmímetro opera no modo dc.*

Para configurações de amplificadores onde um ganho significativo de corrente é desejado, o nível de  $Z_o$  deve ser tão grande quanto possível. Como demonstrado pela Fig.10, se  $Z_o \gg R_L$ , a maior parte da corrente de saída do amplificador passará pela carga. Será demonstrado nas seções e capítulos a seguir que  $Z_o$  é geralmente muito



grande quando comparado a  $R_L$ , o que torna possível a sua substituição por um circuito-aberto equivalente.

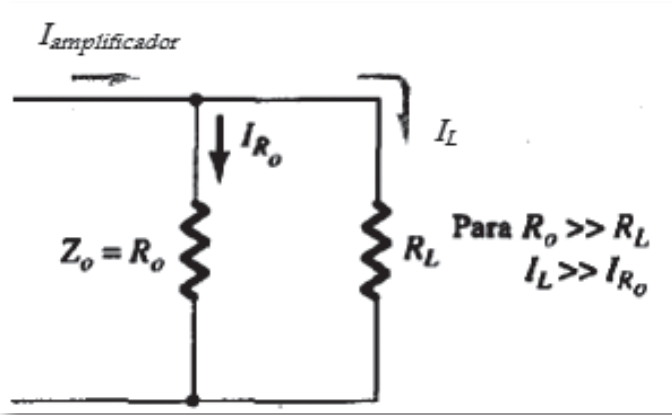
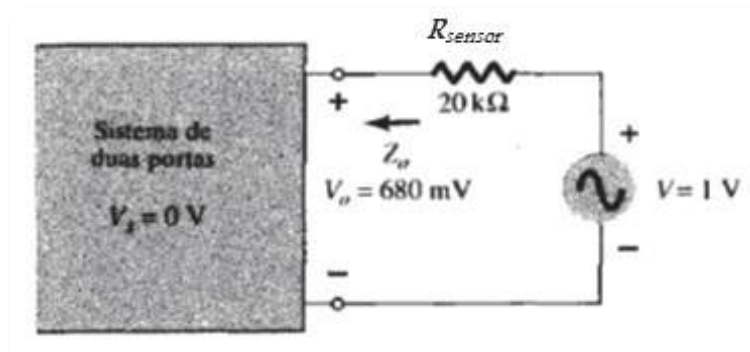


Fig. 10: Efeito de  $Z_o = R_o$  na carga ou na corrente de saída  $I_c$

**Exercício:**

2. Para o circuito da figura a seguir, determine o valor da impedância de saída.



*Ganho em Tensão,  $A_V$*

Uma das mais importantes características de um amplificador é o ganho em tensão ac para pequenos sinais, determinado por:

$$A_V = \frac{V_o}{V_i}$$

Para o sistema da Fig.11, não foi ligada nenhuma carga aos terminais de saída, e o nível do ganho determinado pela equação  $A_V = V_o/V_i$  refere-se a um ganho de tensão sem carga. Isto é,



$$A_{V_{NL}} = \frac{V_0}{V_i}, \text{ com } R_L = \infty \text{ (Circuito aberto)}$$

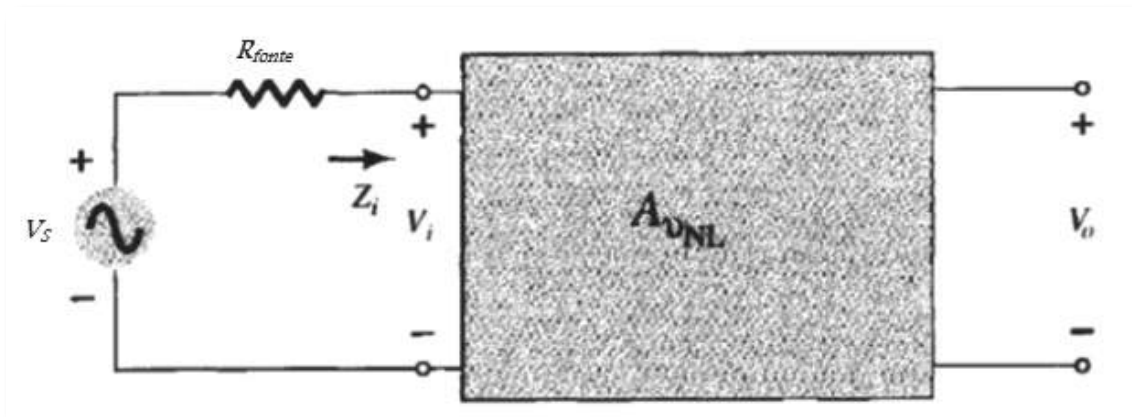


Fig. 11: Determinação do ganho em tensão sem carga

Para o sistema de Fig.11, tendo uma resistência de fonte  $R_S$ , o nível  $V_i$  teria que ser determinado primeiro usando a regra do divisor de tensão antes do ganho  $V_0/V_S$  ser calculado. Isto é,

$$V_i = \frac{Z_i V_S}{Z_i + R_S}, \text{ com } \frac{V_i}{V_S} = \frac{Z_i}{Z_i + R_S}$$

e

$$A_V = \frac{V_0}{V_i} = \left(\frac{V_i}{V_S}\right) \left(\frac{V_0}{V_i}\right)$$

portanto

$$A_V = \frac{V_0}{V_i} = \frac{Z_i}{Z_i + R_S} \times A_{V_{NL}}$$

Experimentalmente, o ganho de tensão  $A_V$  ou  $A_{V_{NL}}$  pode ser determinado simplesmente medindo os níveis de tensão apropriados com um osciloscópio ou DMM sensível e substituindo dentro das equações apropriadas.

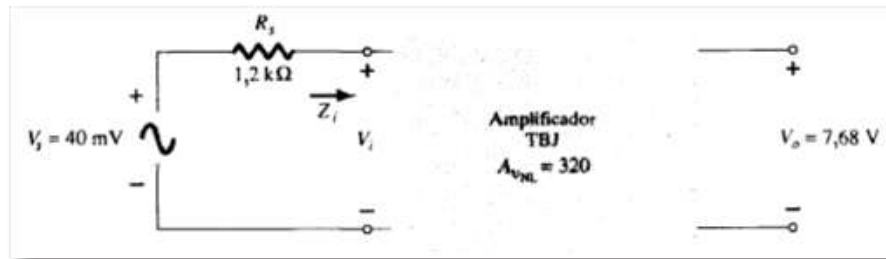
*Dependendo da configuração, o valor do ganho de tensão para um amplificador a transístor de estágio simples com carga varia, tipicamente, de pouco mais de 1 até algumas centenas. Um sistema multiestágio (várias unidades), entretanto, pode ter um ganho de tensão em torno de milhares de vezes.*



**Exercício:**

3. Para o amplificador da Fig. determine:

- a.  $V_i$
- b.  $I_i$
- c.  $Z_i$
- d.  $A_v$



*Ganho em Corrente,  $A_i$*

O último parâmetro a ser discutido é o ganho de corrente definido por:

$$A_i = \frac{I_o}{I_i}$$

Embora na maioria das vezes o ganho de tensão seja o item de menor interesse, é todavia um parâmetro importante que pode ter um impacto significativo na eficiência global do projeto. Em geral:

*Para amplificadores TBJ, o ganho de corrente varia tipicamente entre pouco menos de 1 até um nível que pode ser maior que 100.*

Para a situação da carga da Fig.12,

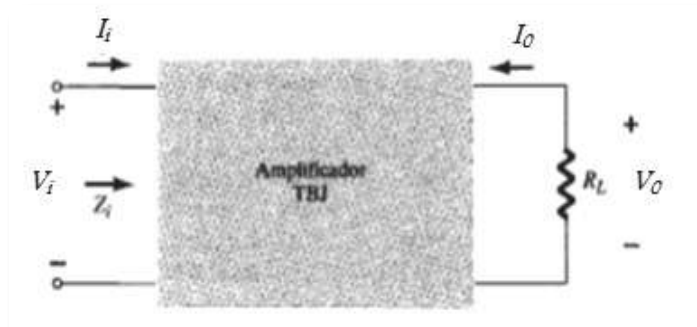


Fig. 12: Determinação do ganho de corrente com carga

$$I_i = \frac{V_i}{Z_i} \quad e \quad I_o = -\frac{V_o}{R_L}$$

com

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{V_o/R_L}{V_i/Z_i} = \left( \frac{V_o Z_i}{V_i R_L} \right)$$

e

$$A_i = -A_v \left( \frac{Z_i}{R_L} \right)$$

Esta ultima equação permite a determinação do ganho de corrente em função do ganho de tensão e dos níveis de impedância.



## MODELO $r_e$ DO TRANSISTOR

O modelo  $r_e$  emprega um díodo e uma fonte controlada de corrente para duplicar o funcionamento do transistor na região de interesse. Lembre que a fonte de corrente controlada por corrente é aquela onde seus parâmetros são controlados por uma corrente de outro ramo do circuito. De fato: em geral:

*Amplificadores a transistor TBJ são classificados como dispositivos controlados por corrente.*

### Configuração Base-Comum

Na Fig.13a um transistor *pn*p em base-comum foi colocado dentro de uma estrutura de duas-portas. Na Fig.13b o modelo  $r_e$  do transistor foi colocado entre os mesmos quatro terminais. Como foi notado na Seção "Modelagem do Transistor", o modelo (circuito equivalente) foi escolhido de tal forma que representa uma aproximação do funcionamento do dispositivo que ele está a substituir na região operacional de interesse. Por outras palavras, o resultado obtido com o modelo em questão estará relativamente próximo daquele obtido com o transistor real.

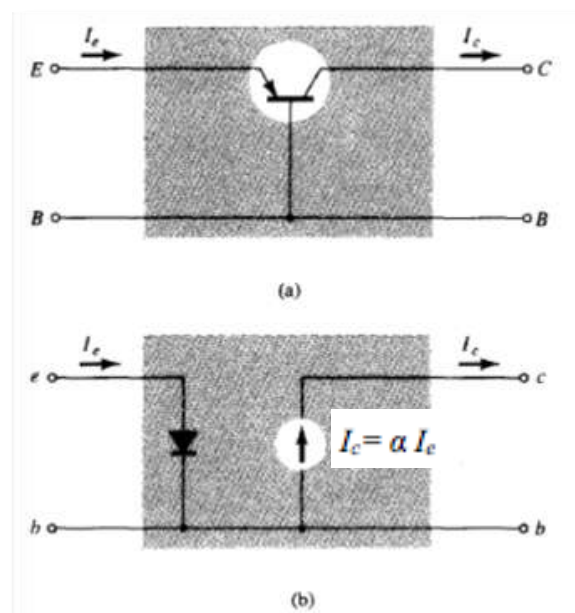


Fig. 13: (a) Transistor TBJ em base-comum; (b) modelo  $r_e$  para a configuração da fig. 13<sup>a</sup>



Para a junção base-emissor do transistor da Fig.13a, o díodo equivalente da Fig.13b entre os mesmos dois terminais parece muito apropriado. A fonte de corrente da Fig.13b estabelece o fato que  $I_c = \alpha I_e$  com a corrente controladora  $I_e$  aparecendo no lado da entrada do circuito equivalente conforme mostra a Fig.13a. Estabelecemos, portanto, uma equivalência nos terminais de entrada e saída, com a fonte controlada por corrente, fazendo uma ligação entre as duas.

Lembrando que, a resistência ac de um díodo pode ser determinada pela equação  $R_{ac} = 26mV/I_D$ , onde  $I_D$  é a corrente dc através do díodo no ponto-Q (quiescente). Esta mesma equação pode ser usada para achar a resistência ac do díodo da Fig.13b se simplesmente substituirmos a corrente de emissor como se segue:

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

O subscrito  $e$  de  $r_e$  foi escolhido para enfatizar que é o nível dc da corrente de emissor que determina o nível ac da resistência do díodo da Fig.13b. Substituindo o valor resultante de  $r_e$  na Fig.13b resultará no modelo bastante útil da Fig.14.

Devido ao isolamento que existe entre os circuitos da entrada e saída da Fig.14, deve ser óbvio que a impedância de entrada  $Z_i$  para a configuração base-comum de um transistor é simplesmente  $r_e$ . Ou seja,

$$Z_i = r_e$$

Para a configuração base-comum, valores típicos de  $Z_i$  atingem a faixa de poucos ohms até um máximo de cerca de 50Ω.

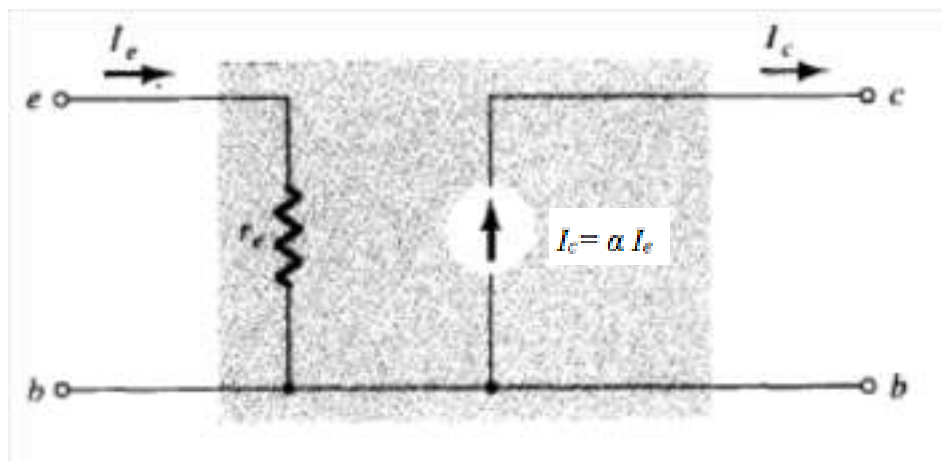


Fig. 14: Circuito re equivalente base comum





Para a impedância de saída, se fixarmos o sinal em zero, então  $I_e = 0A$  e  $I_c = \alpha I_e = \alpha (0A) = 0A$ , resultando num circuito aberto equivalente para os terminais de saída. O resultado é que para o modelo da Fig.14,

$$Z_o \cong \infty$$

De fato:

*Para a configuração base-comum, valores típicos de  $Z_o$  estão na faixa de megahms.*

A resistência de saída da configuração base-comum é determinada pela inclinação das retas das curvas características de saída como mostrado na Fig.15. Assumindo que as linhas sejam perfeitamente horizontais (uma excelente aproximação) resultaria na conclusão da equação anterior  $Z_o \cong \infty$ . Se medirmos  $Z_o$  graficamente com cuidado ou experimentalmente, serão obtidos níveis que vão tipicamente de 1- a 2-M $\Omega$ .

*Em geral, para a configuração base-comum a impedância de entrada é relativamente pequena e a impedância de saída muito alta.*

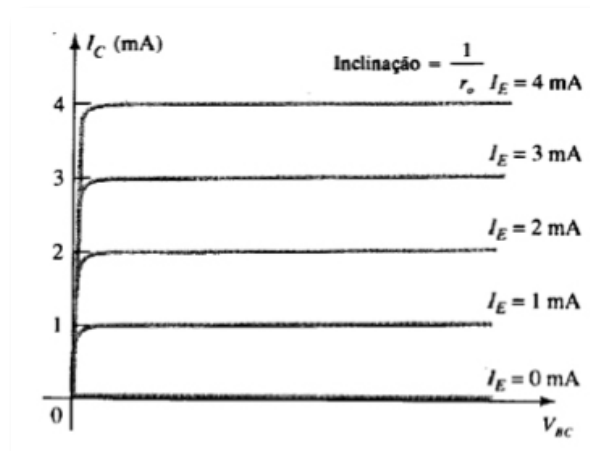


Fig. 15: Definição de  $Z_o$

O ganho de tensão será agora determinado para o circuito da Fig. 16.

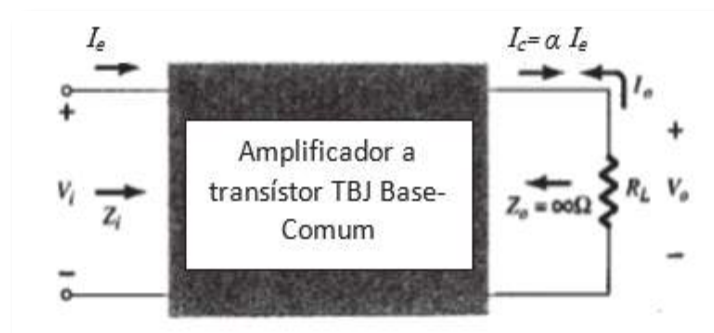


Fig. 16: Definição de  $A_v = V_o/V_i$  para a configuração base-comum



$$V_O = -I_O R_L = -(-I_C) R_L = \alpha I_E R_L$$

e

$$V_i = I_E Z_i = I_E r_e$$

tal que

$$A_V = \frac{V_O}{V_i} = \frac{\alpha I_E R_L}{I_E r_e}$$

e

$$A_V = \frac{\alpha R_L}{r_e} = \frac{R_L}{r_e}$$

Para o ganho de corrente,

$$A_i = \frac{I_O}{I_i} = -\frac{I_C}{I_E} = -\frac{\alpha I_E}{I_E}$$

e

$$A_i = -\alpha \cong -1$$

O fato de a polaridade da tensão  $V_O$ , quando determinada através da corrente  $I_C$ , ser a mesma que foi definida pela Fig.16 (i.e., o lado negativo está no potencial terra) revela que  $V_O$  e  $V_i$  estão em fase para a configuração base-comum. Para um transistor *npn* em configuração base-comum, a equivalência será vista como mostra a Fig.17.

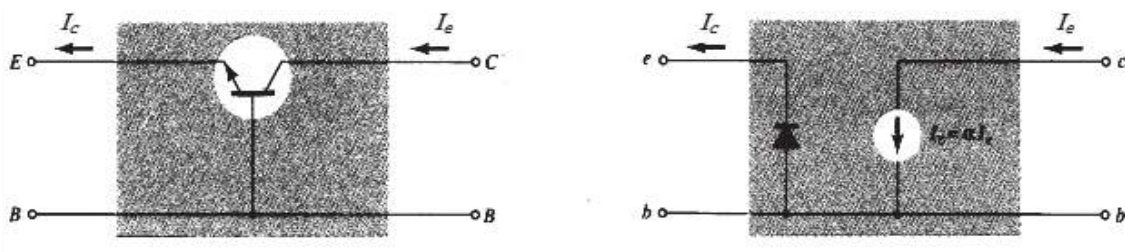


Fig. 17: Modelo aproximado para a configuração de um transistor *npn* em base-comum.

**Exercício:**

1. Para a configuração base-comum da Fig.14, com  $I_E = 4\text{mA}$ ,  $\alpha = 0,98$ , e um sinal ac de 2mV aplicado entre os terminais de base e emissor:
  - a. Determine a impedância de entrada.
  - b. Calcule o ganho de tensão se uma carga de  $0,56\text{k}\Omega$  for ligada aos terminais de saída.
  - c. Ache a impedância de saída e o ganho de corrente.



## Configuração Emissor-Comum

Para a configuração emissor-comum da Fig.18a, os terminais de entrada são a base e o emissor do transistor, mas, agora, os terminais do coletor e emissor são a saída. Além disso, o terminal emissor é agora comum para as portas de entrada e a saída do amplificador.

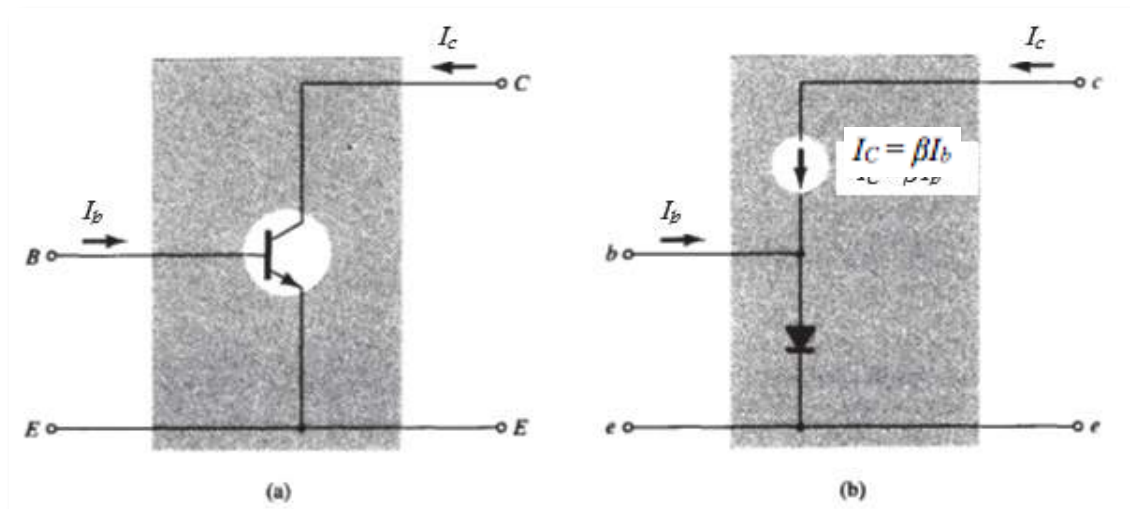


Fig. 18: (a) Transistor TBJ emissor-comum; (b) modelo aproximado para a configuração da Fig.18a.

Substituindo o circuito  $r_e$  equivalente para o transistor *npn*, resultará na configuração da Fig.18b. Note que a fonte controlada por corrente está ainda conectada entre os terminais da base e coletor, e o diodo, entre os terminais da base e emissor. Nesta configuração a corrente de base é a corrente de entrada, enquanto a corrente de saída é ainda  $I_C$ . Relembre do módulo anterior, que as correntes de base e coletor estão relacionados pela seguinte equação:

$$I_C = \beta I_B$$

A corrente através do diodo é, portanto, determinada por

$$I_E = I_C + I_B = \beta I_B + I_B$$

e

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

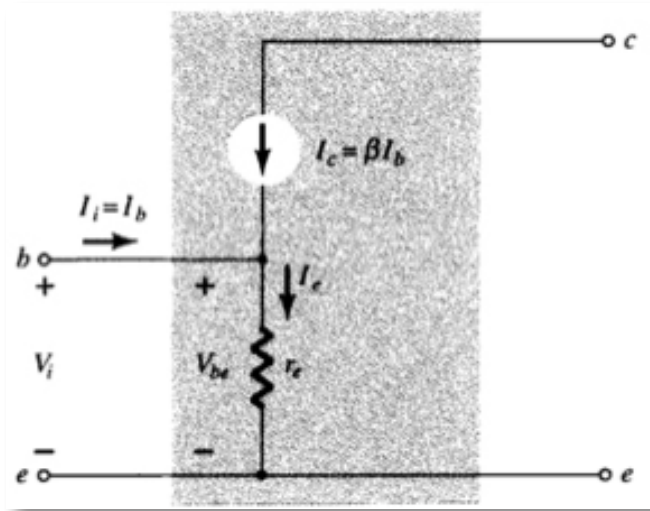
Entretanto, como  $\beta$  ac é geralmente muito maior que 1, usaremos a seguinte aproximação para a análise de corrente:

$$I_E \cong \beta I_B$$



A impedância de entrada é determinada pela seguinte relação:

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = \frac{V_{BE}}{I_B}$$



A tensão  $V_{BE}$  é aquela medida através do díodo como mostra a Fig.19. O nível de  $r_e$  é ainda determinado pela corrente  $I_E$ .

Fig. 19: Determinação de  $Z_i$  usando o modelo aproximado.

Usando a lei de Ohm temos

$$V_i = V_{BE} = I_E r_e \cong \beta I_B r_e$$

Substituindo, encontramos:

$$Z_i = \frac{V_{BE}}{I_B} \cong \frac{\beta I_B r_e}{I_B} = \beta r_e$$

Em essência, esta ultima equação afirma que a impedância de entrada para uma situação tal como a mostrada na Fig.20 é beta vezes o valor de  $r_e$ . Por outras palavras, um elemento resistivo no braço emissor é refletido para o circuito de entrada com um fator multiplicativo  $\beta$ . Por exemplo, se  $r_e = 6,5\Omega$  como no exercício anterior e  $\beta = 160$  (bem típico), a impedância de entrada aumentou para um nível de:

$$Z_i = \beta r_e = (160)(6,5\Omega) = 1,04K\Omega$$

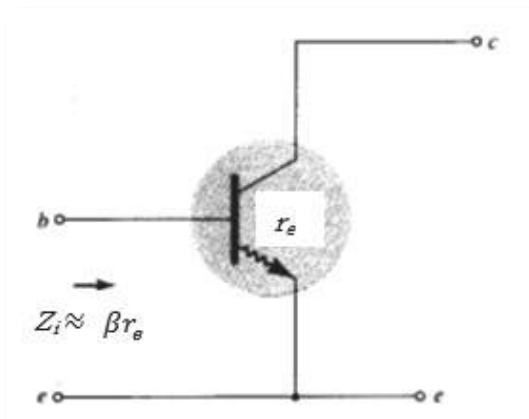


Fig. 20: Impacto de  $r_e$  na impedância de entrada.



Para a configuração emissor-comum, valores típicos de  $Z_i$  definidos por  $\beta r_e$  atingem uma faixa de poucas centenas de ohms até kilo ohm, com máximos de aproximadamente 6-7 kilo ohms.

Para a impedância de saída, as características de interesse estão nas curvas da Fig.21. Note que a inclinação das curvas aumenta com o aumento da corrente de coletor. Quanto maior a inclinação, menor o nível da impedância de saída ( $Z_o$ ). O modelo  $r_e$  da Fig.18 não inclui uma impedância de saída, mas se estiver disponível por uma análise gráfica ou de data sheets ela pode ser incluída, como mostra a Fig.22.

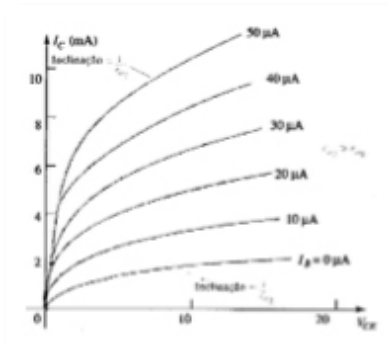


Fig. 21: Definição de  $r_e$  para a configuração emissor-comum.

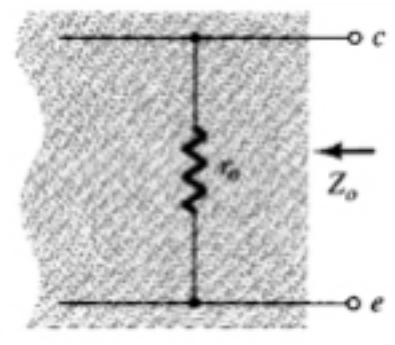


Fig. 22: Inclusão de  $r_e$  no circuito equivalente do transistor.

Para a configuração emissor-comum, valores típicos de  $Z_o$  estão na faixa de 40 a 50 k $\Omega$ . Para o modelo da Fig.22, se o sinal aplicado for zero, a corrente  $I_c$  é 0A e a impedância de saída é:

$$Z_o = r_o$$

Obviamente, se a contribuição devida a  $r_o$  for ignorada como no modelo  $r_e$ , a impedância de saída é definida por  $Z_o = \infty\Omega$ .

O ganho de tensão para a configuração emissor-comum será agora determinado para a configuração da Fig.23 assumindo que  $Z_o = \infty\Omega$ . O efeito de incluir  $r_o$  será considerado mais à frente.



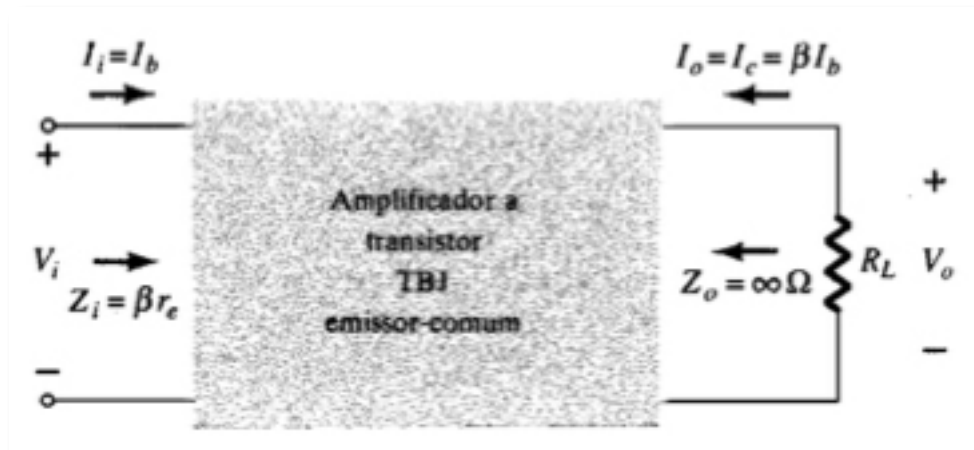


Fig. 23: Determinação do ganho de tensão e de corrente para o amplificador a transistor em emissor-comum.

Para a direção definida de  $I_o$  e polaridade de  $V_o$ ,

$$V_o = -I_o R_L$$

O sinal menos (-) simplesmente reflete o fato de que a direção de  $I_o$  na Fig.23 estabelecerá uma tensão  $V_o$  De polaridade oposta.

Continuando, temos:

$$I_B = -I_o R_L = -I_C R_L = -\beta I_B R_L$$

e

$$V_i = I_i Z_i = I_B \beta r_e$$

onde

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{\beta I_B R_L}{I_B \beta r_e}$$

e

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

O sinal de menos (-) resultante para o ganho de tensão revela que as tensões de entrada e saída estão desfasadas de 180°.

O ganho de corrente para a configuração da Fig.23:

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{I_C}{I_B} = \frac{\beta I_B}{I_B}$$

$$A_i = \beta$$



Usando o fato de que a impedância de entrada é  $\beta r_e$ , que a corrente de coletor é  $\beta I_b$  e que a impedância de saída é  $r_o$ , o modelo equivalente da Fig.24 pode ser uma ferramenta eficaz na análise a seguir. Considerando valores típicos para os parâmetros, a configuração emissor-comum pode ser considerada tendo um nível moderado de impedância de entrada, um alto ganho de tensão e corrente, e uma impedância de saída que pode ser incluída na análise do circuito.

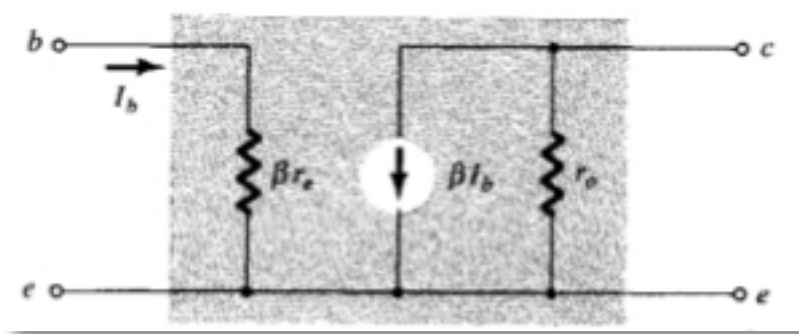


Fig. 24: Modelo  $r_e$  para a configuração do transistor em emissor-comum

#### Exercício:

2. Dado  $\beta = 120$  e  $I_E = 3,2\text{mA}$  para uma configuração emissor comum com  $r_o = \infty\Omega$ , determine:

- $Z_i$
- $A_i$
- $A_v$  se uma carga de  $2\text{k}\Omega$  é aplicada.

### Configuração Coletor-Comum

Em vez de definir um novo modelo para a configuração coletor comum, aplica-se, normalmente, o modelo da Fig.18 utilizado para a configuração emissor-comum. Nos capítulos subsequentes, algumas configurações coletor-comum serão investigadas, e o efeito da utilização do mesmo modelo tomar-se-á muito claro.



## Modelo Híbrido Equivalente

Foi dito que o modelo  $r_e$  para um transistor é sensível ao nível dc de operação do amplificador. O resultado é uma resistência de entrada que varia com o ponto dc de operação. Para o modelo híbrido equivalente, descrito nesta seção, os parâmetros são definidos num ponto de operação que pode ou não refletir as condições reais de operação do amplificador. Isto é devido ao fato de que as tabelas de especificações não podem fornecer parâmetros para um circuito equivalente, qualquer que seja o ponto de operação. Elas devem escolher condições de operação que acreditam refletir as características gerais do dispositivo.

Os parâmetros híbridos, mostrados na Fig.25, são tirados da folha de especificações do transistor 2N4400. Os valores são fornecidos para uma corrente de coletor de 1mA e uma tensão coletor-emissor de 10V. Além disso, uma faixa de valores é fornecida para cada parâmetro como um guia para um projeto inicial ou análise de um sistema. Uma vantagem óbvia da lista fornecida pela folha de especificações é o conhecimento imediato de níveis típicos para os parâmetros do dispositivo quando comparado com outros transistores.

As quantidades  $h_{ie}$ ,  $h_{re}$ ,  $h_{fe}$ , e  $h_{oe}$  da Fig.25 são chamadas de parâmetros híbridos ou dinâmicos, e são os componentes de um circuito equivalente para pequenos sinais a ser descrito sucintamente. Por anos, o modelo híbrido com todos os seus parâmetros foi o modelo escolhido pelas comunidades educacionais e industriais.

		Mín.	Máx.	
Impedância de entrada ( $I_c = 1 \text{ mA dc}$ , $V_{ce} = 10 \text{ V dc}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ ) 2N4400	$h_{ie}$	0,5	7,5	k $\Omega$
Realimentação de tensão ( $I_c = 1 \text{ mA dc}$ , $V_{ce} = 10 \text{ V dc}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ )	$h_{re}$	0,1	8,0	$\times 10^{-4}$
Ganho de corrente para pequenos sinais ( $I_c = 1 \text{ mA dc}$ , $V_{ce} = 10 \text{ V dc}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ ) 2N4400	$h_{fe}$	20	250	—
Admitância de saída ( $I_c = 1 \text{ mA dc}$ , $V_{ce} = 10 \text{ V dc}$ , $f = 1 \text{ kHz}$ )	$h_{oe}$	1,0	30	1 $\mu\text{S}$

Fig. 25: Parâmetros híbridos para o transistor 2N4400





Atualmente, porém, o modelo  $r_e$  é usado com mais frequência, mais comumente com o parâmetro  $h_{oe}$  do modelo híbrido equivalente, para fornecer alguma medida da impedância de saída.

Já que as folhas de especificações fornecem os parâmetros híbridos e o modelo híbrido continua a receber uma boa dose de atenção, é muito importante que este modelo seja discutido com detalhes neste módulo. Feito isso, as similaridades entre os modelos  $r_e$  e híbrido serão muito evidentes. Na verdade, uma vez definidos os componentes de um modelo para um ponto de operação em particular, os parâmetros do outro modelo estarão imediatamente disponíveis.

A descrição do modelo híbrido equivalente será iniciada com o sistema geral de duas portas da Fig.26. O conjunto a seguir de equações constitui apenas um dos vários modos pelos quais as quatro variáveis da Fig.26 podem ser relacionadas.

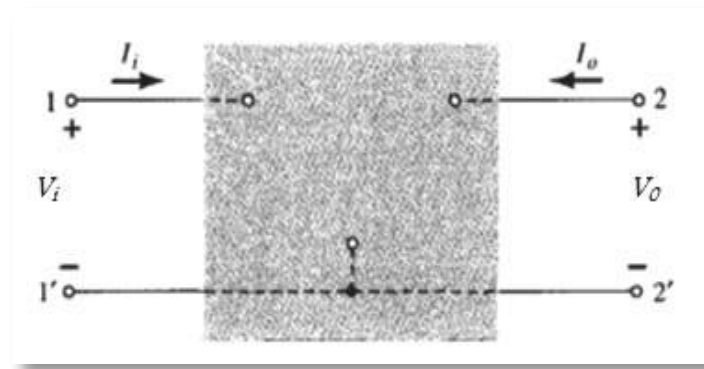


Fig. 26: Sistema de duas portas

É a mais usada em análise de circuitos a transístor, e portanto, será discutida em detalhes neste capítulo.

$$V_i = h_{11}I_i + h_{12}V_o$$

$$I_o = h_{21}I_i + h_{22}V_o$$

Os parâmetros relacionando as quatro variáveis são chamados *parâmetros h* da palavra "híbrido". O termo "híbrido" foi escolhido devido à mistura de variáveis ( $V$  e  $I$ ) em cada equação, resultando num conjunto "híbrido" de unidades de medida para os parâmetros  $h$ . Um entendimento bem claro do que os parâmetros  $h$  representam e como nós podemos determinar suas amplitudes pode ser feito isolando-se cada um e examinando-se as relações obtidas.



Se arbitrariamente fizermos  $V_o = 0$  (curto-circuito nos terminais de saída), e resolvermos para  $h_{11}$  na equação anterior, resultará o seguinte:

$$h_{11} = \frac{V_i}{I_i} \text{ (ohms), para } V_o = 0$$

A relação indica que o parâmetro  $h_{11}$  é um parâmetro de impedância com as unidades de ohms. Já que é a razão da tensão de entrada para a corrente de entrada com os terminais de saída "curto-circuitados", é chamado de parâmetro de impedância de entrada de curto-circuito. O subscrito 11 de  $h_{11}$  é devido ao fato de que o parâmetro é determinado pela relação de quantidades medidas nos terminais de entrada.

Se  $I_i$  é feito igual a zero abrindo-se os terminais de entrada, resultará o seguinte para  $h_{12}$ :

$$h_{12} = \frac{V_i}{V_o}, \text{ para } I_i = 0$$

O parâmetro  $h_{12}$ , portanto, é a relação da tensão de entrada pela tensão de saída com a corrente de entrada igual a zero. Não há unidade associada pois é uma razão entre níveis de tensão e é chamada de parâmetro de relação de transferência de tensão reversa de circuito-aberto. O subscrito 12 de  $h_{12}$  mostra que o parâmetro é uma quantidade de transferência determinada pela razão de medidas da entrada para a saída. O primeiro inteiro do subscrito define a quantidade medida que aparece no numerador, o segundo inteiro define a quantidade que aparece no denominador.

O termo inverso é incluído porque a razão compreende uma tensão de entrada sobre uma tensão de saída, inversa da razão normalmente de interesse.

Se na equação:  $I_o = h_{21} I_i + h_{22} V_o$  fixarmos  $V_o$  igual a zero ao novamente darmos um curto-circuito nos terminais de saída, resultará o seguinte para  $h_{21}$ :

$$h_{21} = \frac{I_o}{I_i}, \text{ para } V_o = 0$$

Note que temos agora a relação de uma quantidade de saída por uma quantidade de entrada. O termo direto será usado então em vez de inverso, como foi indicado para  $h_{12}$ . O parâmetro  $h_{21}$  é a relação da corrente de saída pela corrente de entrada com os terminais de saída "curto-circuitados". Este parâmetro, assim como  $h_{12}$ , não tem unidades, uma vez que é uma razão entre níveis de corrente. É formalmente chamado parâmetro de razão de transferência direta de corrente de curto-circuito. O subscrito 21



novamente indica que é um parâmetro de transferência com a quantidade de saída no numerador e a quantidade de entrada no denominador.

O último parâmetro,  $h_{22}$ , pode ser determinado abrindo-se novamente os terminais de entrada para fazer  $I_i=0$  e resolvendo para  $h_{22}$  na equação  $I_o = h_{21} I_i + h_{22} V_o$ :

$$h_{22} = \frac{I_o}{V_o} \text{ (siemens), para } I_i = 0$$

Como é a razão da corrente de saída pela tensão de saída, este parâmetro representa a condutância de saída e é medido em siemens (S). É chamado de parâmetro de admitância de saída de circuito aberto. O subscrito 22 revela que é determinado por uma relação de quantidades de saída.

Já que a unidade de cada termo da equação:  $V_i = h_{11} I_i + h_{12} V_o$  é volt, vamos aplicar a lei das tensões de Kirchhoff "ao contrário" para encontrar um circuito que "corresponde" à equação. Realizando esta operação, resultará no circuito da Fig.27. Como o parâmetro  $h_{11}$  tem a unidade ohm, ele é representado por uma resistência na Fig.27. A quantidade  $h_{12}$  não tem unidade e, portanto, simplesmente aparece como um fator multiplicativo do termo de "realimentação" no circuito de entrada.

Como cada termo da equação  $I_o = h_{21} I_i + h_{22} V_o$  tem unidade de corrente, vamos agora aplicar a lei das correntes de Kirchhoff "ao contrário" para obter o circuito da Fig.28. Já que  $h_{22}$  tem unidade de admitância, que para o modelo do transistor representa condutância, ele é representado pelo símbolo da resistência. Tenha em mente, porém, que a resistência em ohms é igual ao recíproco da condutância ( $1/h_{22}$ ).

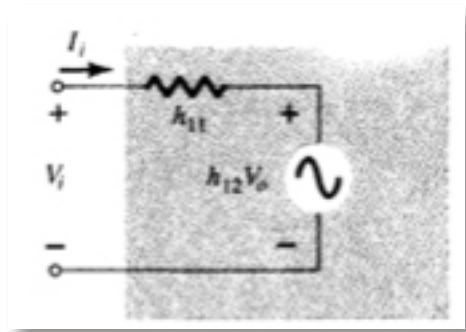


Fig. 27: Circuito híbrido equivalente de entrada

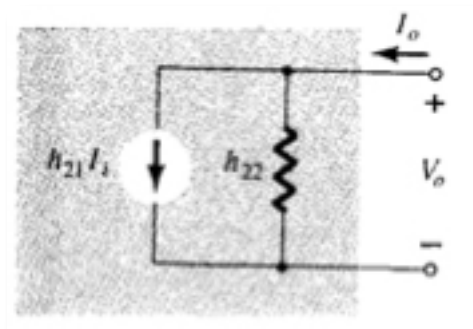


Fig. 28: Circuito híbrido equivalente de saída



O circuito “ac” equivalente completo para o dispositivo linear básico de três terminais está indicado na Fig.29 com um novo conjunto de subscritos para os parâmetros  $h$ . A notação da Fig.29 é de natureza mais prática, pois relaciona os parâmetros  $h$  com as relações apresentadas obtidas nos últimos parágrafos. A escolha das letras utilizadas é justificada pelo seguinte:

$h_{11}$  → Resistência de entrada →  $h_i$

$h_{12}$  → Razão de transferência de tensão inversa →  $h_r$

$h_{21}$  → Razão de transferência direta de corrente →  $h_f$

$h_{22}$  → Condutância de saída →  $h_o$

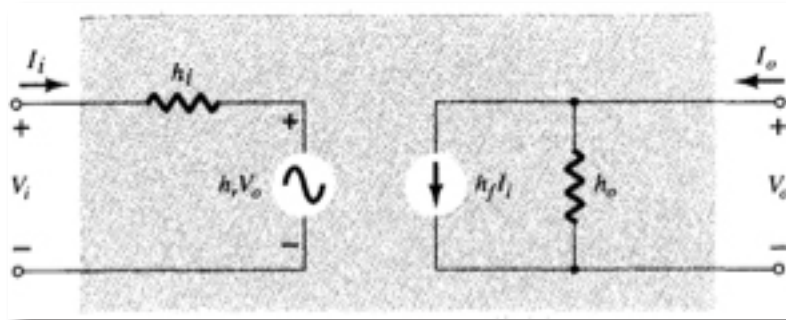


Fig. 29: Circuito híbrido equivalente completo

O circuito da Fig.29 é aplicável para qualquer dispositivo linear eletrônico de três terminais ou sistema com fontes internas independentes. Para o transistor, porém, embora ele possua três configurações básicas, elas são todas configurações de três terminais, de forma que o circuito equivalente resultante terá o mesmo formato que o mostrado na Fig.29. Em cada caso, o ramo inferior das seções de entrada e saída do circuito da Fig.29 pode ser conectada como mostrado na Fig.30, desde que o nível de potencial seja o mesmo. Essencialmente, o modelo do transistor é um sistema de três terminais com duas portas. Os parâmetros  $h$ , entretanto, mudarão de acordo com a configuração.

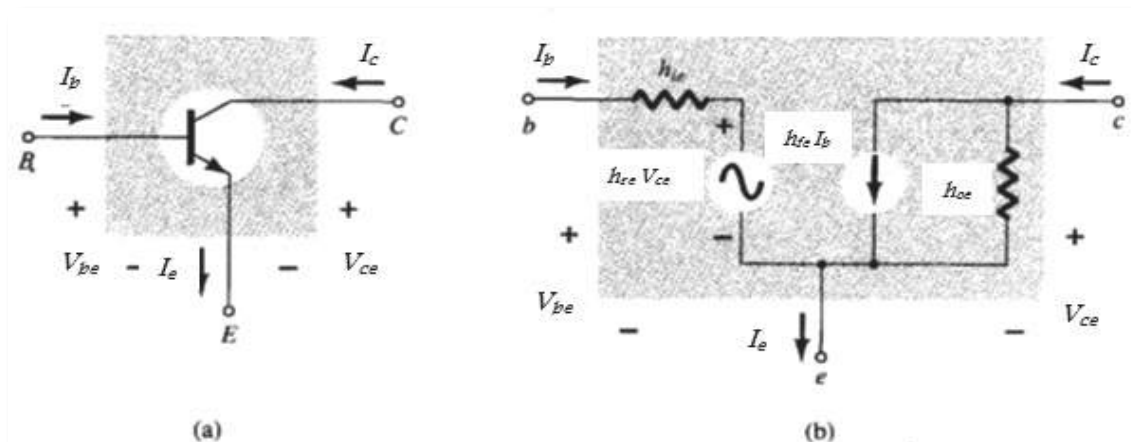


Fig. 30: Configuração emissor-comum: (a) símbolo gráfico; (b) circuito híbrido equivalente



Para distinguir qual parâmetro foi usado ou qual está disponível, um segundo parâmetro foi acrescentado à notação do parâmetro  $h$ . Para a configuração base-comum a letra minúscula "b" foi adicionada, enquanto para as configurações emissor-comum e coletor-comum as letras "e" e "c" foram adicionadas, respectivamente.

O circuito híbrido equivalente para a configuração emissor-comum aparece com a notação-padrão na Fig.30. Note que  $I_i = I_b$ ,  $I_o = I_c$  e através da aplicação da lei das correntes de Kirchhoff,  $I_e = I_b + I_c$ . A tensão de entrada é agora  $V_{bc}$  com a tensão de saída  $V_{cc}$ . Para a configuração base-comum da Fig.31,  $I_i = I_e$  e  $I_o = I_c$  com  $V_{be} = V_f$  e  $V_{cb} = V_o$ . Os circuitos das Figs.30 e 31 são aplicáveis para transistores *pn*p e *np*n.

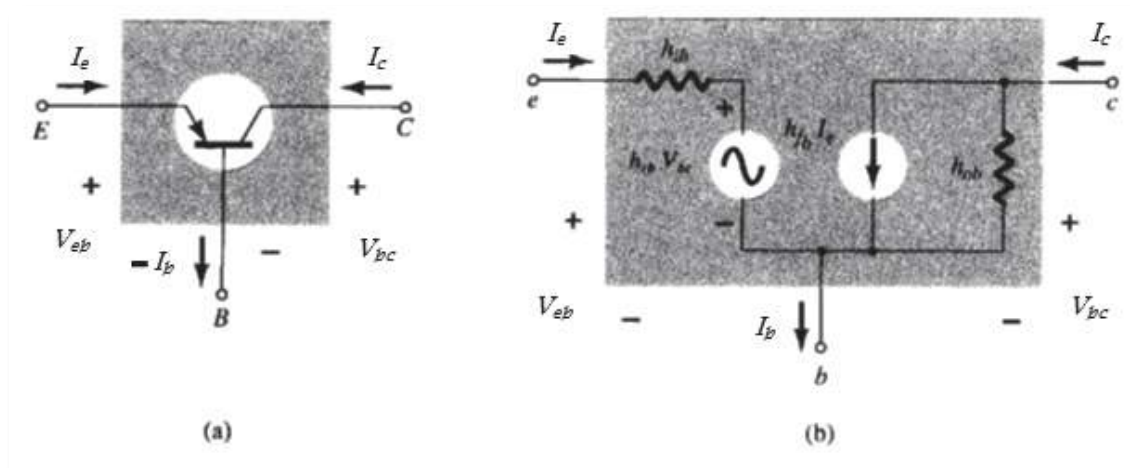


Fig. 31: Configuração base-comum: (a) símbolo gráfico; (b) circuito híbrido equivalente

O fato de que ambos os circuitos de Thévenin e Norton aparecem no circuito da Fig.29 representa um motivo a mais para chamarmos o circuito resultante de circuito *híbrido* equivalente.

Dois circuitos adicionais equivalentes com transistor, que não serão discutidos neste texto, chamados de circuitos equivalentes com parâmetro  $z$  e parâmetro  $y$ , utilizam a fonte de tensão ou a fonte de corrente, mas não ambas no mesmo circuito equivalente. Em geral, nas configurações emissor-comum e base-comum, os valores  $h_r$  e  $h_o$  permitem que eles ( $h_r$  e  $h_o$ ) não sejam incluídos no modelo, não afetando consideravelmente os resultados obtidos para os importantes parâmetros  $Z_i$ ,  $Z_o$ ,  $A_v$  e  $A_i$ .

Como, normalmente,  $h_r$  é uma quantidade relativamente pequena, a sua remoção é aproximada por  $h_r = 0$  e  $h_r V_o = 0$ , resultando num equivalente a curto-circuito para o elemento de realimentação, conforme mostra a Fig.32. Em geral, a resistência



determinada por  $1/h_o$  é grande o suficiente para ser ignorada em comparação com uma carga paralela; o que permite a sua substituição por um equivalente a circuito-aberto para os modelos EC e BC, como mostrado na Fig.32.

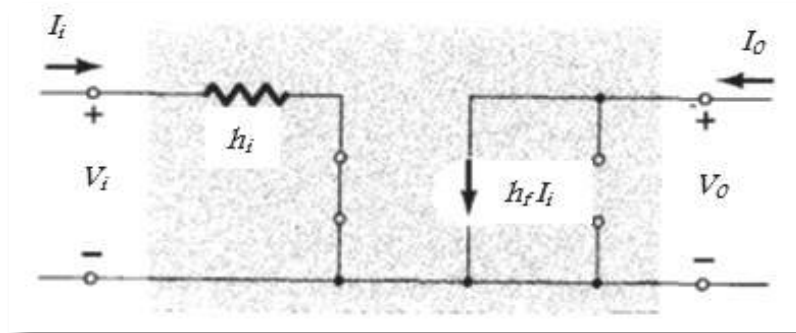


Fig. 32: Efeito da remoção de  $h_{re}$  e  $h_{oe}$  no circuito híbrido equivalente.

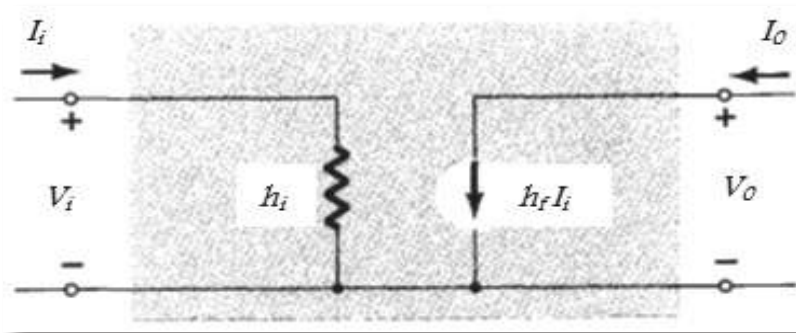


Fig. 33: Modelo do circuito híbrido equivalente aproximado

O circuito equivalente resultante da Fig.33 é muito similar à estrutura geral dos circuitos equivalentes base-comum e emissor-comum obtida com o modelo  $r_e$ . O circuito híbrido equivalente e os modelos  $r_e$  para cada configuração foram repetidos na Fig.34 para fins de comparação. Deve ficar claro, da Fig.34a, que:

$$h_{ie} = \beta r_e$$

e

$$h_{fe} = \beta ac$$

Da Fig.34b

$$h_{ib} = r_e$$

e

$$h_{fb} = -\alpha \cong -1$$



Particularmente, note que o sinal de menos da última equação leva em conta o fato que a fonte de corrente do circuito híbrido equivalente-padrão está a apontar para baixo em vez de estar na direção real como mostrado no modelo  $r_e$  na Fig.34b.

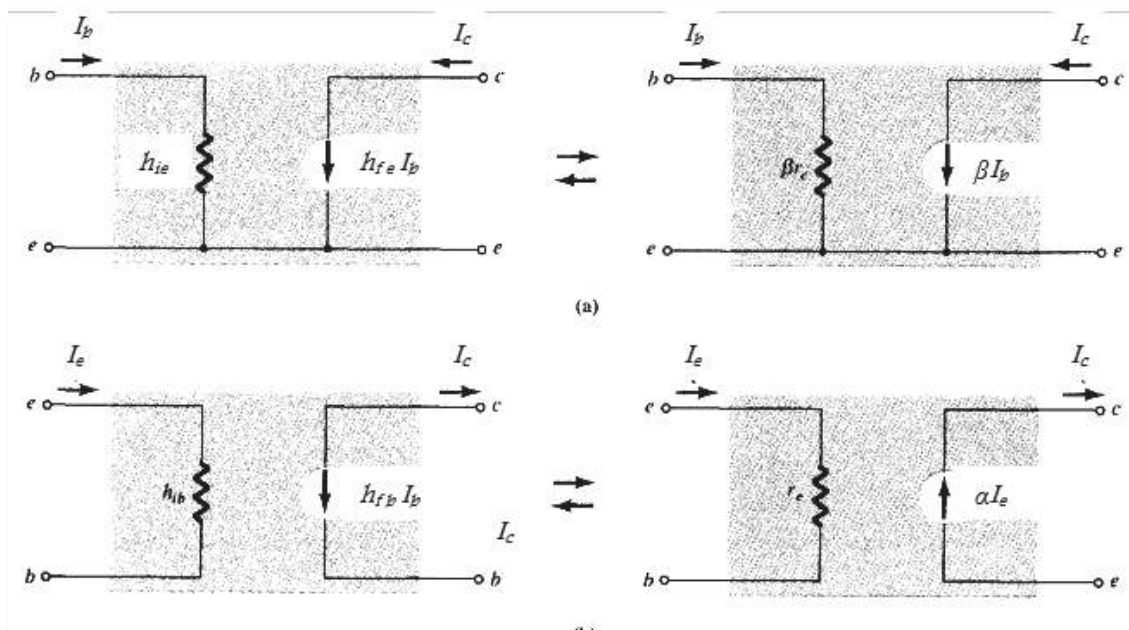


Fig. 34: Modelo híbrido versus modelo  $r_e$ : (a) configuração emissor-comum; (b) configuração base-comum.

### Exercício:

- Dado  $I_E = 2,5\text{mA}$ ,  $h_{fe} = 140$ ,  $h_{oe} = 20\mu\text{S}$  e  $h_{ob} = 0,5\mu\text{S}$ , determine:
  - O circuito híbrido equivalente emissor-comum.
  - O modelo  $r_e$  base-comum.



# Análise do Modelo Híbrido das Diferentes Configurações

A análise usando o circuito híbrido equivalente aproximado da Fig.35 para a configuração emissor-comum e da Fig.36 para a configuração base-comum e muito semelhante à utilizada no modelo  $r_e$ .

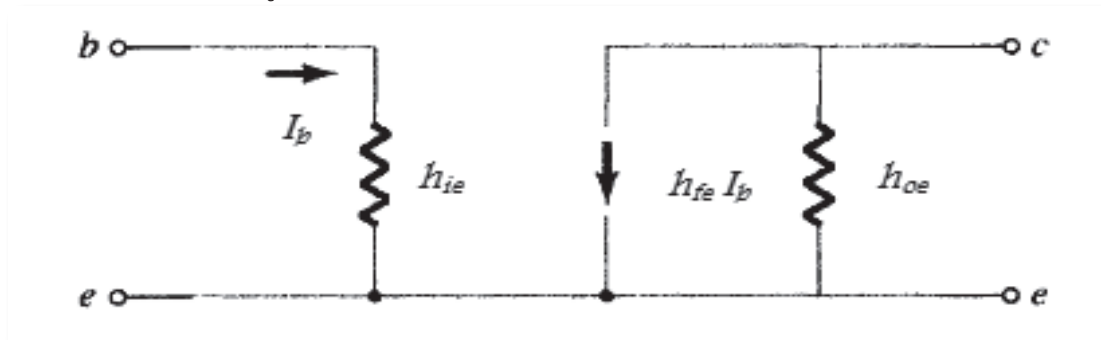


Fig. 35: Circuito híbrido equivalente aproximado para emissor-comum.

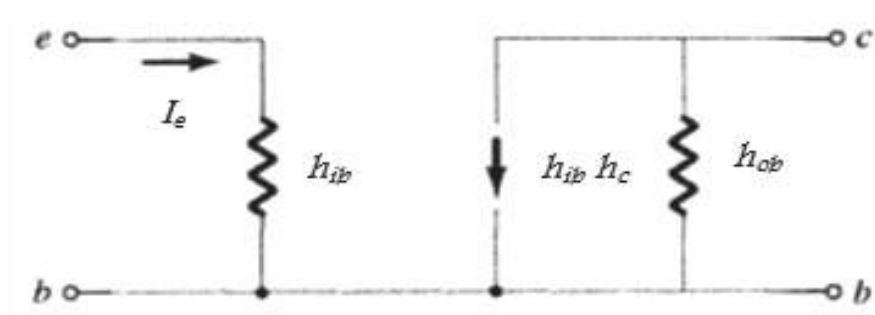


Fig. 36: Circuito híbrido equivalente aproximado para base-comum.

Como os vários parâmetros do modelo híbrido são especificados pela folha de especificações ou análise experimental, a análise ac associada com o uso do modelo  $r_e$  não pode ser aplicada de imediato ao modelo híbrido. Ou seja, quando o problema é apresentado, os parâmetros como  $h_{ie}$ ,  $h_{je}$ ,  $h_{ib}$ , e assim por diante, são especificados. Tenha em mente, porém, que os parâmetros híbridos e os componentes do modelo  $r_e$  estão relacionados pelas seguintes equações discutidas na secção anterior:

$$\beta, h_{oe} = \frac{1}{r_o}, h_{fb} = -\alpha, e h_{ib} = r_e.$$





## Configuração com Polarização Fixa

Para a configuração com polarização fixa da Fig.37, o circuito ac equivalente para pequenos sinais aparece conforme a Fig.38, usando o modelo híbrido equivalente aproximado para emissor-comum.

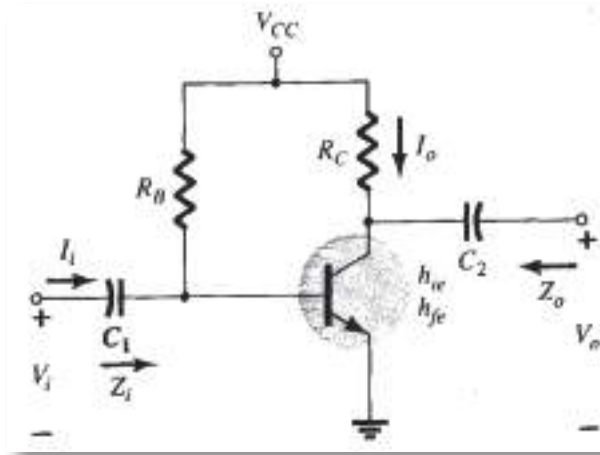


Fig. 37: Configuração com polarização fixa.

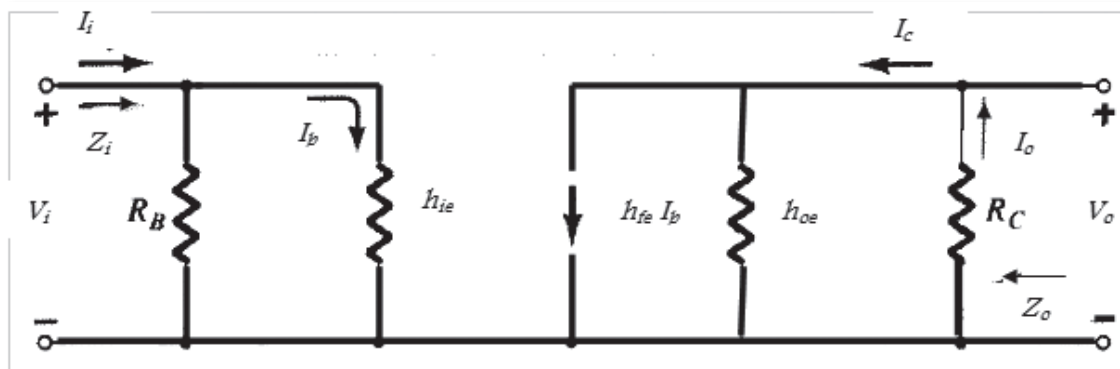


Fig. 38: Substituindo o circuito híbrido equivalente aproximado no circuito ac equivalente da Fig.37

$Z_i$  : Da Fig.38,

$$Z_i = R_B \parallel h_{ie}$$

$Z_o$  : Da Fig.38

$$Z_o = R_C \parallel 1/h_{oe}$$

$A_v$  : Usando  $R' = 1/h_{oe} \parallel R_C$



$$V_0 = -I_0 R' = -h_{fe} I_b R'$$

e

$$I_b = \frac{V_i}{h_{ie}}$$

Com

$$V_0 = -h_{fe} \left( \frac{V_i}{h_{ie}} \right) R'$$

tal que

$$A_V = \frac{V_0}{V_i} = - \frac{(h_{fe} (R_C \parallel \frac{1}{h_{oe}}))}{h_{ie}}$$

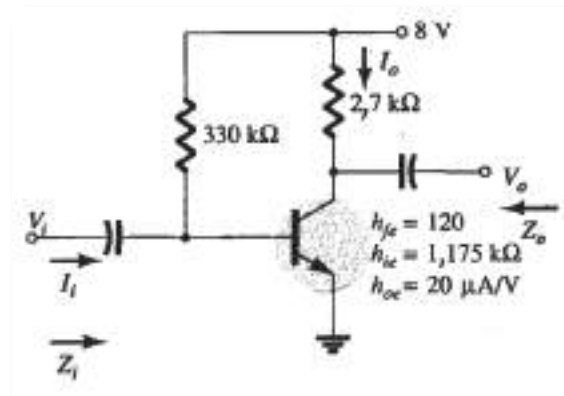
$A_i$ : Assumindo que  $R_B \gg h_{ie}$  e  $1/h_{oe} \geq 10R_C$ , então  $I_b \cong I_i$  e  $I_0 = I_C = h_{fe} I_b = h_{fe} I_i$  com:

$$A_i = \frac{I_0}{I_i} \cong h_{fe}$$

**Exercício:**

1. Para o circuito da Fig., determine:

- a.  $Z_i$
- b.  $Z_o$
- c.  $A_V$
- d.  $A_i$



**Configuração com Divisor de Tensão**

Para a configuração polarizada por divisor de tensão da Fig. 39, o circuito ac equivalente para pequenos sinais resultantes terá o mesmo aspeto da Fig.38 com  $R_B$  substituído por  $R' = R_1 \parallel R_2$

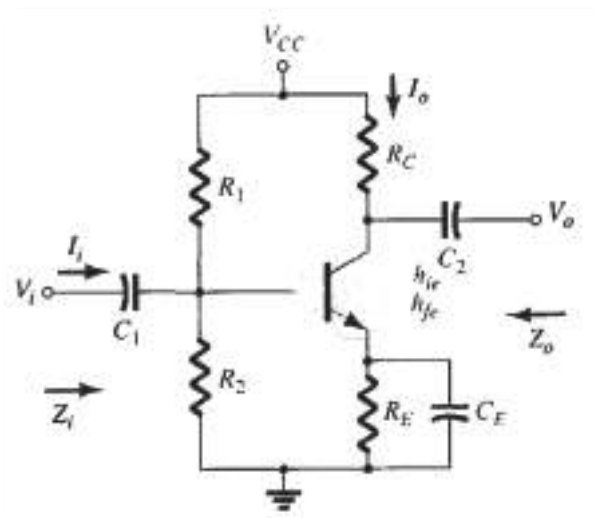


Fig. 39: Configuração de polarização por divisor de tensão.



$Z_i$ : Da Fig.38, com  $R_b = R'$

$$Z_i = R' \parallel h_{ie}$$

$Z_o$ : Da Fig.38

$$Z_o \cong R_C$$

$A_v$ :

$$A_v = - \frac{(h_{fe}(R_C \parallel \frac{1}{h_{oe}}))}{h_{ie}}$$

$A_i$ :

$$A_i = - \frac{(h_{fe}R')}{R' + h_{ie}}$$

O efeito de  $r_o = \frac{1}{h_{oe}}$  é o mesmo daquele encontrado para a configuração com polarização fixa.

### Configuração com Polarização no Emissor Não-Desviado

Para a configuração EC com polarização no emissor não-desviado da Fig.40, o modelo ac para pequenos sinais será o mesmo da Fig.41, com  $\beta_r$  substituído por  $h_{ie}$  e  $\beta_b$  por  $h_{fe}$ . A análise processa-se exatamente do mesmo modo com:

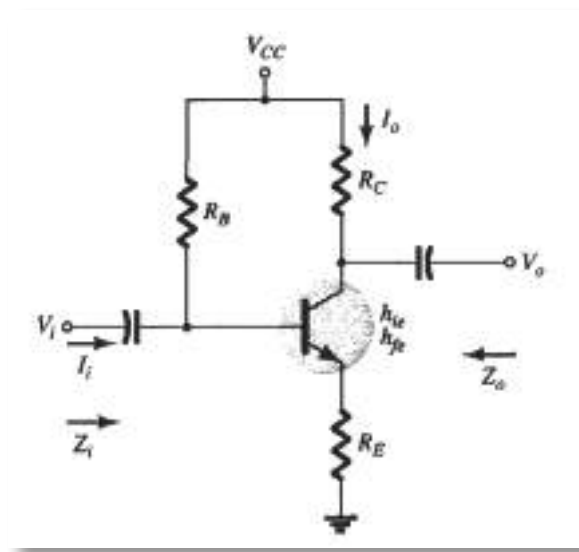


Fig. 40: Configuração EC com polarização no emissor não-desviado.



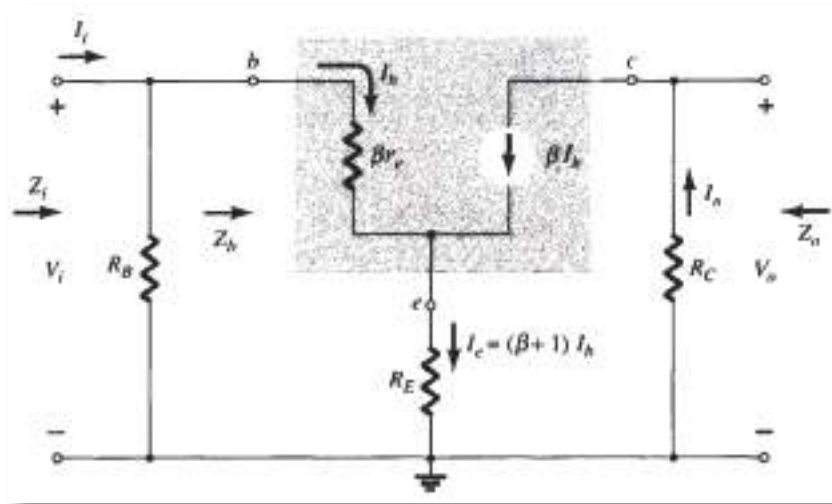


Fig. 41: Modelo equivalente

$Z_i$ :

$$Z_b = h_{fe} R_E$$

e

$$Z_i = R_B || Z_b$$

$Z_o$ :

$$Z_o = R_C$$

$A_v$ :

$$A_v = -\frac{h_{fe} R_C}{Z_b} = -\frac{h_{fe} R_C}{h_{fe} R_E} = -\frac{R_C}{R_E}$$

$A_i$ :

$$A_i = -\frac{(h_{fe} R_B)}{R_B + Z_b} = -A_v \left( \frac{Z_i}{R_C} \right)$$

### Configuração Seguidor-de-Emissor

Para o seguidor-de-emissor da Fig.42 o modelo ac para pequenos sinais é parecido com o da Fig.43 para  $\beta r_e = h_{ie}$  e  $\beta = h_{fe}$ . As equações resultantes serão, portanto, muito semelhantes.



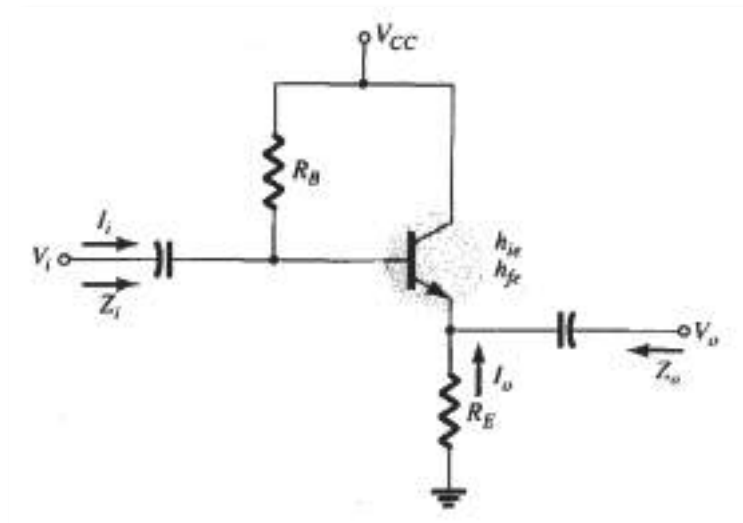


Fig. 42: Configuração seguidor de Emissor

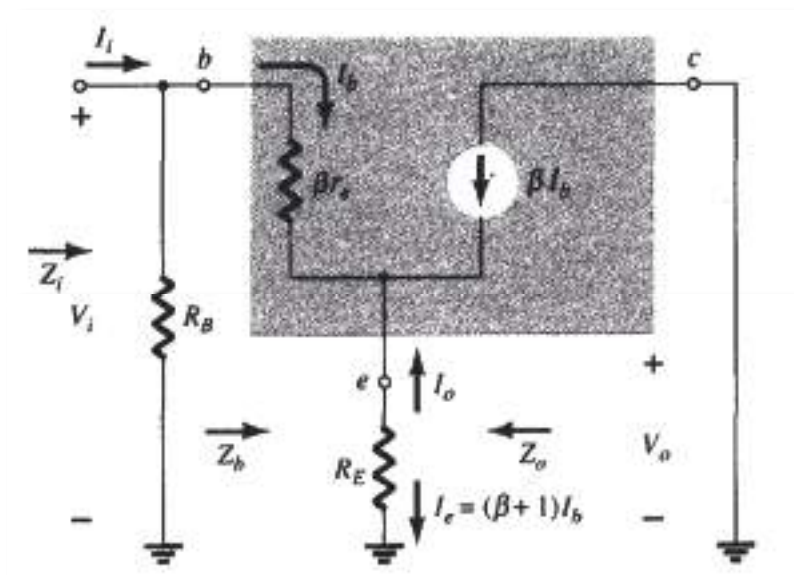


Fig. 43: Modelo Equivalente

$Z_i$ :

$$Z_b = h_{fe} R_E$$

e

$$Z_i = R_B || Z_b$$

$Z_o$  : Para  $Z_o$ , o circuito de saída definido pelas equações resultantes aparecerá como mostrado na Fig.44.

$$Z_o = R_E || \left( \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \right)$$



Ou desde que  $1 + h_{fe} \cong h_{fe}$

$$Z_o = R_E \parallel \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$$

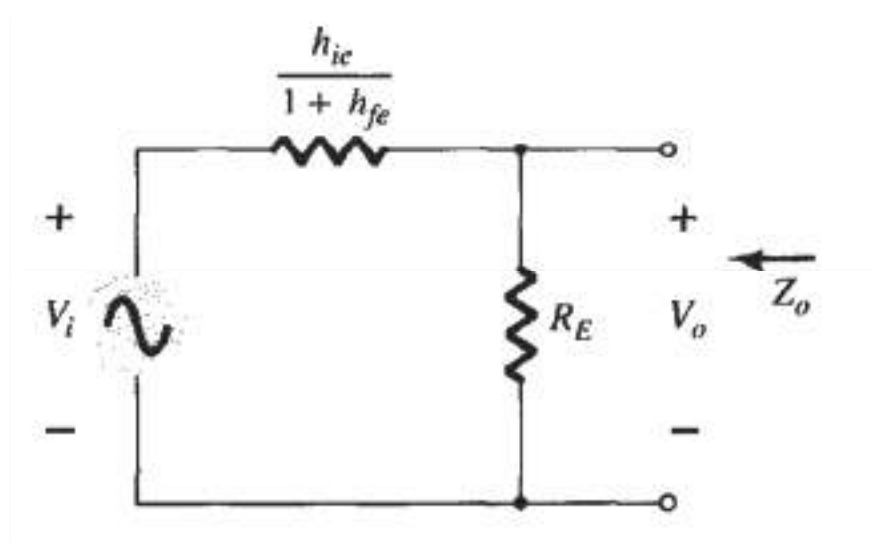


Fig. 44: Definindo  $Z_o$ , para a configuração seguidor-de-emissor.

$A_v$  : Para o ganho de tensão, a regra do divisor de tensão pode ser aplicada à Fig.44 como segue:

$$V_o = \frac{R_E V_i}{R_E + (h_{ie}/(1 + h_{fe}))}$$

Mas já que  $1 + h_{fe} \cong h_{fe}$

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} \cong \frac{R_E}{R_E + (h_{ie}/h_{fe})}$$

$A_i$ :

$$A_i = \frac{h_{fe} R_B}{R_B + Z_b} = -A_v \left( \frac{Z_i}{R_E} \right)$$

### Configuração Base-Comum

A ultima configuração a ser examinada com o circuito híbrido equivalente aproximado será o amplificador base-comum da Fig.45. Substituindo o modelo híbrido equivalente aproximado para base-comum, resultara no circuito da Fig.46.



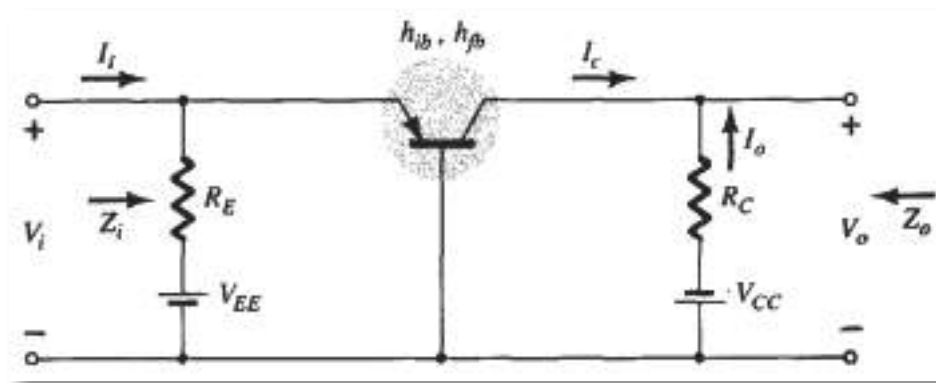


Fig. 45: Configuração base-comum

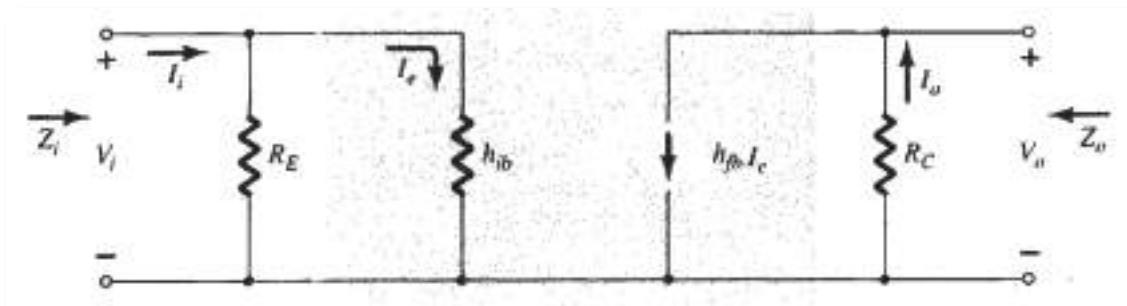


Fig. 46: Substituindo o circuito híbrido equivalente aproximado ao circuito ac equivalente da Fig.45

Da Fig. 8.46,

$Z_i$ :

$$Z_i = R_E || h_{ib}$$

$Z_o$ :

$$Z_o = R_C$$

$A_v$ :

$$V_o = -I_o R_C = -(h_{fb} I_e) R_C$$

com

$$I_e = \frac{V_i}{h_{ib}} \text{ e } V_o = -h_{fb} \left( \frac{V_i}{h_{ib}} \right) R_C$$

Tal que

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{h_{fb} R_C}{h_{ib}}$$

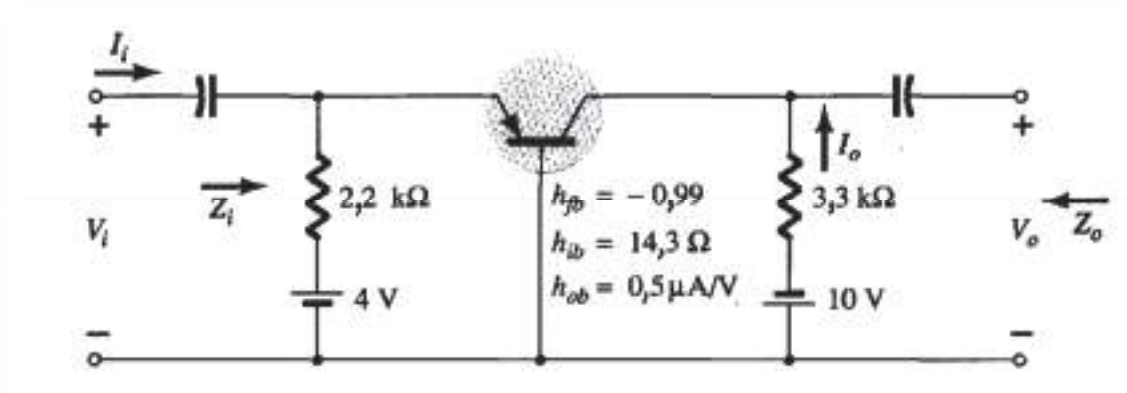
$A_i$ :

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = h_{fb} \cong -1$$



**Exercício:**

2. Para o circuito da Fig. determine:



- a.  $Z_i$
- b.  $Z_o$
- c.  $A_v$
- d.  $A_i$





## Modelo híbrido Equivalente Completo

A análise da última Secção foi limitada ao circuito híbrido equivalente aproximado com alguma discussão sobre a impedância de saída. Nesta secção empregamos o circuito equivalente completo para mostrar o impacto de  $h_r$  e definir em termos mais específicos o impacto de  $h_o$ . É importante compreender que, como o modelo híbrido equivalente apresenta o mesmo aspeto para as configurações base-comum, emissor-comum e coletor-comum, as equações desenvolvidas nesta secção podem ser aplicadas para quaisquer dessas configurações. Isto é, para a configuração base comum,  $h_{fb}$ ,  $h_{ib}$ , e assim por diante, são empregados, enquanto para a configuração emissor-comum,  $h_{fe}$ ,  $h_{ie}$ , e assim por diante, são utilizados. Lembre-se que, se são fornecidos os parâmetros para uma configuração, e desejamos aplica-los em outra, o Apêndice A mostra como é feita a conversão.

Considere a configuração geral da Fig.47 com os parâmetros de especial interesse para sistemas de duas portas. O modelo híbrido equivalente completo é, então, utilizado na Fig.48, usando parâmetros que não especificam o tipo de configuração.

Por outras palavras, as soluções serão em termos de  $h_i$ ,  $h_r$ ,  $h_f$  e  $h_o$ .

Diferente da análise de secções anteriores, o ganho de corrente será determinado primeiro, já que as equações desenvolvidas nesta análise serão uteis na determinação dos outros parâmetros.

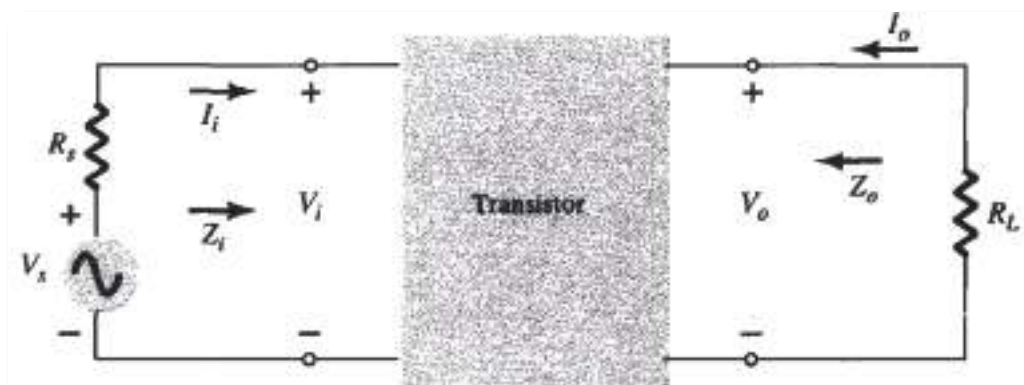


Fig. 47: Sistema de duas portas.



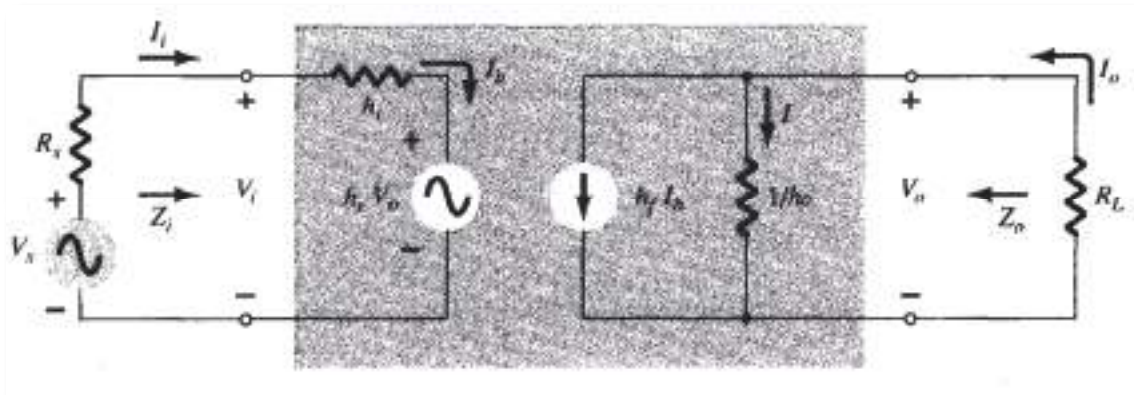


Fig. 48: Substituindo o circuito híbrido equivalente completo no sistema de duas portas da Fig.47.

### Ganho de Corrente, $A_i = I_o/I_i$

Aplicando a lei das correntes de Kirchoff ao circuito de saída, temos:

$$I_o = h_f I_b + I = h_f I_i + \frac{V_o}{1/h_o} = h_f I_i + h_o V_o$$

Substituindo  $V_o = -I_o R_L$ , obtemos

$$I_o = h_f I_i - h_o R_L I_o$$

Reescrevendo a equação acima, temos

$$I_o + h_o R_L I_o = h_f I_i$$

$$I_o(1 + h_o R_L) = h_f I_i$$

Tal que

$$A_i = \frac{I_o}{I_i} = \frac{h_f}{1 + h_o R_L}$$

Note que o ganho de corrente será reduzido para o resultado usual de  $A_i = h_f$  se o fator  $h_o R_L$  for suficientemente pequeno quando comparado a 1.

### Ganho de Tensão, $A_v = V_o/V_i$

Aplicando a lei das tensões de Kirchoff ao circuito de entrada, resulta em:

$$V_i = h_i I_i + h_r V_o$$



Substituindo  $I_i = (1 + h_0 R_L) \left( \frac{I_0}{h_f} \right)$  e  $I_0 = - \left( \frac{V_0}{R_L} \right)$  o resultado acima resulta em:

$$V_i = - \frac{(1 + h_0 R_L) I_i}{h_f R_L} V_0 + h_r V_0$$

Resolvendo para a relação  $V_0/V_i$  temos:

$$A_v = \frac{V_0}{V_i} = \frac{-h_f R_L}{h_i + (h_i h_0 - h_f h_r) R_L}$$

Neste caso, a forma usual de  $A_v = - \frac{h_f R_L}{h_i}$  retomara se o fator  $(h_i h_0 - h_f h_r) R_L$  for suficientemente pequeno comparado a  $h_i$

### Impedância de Entrada, $Z_i = V_i / I_i$

Para o circuito de entrada,

$$V_i = h_i I_i + h_r V_0$$

Substituindo

$$V_0 = -I_0 R_L, \text{ ficamos com } V_i = h_i I_i - h_r I_0 R_L$$

Uma vez que

$$A_i = \frac{I_0}{I_i}, \rightarrow I_0 = I_i A_i$$

Tal que a equação acima se torna

$$V_i = h_i I_i + h_r R_L I_i A_i$$

Resolvendo para a relação  $V_i / I_i$ , obtemos:

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = h_i + h_r R_L A_i$$

E substituindo,

$$A_i = \frac{h_f}{1 + h_0 R_L}$$

Resulta assim em

$$Z_i = \frac{V_i}{I_i} = h_i - \frac{h_f h_r R_L}{1 + h_0 R_L}$$

A forma usual de  $Z_i = h_i$  será obtida se o segundo fator for suficientemente menos que o primeiro.



*Impedância de Saída,  $Z_o = V_o/I_o$*

A impedância de saída de um amplificador é definida pela razão da tensão de saída pela corrente de saída com o sinal  $V_s$  fixo em zero. Para o circuito de entrada,  $V_s = 0$ ,

$$I_i = \frac{-h_r V_o}{R_s + h_i}$$

Substituindo esta relação na equação seguinte obtida do circuito de saída, temos:

$$I_o = h_f I_i + h_o V_o = \frac{-h_f h_r V_o}{R_s + h_i} + h_o V_o$$

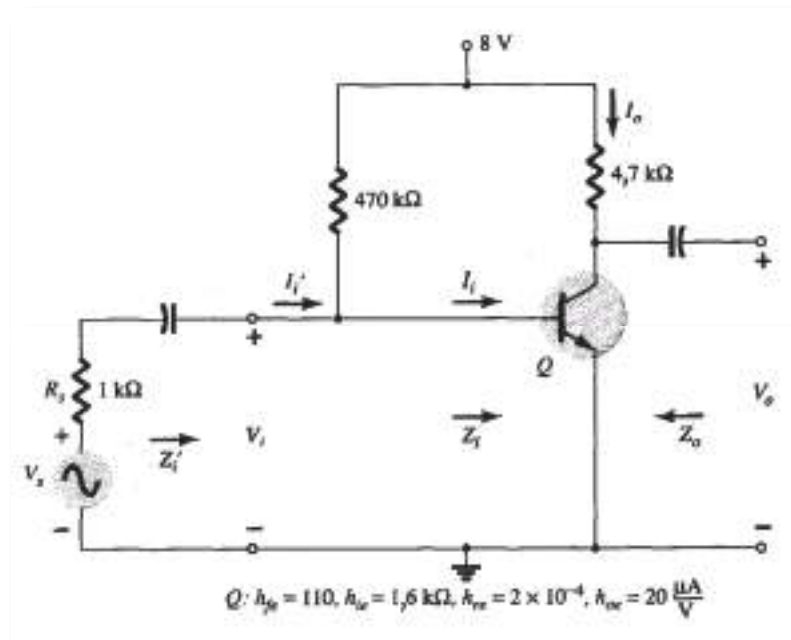
e

$$Z_o = \frac{V_o}{I_o} = \frac{1}{h_o - \left[ \frac{h_f h_r}{h_i + R_s} \right]}$$

Neste caso, a impedância de saída é reduzida a forma usual  $Z_o = 1/h_o$  para o transistor, quando o segundo fator no denominador for suficientemente menor que o primeiro.

**Exercício:**

1. Para o circuito da figura a seguir, determine os seguintes parâmetros, usando o modelo híbrido equivalente completo e compare com os resultados obtidos usando o modelo aproximado.

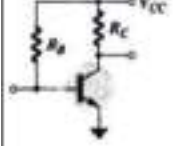
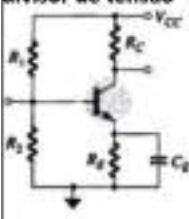
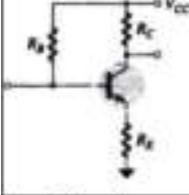
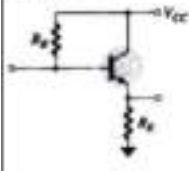
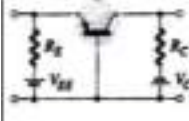


- $Z_i$  e  $Z'_i$
- $A_v$
- $A_i = \frac{I_o}{I_i}$  e  $A'_i = \frac{I_o}{I'_i}$
- $Z_o$  (com  $R_c$ ) e  $Z'_o$  (incluindo  $R_c$ ).

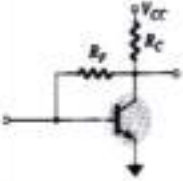


## Quadro Resumo

Agora que as configurações mais comumente utilizadas dos amplificadores a transistor para pequenos sinais foram introduzidas, o quadro a seguir é apresentado com um resumo das características gerais de cada um. Deve ficar absolutamente claro que os valores apresentados são valores típicos, e estabelecem apenas uma base para comparação. Os níveis obtidos numa análise real serão muito provavelmente diferentes, e de certeza que serão de uma configuração para outra.

Configuração	$Z_i$	$Z_o$	$A_v$	$A_i$
<b>Polarização fixa</b> 	Média (1KΩ) $= R_B \parallel \beta r_e$ $\cong \beta r_e$ $(R_B \geq 10\beta r_e)$	Média (2KΩ) $= R_C \parallel r_o$ $\cong R_C$ $(r_o \geq 10R_C)$	Alta (-200) $= -\frac{(R_C \parallel r_o)}{r_e}$ $\cong -\frac{R_C}{r_e}$ $(r_o \geq 10R_C)$	Alta (100) $= \frac{\beta R_B r_o}{(r_o + R_C)(R_B + \beta r_e)}$ $\cong \beta$ $(r_o \geq 10R_C,$ $R_B \geq 10\beta r_e)$
<b>Polarização por divisor de tensão</b> 	Média (1KΩ) $= R_1 \parallel R_2 \parallel \beta r_e$	Média (2KΩ) $= R_C \parallel r_o$ $\cong R_C$ $(r_o \geq 10R_C)$	Alta (-200) $= -\frac{(R_C \parallel r_o)}{r_e}$ $\cong -\frac{R_C}{r_e}$ $(r_o \geq 10R_C)$	Alta (50) $= \frac{\beta (R_1 \parallel R_2) r_o}{(r_o + R_C)(R_1 \parallel R_2 + \beta r_e)}$ $\cong \frac{\beta (R_1 \parallel R_2)}{R_1 \parallel R_2 + \beta r_e}$ $(r_o \geq 10R_C)$
<b>Polarização com emissor não desviado</b> 	Alta (100KΩ) $= R_B \parallel Z_b$ $Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$ $\cong R_B \parallel \beta R_E$ $(R_E \gg r_e)$	Média (2KΩ) $= R_C$ <i>Qualquer valor de <math>r_o</math></i>	Baixa (-5) $= -\frac{R_C}{r_e + R_E}$ $\cong -\frac{R_C}{r_e}$ $(R_E \gg r_e)$	Alta (50) $= \frac{\beta R_B}{(R_B + Z_b)}$
<b>Seguidor de Emissor</b> 	Alta (100KΩ) $= R_B \parallel Z_b$ $Z_b \cong \beta(r_e + R_E)$ $\cong R_B \parallel \beta R_E$ $(R_E \gg r_e)$	Baixa (20KΩ) $= R_E \parallel r_e$ $\cong r_e$ $(R_E \gg r_e)$	Baixa ( $\cong 1$ ) $= \frac{R_E}{r_e + R_E}$ $\cong 1$	Alta (-50) $= \frac{\beta R_B}{(R_B + Z_b)}$
<b>Base - Comum</b> 	Baixa (20KΩ) $= R_E \parallel r_e$ $\cong r_e$ $(R_E \gg r_e)$	Média (2KΩ) $= R_C$	Alta (200) $= \frac{R_C}{r_e}$	Baixa (-1) $\cong -1$



<p>Realimentação no Coletor</p> 	<p>Média (1kΩ)</p> $\cong \frac{r_e}{\frac{1}{\beta} + \frac{R_C}{R_F}}$ <p><math>(r_o \geq 10R_C)</math></p>	<p>Média (2kΩ)</p> $\cong R_C \parallel R_F$ <p><math>(r_o \geq 10R_C)</math></p>	<p>Alta (-200)</p> $= \frac{R_C}{r_e}$ <p><math>r_o \geq 10R_C</math> <math>R_F \geq R_C</math></p>	<p>Alta (50)</p> $= \frac{\beta R_F}{(R_F + \beta R_C)}$ $= \frac{R_F}{R_C}$
---	---	---	---	--

Quadro 1: Valores Relativos para os Parâmetros Importantes dos Amplificadores EC, BC e CC Transistor



## Amplificadores em Cascata

Uma conexão popular de estágios amplificadores é a conexão em cascata. Basicamente, a conexão em cascata é uma série de acoplamentos de estágios em que a saída de um estágio representa o sinal de entrada do estágio seguinte.

A conexão em cascata proporciona uma multiplicação do ganho de cada estágio, resultando num ganho global muito maior.

O ganho global do amplificador em cascata é o produto dos ganhos  $A_{v1}$  e  $A_{v2}$  dos estágios,

$$A_v = A_{v1} \times A_{v2}$$

Um amplificador em cascata com acoplamento RC construído usando TBJs é mostrado na Fig.49. Como antes, a vantagem de estágios em cascata é o ganho global de tensão.

O ganho de tensão de estágio é

$$A_v = \frac{(-R_C || R_L)}{r_e}$$

A impedância de entrada do amplificador é aquela do estágio 1,

$$Z_i = R_1 || R_2 || \beta r_e$$

e a impedância de saída do amplificador é aquela do estágio 2,

$$Z_o = R_C || r_o$$

O próximo exercício demonstra a análise de um amplificador TBJ em cascata, mostrando o grande ganho de tensão conseguido.

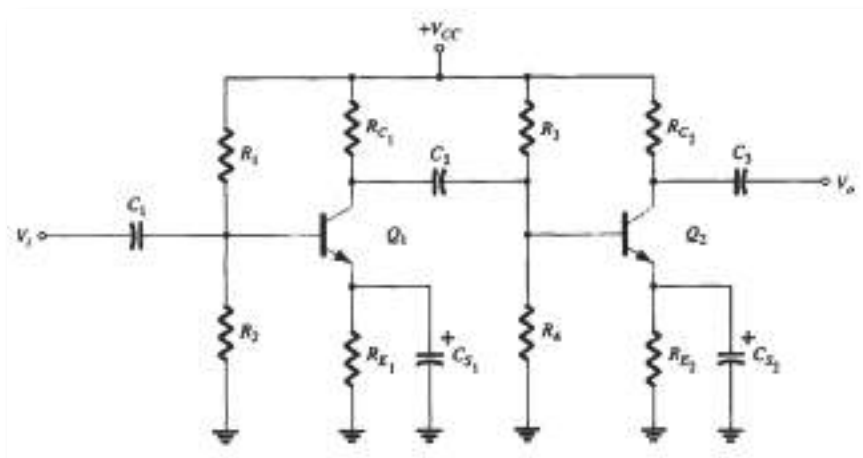


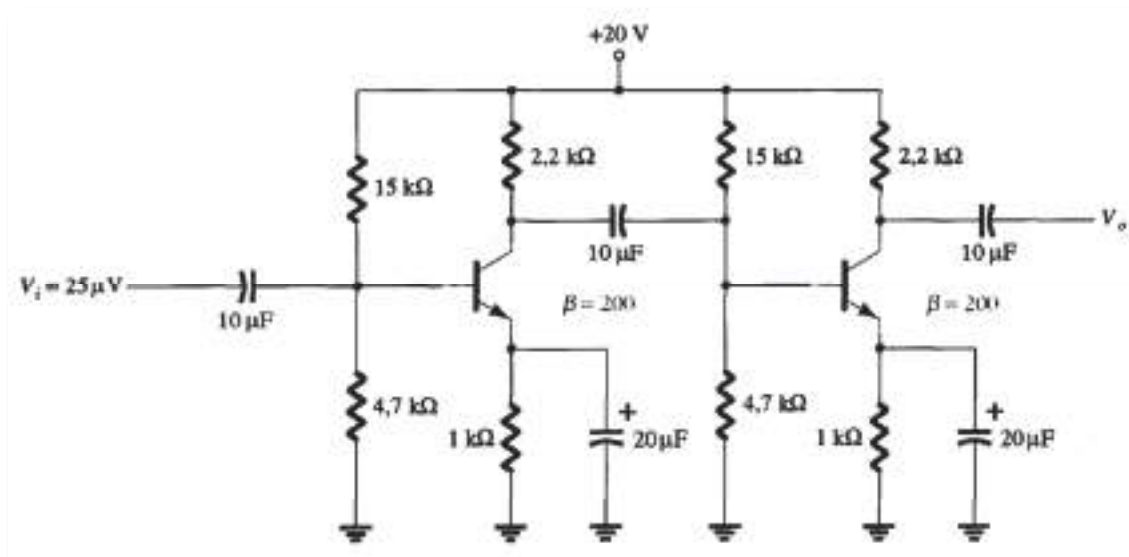
Fig. 49: Amplificador TBJ em cascata (acoplamento RC).



**Exercício:**

1. Calcule o ganho de tensão, impedância de entrada e a impedância de saída para o amplificador TBJ em cascata da figura a seguir.

Calcule a tensão de saída resultante se uma carga de 10KΩ for conectada na saída.





## Considerações gerais sobre Frequência

A frequência do sinal aplicado pode ter um efeito pronunciado na resposta de um circuito simples ou multe estágio. A análise realizada até então baseou-se no espectro de frequências medias.

Em baixas frequências, não podemos substituir os condensadores de acoplamento e de desvio por curtos-circuitos, pois, nesta faixa de frequência, as suas reatâncias já não são desprezáveis.

Em altas frequências, os parâmetros dependentes da frequência dos circuitos equivalentes para pequenos sinais, os elementos capacitivos isolados e do circuito irão limitar a resposta do sistema. O aumento do numero de estágios num sistema em cascata ira limitar também tanto a resposta em alta frequência como a resposta para baixas frequências.

As curvas de ganho de um amplificador com acoplamento  $RC$ , direto e por transformador, são fornecidas na Fig.50. Observe que a escala horizontal é uma escala logarítmica, permitindo a representação das regiões de baixas e altas frequências. Para cada gráfico, as regiões de baixas, altas e medias frequências foram definidas. Alem disso, os motivos principais da redução do ganho nas altas e baixas frequências foram indicados dentro de parenteses.

Para o amplificador com acoplamento  $RC$ , a queda nas altas frequências é devida ao aumento na reactância de  $C_c$ ,  $C_s$ , ou  $C_E$ , e nas baixas frequências é resultado da capacitância parasita de alguns elementos e do ganho dependente da frequência dos dispositivos ativos. Para entendermos a queda no ganho em sistemas com acoplamento por transformador, devemos, antes, compreender a “operação de transformação” e o circuito equivalente do transformador. Por enquanto, vamos dizer que é devido ao “curto circuito” (através dos terminais de entrada do transformador) da reactância indutiva em baixas frequências, ( $XL = 2\pi fL$ ). O ganho deve, obviamente, ser zero em  $f = 0$ , já que neste ponto não há um fluxo circulante através do núcleo para induzir o secundário do transformador. Como indicado na Fig.50, a resposta em alta frequência é controlada principalmente pela capacitância entre as voltas dos enrolamentos primário e secundário.



Para o amplificador com acoplamento direto, não há condensadores de acoplamento ou de desvio que proporcionem uma queda no ganho em baixas frequências. Como indica a figura, trata-se de uma resposta plana até à frequência de corte superior, que é determinada pelas capacitâncias parasitas do circuito, ou pela dependência do ganho com a frequência dos dispositivos ativos.

Para cada sistema da Fig.50, há uma faixa de frequências na qual o valor do ganho é igual ou próximo ao valor nas frequências médias. Para estabelecer os limites de frequência em que temos um alto ganho relativo,  $0,707 A_{v_{med}}$  é o ganho escolhido para especificar a frequência de corte. As frequências correspondentes  $f_1$  e  $f_2$  são normalmente chamadas de frequências de *ângulo, corte, banda, quebra, ou meia potência*. O fator  $0,707$  foi escolhido porque neste nível a potencia de saída é metade do valor na banda media, isto é, nas medias frequências,

$$P_{0_{med}} = \frac{|V_o^2|}{R_o}$$

E nas frequências de meia potência

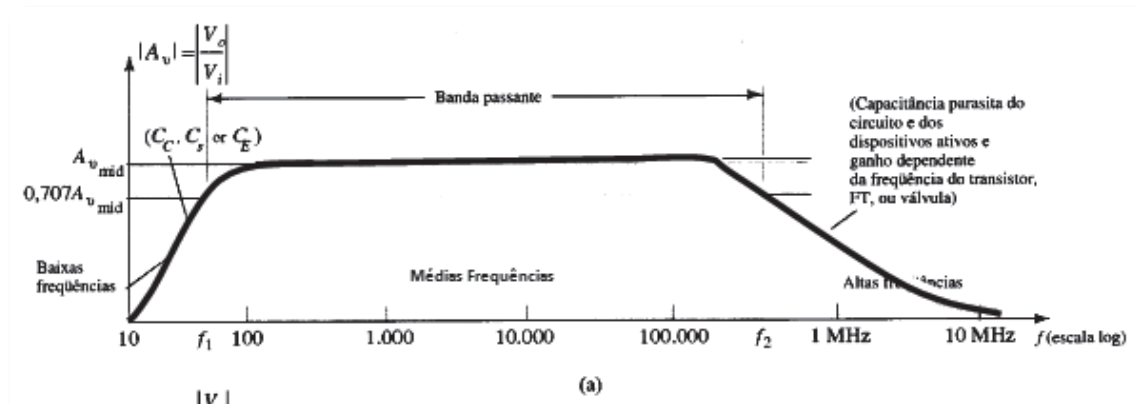
$$P_{0_{HPF}} = \frac{|0,707 A_{v_{med}} V_i|^2}{R_o} = 0,5 \left( \frac{|A_{v_{med}} V_i|^2}{R_o} \right)$$

e

$$P_{0_{HPF}} = 0,5 P_{0_{med}}$$

A largura de banda (ou banda passante) de cada sistema é determinada por  $f_1$  e  $f_2$  ou seja,

$$\text{Largura de banda (BW)} = f_2 - f_1$$



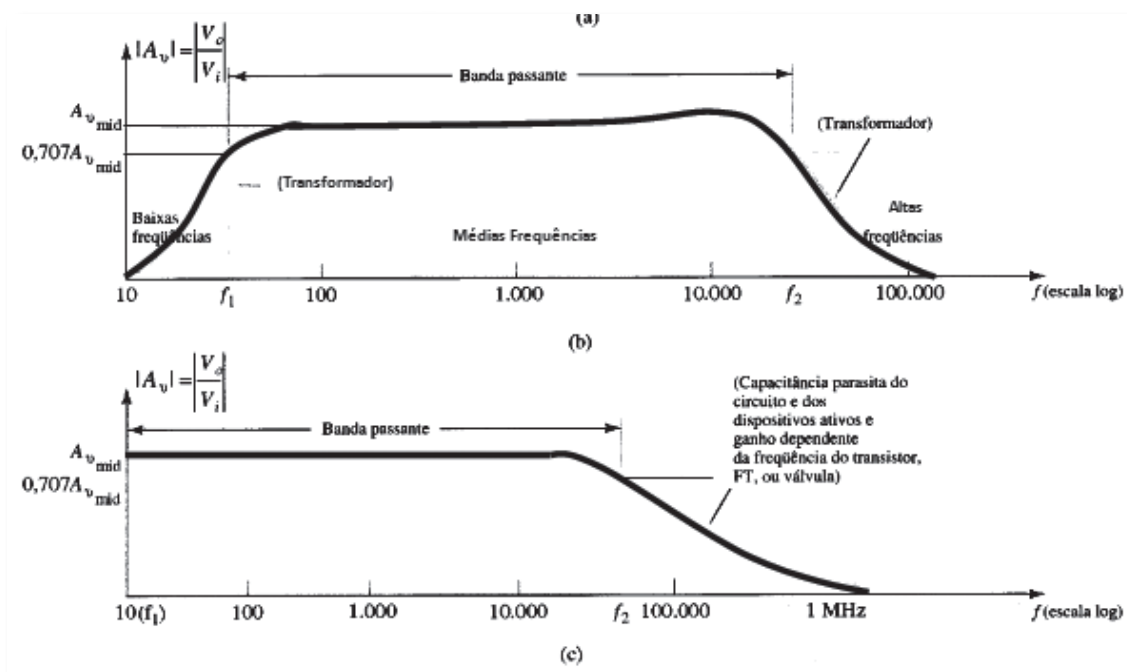
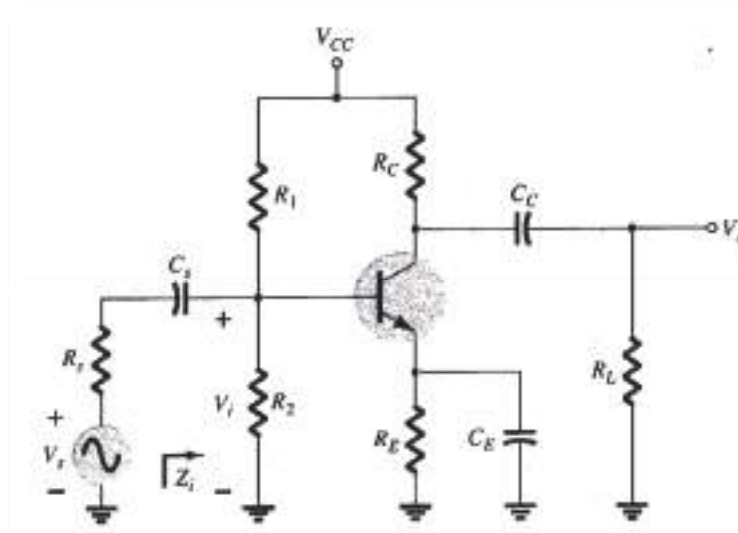


Fig. 50: Ganho versus frequência para (a) amplificadores com acoplamento RC; (b) amplificadores com acoplamento a transformador; (c) amplificadores com acoplamento direto

## Resposta em baixas Frequências - Amplificador TBJ

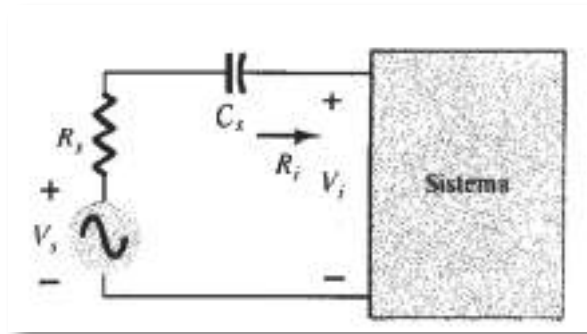
A análise desta secção empregará a configuração de polarização por divisor de tensão com carga, mas os resultados obtidos podem ser aplicados a qualquer configuração do TBJ. Será necessário apenas encontrar a resistência equivalente apropriada para a combinação  $R - C$ . Para o circuito da Fig.51, os condensadores  $C_s$ ,  $C_c$  e  $C_e$  determinarão a resposta em baixas frequências. Examinaremos, agora, o efeito de cada um, independentemente, da ordem listada.

Fig. 51: Amplificador TBJ com carga, com condensadores que afetam a resposta em baixas frequências



$C_s$

Como  $C_s$  está normalmente ligado entre a fonte aplicada e o dispositivo ativo, a forma



geral da configuração R-C é estabelecida pelo circuito da Fig. 52.

Fig. 52: Determinação do efeito de  $C_s$  na resposta em baixas frequências.

A resistência total é agora  $R_s + R_i$  e a frequência de corte determinada é:

$$f_{Ls} = \frac{1}{2\pi(R_s + R_i)C_s}$$

Nas frequências médias e altas, a reactância do condensador será pequena o suficiente para considerar o elemento um curto-circuito.

A relação entre  $V_i$  e  $V_s$  será, portanto,

$$V_{i,med} = \left( \frac{R_i V_s}{R_i + R_s} \right)$$

Em  $f_{Ls}$  a tensão será 70,7% do valor determinado pela equação anterior, assumindo que  $C_s$  é o único elemento capacitivo a controlar a resposta em baixas frequências.

Quando analisarmos os efeitos de  $C_s$  no circuito da Fig.51, devemos considerar que  $C_e$  e  $C_c$  estão a operar da forma esperada, pois caso contrario a análise tomar-se-ia impraticável.

Ou seja, consideramos que os valores das reatâncias de  $C_e$  e  $C_c$  permitem o emprego de um curto-circuito equivalente, quando comparadas ás outras impedâncias em serie.

Utilizando esta hipótese, o circuito equivalente ac para a entrada do circuito da Fig.51 é da forma mostrada na Fig.53.

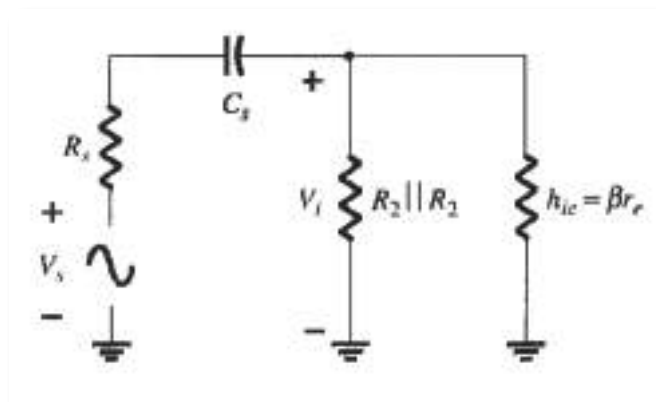


Fig. 53: Equivalente ac localizado para  $C_s$ .



O valor de  $R_i$  para a equação da frequência de corte é determinado por:

$$R_i = R_1 || R_2 || \beta r_e$$

A tensão  $V_i$  aplicada na entrada do dispositivo ativo pode ser calculada utilizando a regra do divisor de tensão:

$$V_i = R_i V_S / (R_S + R_i - jX_{C_S})$$

$C_C$

Como o condensador de acoplamento está normalmente conectado entre a saída do dispositivo ativo e a carga aplicada, a configuração  $R - C$  que determina a frequência de corte inferior devido a  $C_C$  aparece na Fig.54. Da Fig.54, a resistência total em série é agora  $R_0 + R_L$  e a frequência de corte inferior devido a  $C_C$  é determinada por

$$f_{L_C} = \frac{1}{2\pi(R_0 + R_L)C_C}$$

Ignorando os efeitos de  $C_C$  e  $C_E$ , a tensão da saída  $V_o$  em  $f_{L_C}$  será 70,7% do seu valor no meio da faixa. Para o circuito da Fig.51, o circuito equivalente ac para a saída, com  $V_i = 0V$ , aparece na Fig.54. Portanto, o valor resultante para  $R_0$  na equação anterior é, simplesmente,

$$R_0 = R_C || r_o$$

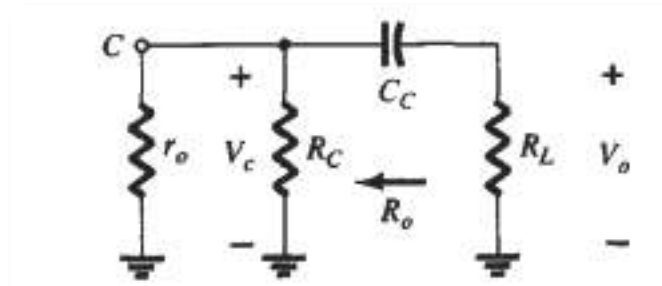


Fig. 54: Equivalente ac localizado para  $I$  com  $V_i = 0 V$ .

$C_E$

Para determinar  $f_{L_E}$ , o circuito "visto" por  $C_E$  deve ser determinado como mostra a Fig.55. Uma vez estabelecido o valor de  $R_E$ , a frequência de corte devido a  $C_E$  pode ser determinada utilizando a seguinte equação:

$$f_{L_E} = \frac{1}{2\pi R_E C_E}$$



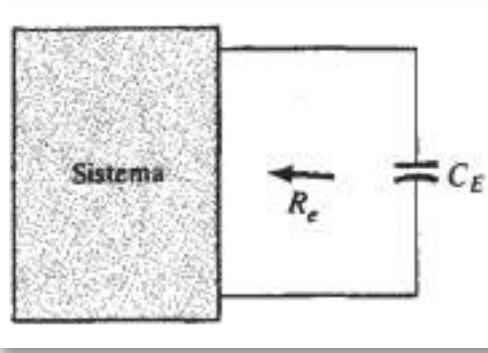


Fig. 55: Determinando o efeito de  $C_E$  na resposta em baixas frequências.

Para o circuito da Fig.51, o equivalente ac “visto” por  $C_E$  aparece na Fig.56. Portanto, o valor de  $R_e$  e determinado por

$$R_e = R_E \parallel \left( \frac{R'_S}{\beta} + r_e \right)$$

Onde  $R'_S = R_S \parallel R_1 \parallel R_2$

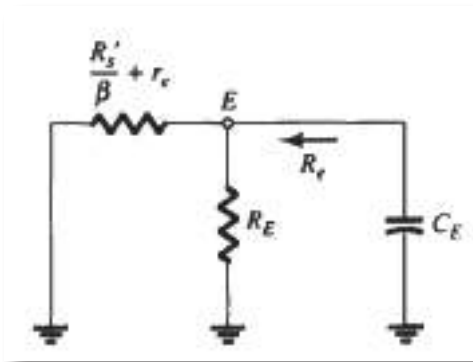


Fig. 56: Equivalente ac localizado por  $C_E$

O efeito de  $C_E$  no ganho é mais bem descrito de maneira quantitativa, lembrando-se de que o ganho para a configuração da Fig.57 é dado por:

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

Obviamente, o ganho máximo ocorre quando  $R_E$  é zero ohm. Em baixas frequências, com o condensador de desvio  $C_E$  no seu estado equivalente de “circuito aberto”, todo o valor de  $R_E$  aparece na equação acima, resultando no ganho mínimo. À medida que a frequência aumenta, a reatância do condensador  $C_E$  diminui, reduzindo a impedância do paralelo entre  $R_E$  e  $C_E$  até chegar a zero, quando a  $C_E$  se torna um curto-circuito. O



resultado é um ganho máximo no meio da faixa determinado por  $A_V = -R_C/r_e$ . Em  $f_{L_E}$  o ganho será 3 dB abaixo do valor no meio da faixa determinado com  $R_E$  "em curto". Antes de prosseguir, é bom não esquecer que  $C_S$ ,  $C_C$  e  $C_E$  afetarão a resposta apenas em baixas frequências. Para as frequências no meio da faixa, os condensadores serão considerados curtos-circuitos.

Embora os condensadores afetem o ganho em faixas de frequências semelhantes, a frequência de corte inferior mais alta determinada por  $C_S$ ,  $C_C$  ou  $C_E$  terá o maior impacto sobre a resposta. Isto porque é a última frequência de corte antes do meio da faixa.

Se as frequências estão relativamente distantes entre si, a frequência de corte mais alta determinará a frequência de corte inferior do sistema. Se houver duas ou mais frequências de corte "altas", o resultado será o aumento da frequência de corte inferior e a redução da banda passante resultante do sistema. Por outras palavras, há uma interação entre elementos capacitivos que podem afetar a frequência de corte inferior do sistema. Entretanto, se as frequências de corte estabelecidas por cada condensador diferirem suficientemente entre si, o efeito de uma sobre a outra pode ser desprezado — fato demonstrado no seguinte exercício:

#### Exercício:

1. Determine a frequência de corte inferior para o circuito da Fig.51, utilizando os seguintes parâmetros:

$$C_S = 10\mu F, \quad C_C = 20\mu F, \quad C_E = 1\mu F$$

$$R_S = 1K\Omega, \quad R_1 = 40K\Omega, \quad R_2 = 10K\Omega$$

$$R_E = 2K\Omega, \quad R_C = 4K\Omega, \quad R_L = 2,2K\Omega$$

$$\beta = 100, \quad r_0 = \infty\Omega, \quad V_{CC} = 20V$$



# Amplificadores de Potência

Ao utilizarmos amplificadores de potência, cuja finalidade seja excitar um transdutor qualquer que precise de elevada potência para o seu acionamento, a escolha dos componentes, dos métodos de cálculo, enfim, todas as considerações acerca do projeto desse novo estágio serão bem diferentes das adotadas para o projeto de circuitos pré-amplificadores, que trabalham com sinais de baixo nível. Dessa forma, devemos levar em consideração qual a potência que deve ser obtida, qual será a excursão de corrente e a tensão do coletor, e ambas aliadas a um mínimo de distorção exigido.

Além dos aspectos abordados, é imprescindível que se fale também a respeito da temperatura, sobre a qual devemos ter total controle. Para isso devemos, além de métodos de acoplamento e adequados de escolha de componentes, utilizar também o uso de dissipadores de calor, dos quais dispomos inúmeros tipos e formatos, visando atender a todas as reivindicações necessárias em termos de espaço, estabilização da temperatura, preço, entre outros.

Segundo o que foi abordado, vamos encontrar circuitos que de uma forma mais ou menos complexa vão satisfazer as nossas necessidades em termos de potência, atuando com um grau maior ou menor de eficiência.

Podemos dividir os amplificadores em quatro classes distintas: A, AB, B e C.

## *Amplificação em classe A*

No amplificador classe A, o sinal de saída deve ser uma cópia exata do sinal aplicado à sua entrada. Neste caso, o transistor deve conduzir durante todo o ciclo do sinal de entrada. Operando em classe A, pode haver distorção do sinal de saída, mas isto pode ser evitado se o transistor operar na sua região linear (zona ativa). Uma operação em classe A acha-se delineada na Fig.57.





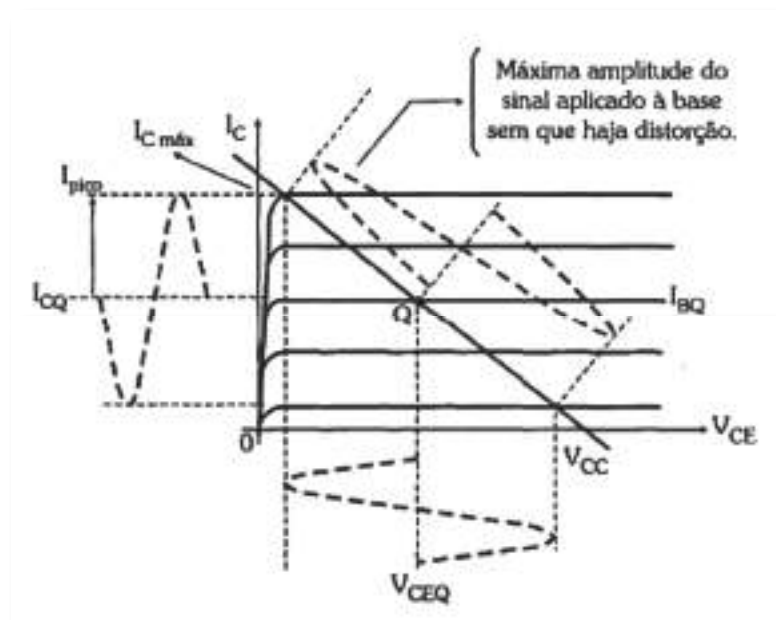


Fig. 57: Operação em classe A

Um amplificador é considerado a funcionar em classe A quando funciona, sempre na região ativa. Isto significa que a corrente de coletor flui durante os 360° do ciclo em corrente alternada.

Relembra-se o amplificador emissor comum representado novamente na Fig.58(a), em que na Fig.58(b) apresentamos o circuito em corrente contínua, na Fig.59 o circuito em corrente alternada e na Fig.60 as retas de carga D.C e C.A. Na Fig.61 apresentamos somente a reta de carga C.A.,.

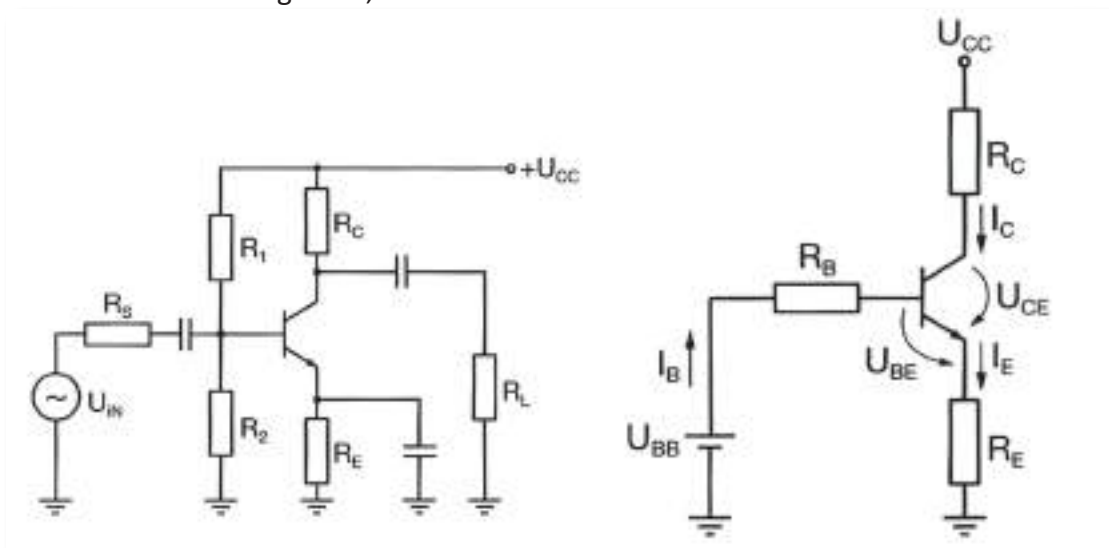


Fig. 58: (a) Amplificador polarizado em emissor comum. (b) Equivalente do circuito para análise DC



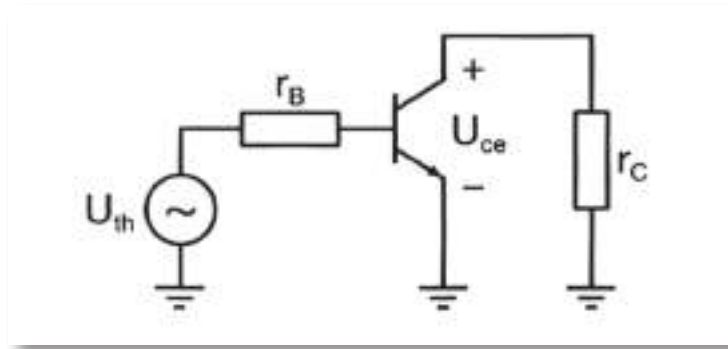


Fig. 59: Circuito em corrente alternada

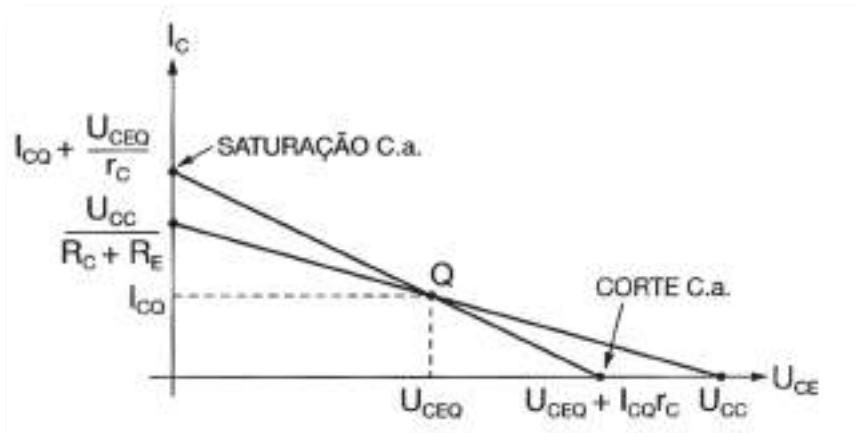


Fig. 60: Reta de carga em corrente contínua e corrente alternada

Como vimos anteriormente,  $r_B$  e  $U_{th}$  indicados na Fig.59 representam o equivalente de Thévenin visto da base, para a esquerda, em que  $r_B$  é dada pela expressão indicada a seguir e a tensão de Thévenin será um divisor de tensão entre o paralelo de  $R_1$  e  $R_2$  com a resistência da fonte, relativamente à fonte de sinal.  $U_{th}$  representa o sinal que chega à base do transistor. A resistência em corrente alternada, do coletor é o paralelo de  $R_C$  com  $R_L$  cuja expressão também se indica a seguir.

$$r_B = R_1 // R_2 // R_S$$

$$U_{th} = \frac{R_1 // R_2}{(R_1 // R_2) + R_S} U_{in}$$

$$r_C = R_C // R_L$$



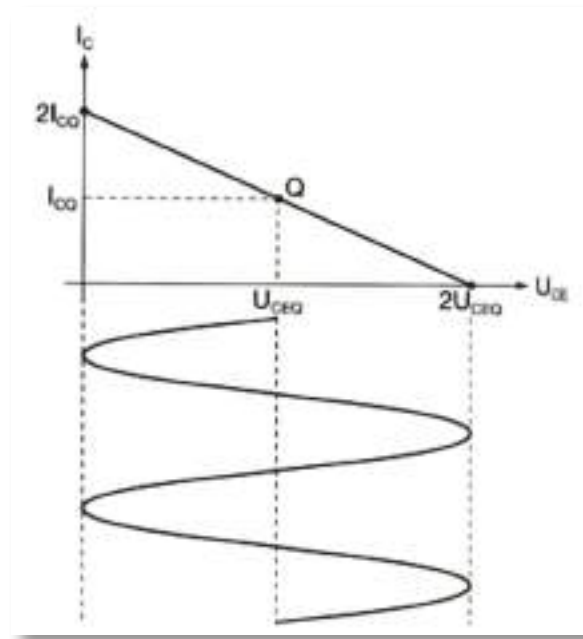


Fig. 61: Amplitude máxima do sinal de saída

### Corrente total de coletor

A extremidade superior da reta de carga c.a. da Fig.60 calcula-se considerando  $U_{CE} = 0$ , obtendo-se a seguinte expressão, já dada anteriormente.

$$i_C = I_{CQ} + \frac{U_{CEQ} - U_{CE}}{r_C}$$

Esta será a corrente de saturação, se desprezarmos a pequena diferença de potencial  $U_{CE}$  quando o transistor se encontra na saturação. A extremidade inferior da mesma reta de carga é dada por:

$$U_{CE\text{corte}} = U_{CEQ} + r_C I_{CQ}$$

### Amplitude do sinal na saída

A amplitude máxima de um sinal, pico a pico, que se pode aplicar a este amplificador, sem distorção, está representado na Fig.61. Como se verifica, o semiciclo positivo deverá ter um valor máximo que vai desde o ponto Q até à tensão de corte. O semiciclo negativo deverá ter um valor máximo desde zero, considerando que a tensão de saturação é idealmente zero, até ao ponto Q. Verifica-se também na mesma figura que se o ponto Q



estiver deslocado para uma das extremidades da reta de carga, um dos picos do sinal é cortado, pelo que só parte da reta de carga é aproveitada.

Em seguida, mostram-se algumas expressões que justificam a descrição feita, assim como as limitações e cuidados a ter no dimensionamento deste tipo de amplificadores.

Como vimos anteriormente, a tensão c.a. de corte é dada por:

$$U_{CEcorte} = U_{CEQ} + r_C I_{CQ}$$

Analisando a Fig.61, verifica-se que o valor do semiciclo positivo máximo é dado por:

$$U_{CEQ} + r_C I_{CQ} - U_{CEQ}$$

Ficando então:  $r_C I_{CQ}$

Podemos então resumir as amplitudes máximas da seguinte forma:

**SEMICICLO POSITIVO MÁXIMO** -  $r_C I_{CQ}$

**SEMICICLO NEGATIVO MÁXIMO** -  $U_{CEQ}$

A amplitude pico a pico máxima do sinal, que pode ser amplificado (valores aproximados) será:

$$U_{PP} = 2r_C I_{CQ} \text{ ou } U_{PP} = 2U_{CEQ}$$

Devemos escolher o menor dos valores para que não haja corte de um dos picos, o que acontece quando a variação da tensão  $U_{CE}$  ultrapassa  $U_{CEcorte}$  ou atinge a saturação.

## Potência na carga

A potência c.a. que se obtém na carga é por definição:

$$P_L = \frac{U_L^2}{R_L}$$

Em que:

$P_L$  - Potência c.a. na carga.

$U_L$  - Tensão eficaz na carga

$R_L$  - Resistência de carga.



Relembre-se as seguintes expressões:

$$U_{m\acute{a}x} = \frac{U_{pp}}{2}$$

onde  $U_{pp}$  define a tensão pico a pico

$$U_{ef} = \frac{U_{m\acute{a}x}}{\sqrt{2}}$$

Fazendo as varias substituições, obtemos:

$$p_L = \frac{U_L^2}{R_L} \rightarrow p_L = \frac{\left(\frac{U_{Lm\acute{a}x}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R_L} \rightarrow p_L = \frac{U_{Lm\acute{a}x}^2}{2R_L} \rightarrow p_L = \frac{U_{Lm\acute{a}x}^2}{2R_L} \rightarrow p_L = \frac{(U_{pp}/2)^2}{2R_L}$$

$$p_L = \frac{U_{pp}^2/4}{2R_L} \rightarrow p_L = \frac{U_{pp}^2}{8R_L}$$

Esta é a expressão que nos dá a potência na carga, sendo muito útil pelo facto de através da reta de carga obtermos o valor de pico a pico do sinal e pela expressão dada obtemos a potência do sinal de saída.

A maior parte da potência dissipada pelo transístor é em funcionamento D.C. A tensão e corrente contínuas de um amplificador foram definidas, respetivamente por:  $U_{CEQ}$  e  $I_{CQ}$ . Então a potência dissipada pelo transístor será dada por:

$$P_D = P_{DQ} = U_{CEQ}I_{CQ}$$

Esta potência nunca deve exceder os valores indicados pelo fabricante, tal como temos referido.

## *Eficiência de um andar amplificador*

Em qualquer máquina eléctrica, existe uma grandeza importante, que é o seu rendimento. Num amplificador, essa grandeza não tem grande significado visto termos duas componentes, uma D.C. e outra C.A. Então é usual definir outra grandeza designada por eficiência, que é a relação entre a potência obtida na carga (potência útil) e a potência D.C. total consumida pelo amplificador, pelo facto de a potência C.A. perdida, ser insignificante comparada com a potência D.C.



A fonte de alimentação fornece uma corrente D.C. total que circula na resistência de coletor ( $R_C$ ) e na resistência de polarização  $R_1$ , quando temos polarização por divisor de tensão, com uma tensão de alimentação,  $U_{CC}$ .

Então obtemos a seguinte expressão:

$$I_T = I_1 + I_C \rightarrow P_T = U_{CC} I_T$$

Obtendo a seguinte expressão para a eficiência:

$$= \frac{P_{Lmáx}}{P_T} \times 100\%$$

## Ganho de potência

Tal como definimos anteriormente, temos:

Ganho de corrente  $\rightarrow A_i = \frac{i_c}{i_b}$   $A_i \cong \beta$

Ganho de tensão  $\rightarrow A_u = \frac{u_o}{u_i}$  (depende do tipo de amplificador)

O ganho de potência será também por definição, dado por:  $A_p = \frac{p_o}{p_i}$

em que:

$p_o$  - Potência de saída

$p_i$  - Potência de entrada

por outro lado sabemos que:

$$p_i = u_i i_b$$

E que:

$$p_o = -u_o i_c$$

teremos então:

$$A_p = \frac{p_o}{p_i} \rightarrow A_p = \frac{-u_o i_c}{u_i i_b} \rightarrow A_p = -A_u A_i$$

sendo :

$A_p$  - Ganho de potência

$A_u$  - Ganho de tens

$A_i$  - Ganho de corrente



Para os amplificadores, coletor comum e base comum, o raciocínio é idêntico ao utilizado para o emissor comum, pelo que apresentamos de seguida, num quadro resumo, as últimas expressões deduzidas para o amplificador E.C. e as correspondentes para as outras montagens, C.C. e B.C.

A montagem em emissor comum é das três montagens o que apresenta melhores características para este tipo de operação.

Grandeza	Fórmula	Comentário	Expressões auxiliares
$I_{CSAT}$	$I_{CQ} + \frac{U_{CEQ}}{r_C + r_E}$	Aplica-se a todas as montagens. Podendo $r_C$ ou $r_E$ ser zero	$r_E = R_E // R_L$
$U_{CECORTE}$	$U_{CEQ} + I_{CQ}(r_C + r_E)(C.C. \rightarrow r_C = 0)$	Aplica-se a todas as montagens. Podendo $r_C$ ou $r_E$ ser zero	$r_C = R_C // R_L$
$U_{PPMAX}$	$2r_C I_{CQ}$ ou $2U_{CEQ}$	Usar a menor. Montagens E.C. e B.C.	
$U_{PPMAX}$	$2r_E I_{CQ}$ ou $2U_{CEQ}$	Usar a menor. Montagens C.C.	
$U_{PPMAX}$	$\cong 2r_C I_{CQ}$ ou $\cong \frac{2r_C U_{CEQ}}{r_C + r_E}$	Usar a menor. Amplificador realimentado ( $r_E$ - Resistência de realimentação)	
$P$	$\frac{U_L^2}{R_L}$	Usar tensão eficaz	
$P_{LMAX}$	$\frac{U_{PP}^2}{8R_L}$	Potência máxima na carga s/distorção	
$P_{DQ}$	$U_{CEQ} I_{CQ}$	Potência máxima dissipada pelo transistor	
$P_T$	$U_{CC} I_T$	Potência de alimentação (Potência total)	$I_T = I_C + I_E$
$\eta$	$\frac{P_{LMAX}}{P_T}$	Eficiência do andar amplificador	

Fig. 62: Amplificação em classe A

### Exercício

1. O circuito da figura a seguir mostra um amplificador classe A em que o transistor tem as seguintes especificações:  $I_{Cmáx} = 200mA$  e uma tensão de ruptura  $U_{CEO} = 40V$ .  
 DADOS:  $R_S = 1K\Omega$ ;  $R_1 = 10K\Omega$ ;  $R_2 = 2,2K\Omega$ ;  $R_3 = 3,6K\Omega$ ;  $R_E = 1K\Omega$ ;  $r_E = 120\Omega$ ;  $R_L = 1,5K\Omega$ ;  $U_{CC} = 12V$ ;



Calcule:

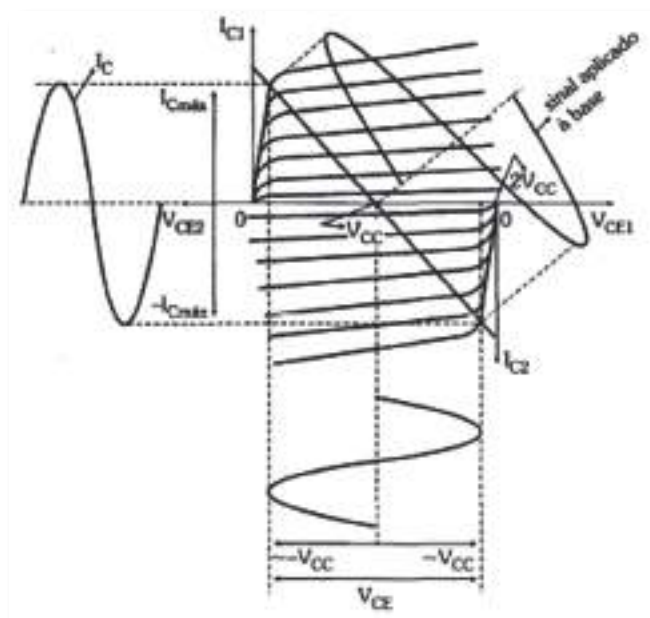
- 1.1. O ponto de funcionamento em repouso (P.F.R.) e a reta de carga c.c. Verificar se as especificações são ultrapassadas.
- 1.2. A reta de carga c.a. e representar as duas retas de carga c.c. e c.a.
- 1.3. A amplitude de pico a pico máxima na saída.
- 1.4. Os ganhos de tensão  $A_u$ , corrente  $A_i$  e de potência  $A_p$ .
- 1.5. A potência máxima na carga; a potência total fornecida pela fonte e a eficiência do amplificador.

## Amplificadores em classe B

Os amplificadores em classe A, como pudemos observar, apresentam fatores que limitam o seu uso, como o baixo rendimento e o consumo de energia da fonte de alimentação mesmo na ausência de sinal de entrada.

Para equipamentos alimentados por bateria, o ideal é que ela seja utilizada apenas quando existir um sinal aplicado à entrada do circuito. Com os amplificadores a operar em classe B, é isto o que ocorre.

Num amplificador em classe B, na ausência de sinal aplicado à base, a corrente de coletor será nula. Isto significa que o transistor opera no ponto de corte.



Para a operação em classe B, temos que utilizar dois transistores, onde um deles amplifica a parte positiva do sinal e o outro, a parte negativa. Na ausência de um dos dois, teremos na saída uma grande distorção.

Fig. 63: Operação em classe B





## Circuito push-pull

Quando um transistor opera em classe B, corta um semiciclo, como se mostra na Fig.64. Para evitar a distorção resultante, usamos dois transistores num arranjo push-pull, ou também designado de funcionamento complementar, visto só funcionar um em cada semiciclo da corrente alternada.

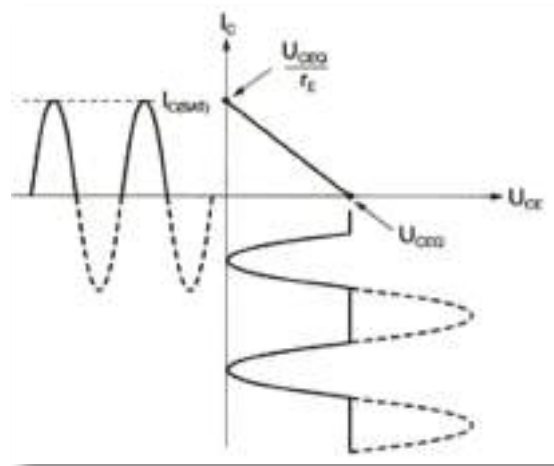


Fig. 64: Gráfico da corrente e da tensão num amplificador de classe B

Com este tipo de montagem, conseguem-se amplificadores que apresentam baixa distorção, grande potência de carga uma vez que cada transistor só funciona durante um semiciclo e alta eficiência. A Fig.65 mostra uma montagem deste tipo, que é formada por um seguidor de emissor NPN e um seguidor de emissor PNP. De referir o que foi dito anteriormente, que as correntes e tensões do transistor PNP são simétricas relativamente ao transistor NPN, sendo a sua análise em tudo idêntica, pelo que só faremos pequenas referências ao seu funcionamento.

As resistências de polarização devem ser escolhidas para situar o ponto Q ao corte. Isto polariza o referido emissor de cada transistor entre os 0,6 e 0,7 V, qualquer que seja a tensão C.A. necessária, somente para ligar ou desligar o diodo emissor (isto idealmente). Como as resistências de polarização são iguais, cada diodo emissor é polarizado com a mesma tensão, ficando cada transistor com uma tensão  $U_{CE}$  dada por:

$$U_{CEQ} = \frac{U_{CC}}{2}$$

## Princípio de funcionamento

Analisando o circuito representado na Fig.65 verifica-se que estando o P.F.R. situado na extremidade da reta de carga (ao corte), na presença de sinal e considerando o semiciclo



positivo, o transistor  $T_1$  fica polarizado e por isso em condução, continuando o transistor  $T_2$  ao corte. Assim, circula corrente em  $T_1$  e nas resistências de polarização, pelo que o circuito resultante representa um seguidor de emissor.

No semiciclo negativo  $T_1$  continuará ao corte e  $T_2$  em condução, que, embora sendo um transistor PNP o circuito c.a. ficará igual à parte superior.

Numa montagem push-pull, quando um dos transistores estiver a conduzir significa que estamos na presença de sinal, e este pode percorrer toda a reta de carga Fig.64, uma vez que o P.F.R. se encontra na sua extremidade.

No outro semiciclo será o outro transistor que se encontra em condução, significando então que a variação do sinal na saída de um circuito a funcionar em classe B será maior do que um sinal amplificado num circuito a funcionar em classe A.

Assim, a saída será dada por:

$$U_{ppm\acute{a}x} = 2U_{CEQ} \rightarrow U_{ppm\acute{a}x} = U_{CC}$$

que será muito maior que em classe A.

### Reta de carga em D.C. e A.C.

Como não há resistências nos ramos do coletor e como se pode ver na Fig.65, a corrente D.C. de saturação é indeterminada, sendo a sua limitação imposta pelas características dos transistores e pelas resistências de polarização. Assim, a reta de carga D.C. será vertical, o que é traduzido pela não existência de quaisquer equações possíveis que representem esta corrente. Para uma pequena variação de  $U_{BE}$  origina correntes de coletor elevadas, pelo que as características dos transistores (NPN e PNP) deverão ser tão próximas quanto possível.

No semiciclo positivo funciona a parte superior do circuito indicada na Fig.64 e no semiciclo negativo funciona a parte inferior do circuito indicada na mesma figura, uma

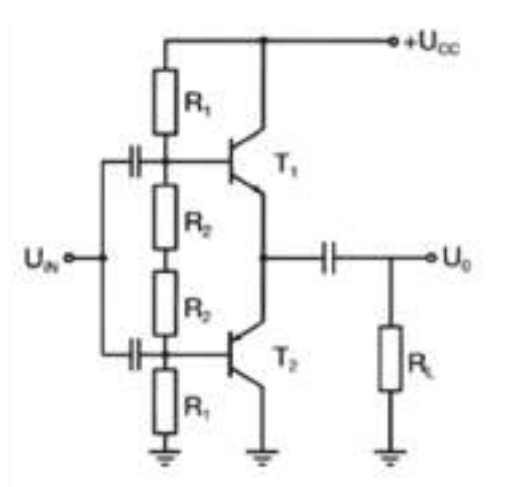


Fig. 65: Circuito push-pull



vez que cada parte do circuito tem funcionamento complementar. Assim, é suficiente fazer a análise apenas a uma parte do circuito. Para cada semiciclo ainda se aplica a teoria do seguidor de emissor para o cálculo da reta de carga C.A., pelo que podem ser aplicadas as mesmas expressões que se indicam a seguir:

$$I_{Csat} = I_{CQ} + \frac{U_{CEQ}}{r_R}; \quad U_{CEcorte} = U_{CEQ} + r_E I_{CQ}$$

A resistência vista do emissor para cada situação é dada por:  $r_E = R_L$  e  $I_{CQ} = 0$  logo, a corrente de saturação e a tensão de corte em corrente alternada são dadas por:

$$I_{Csat} = \frac{U_{CEQ}}{r_R} \rightarrow I_{Csat} = \frac{U_{CC}}{2R_L}$$

$$U_{CEcorte} = U_{CEQ} \rightarrow U_{CEcorte} = \frac{U_{CC}}{2}$$

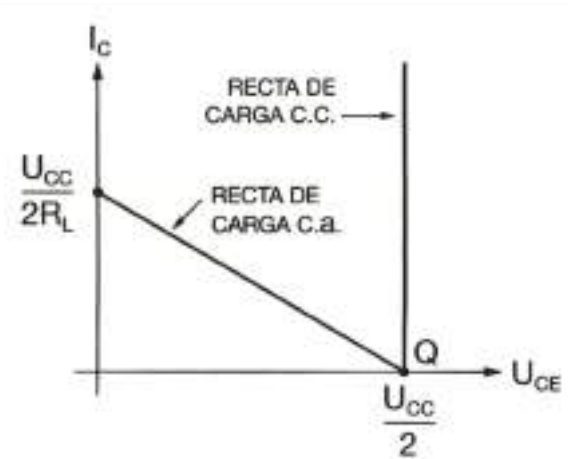


Fig. 66: Recta de carga D.C. e A.C.

## Ganho de tensão com carga

O ganho de tensão deste tipo de circuitos será, como se disse, idêntico ao do seguidor de emissor ficando então:

$$A_U = \frac{R_L}{R_L + r'_e}$$

que é um divisor de tensão aos terminais de  $R_L$  como se viu anteriormente.

## Impedância de entrada e impedância de saída

A impedância de entrada é vista da base a carga na saída:

$$Z_{ib} = \beta(R_L + r'_e)$$

A impedância de saída (sem contemplar a resistência de carga  $R_L$ ) é dada por:

$$Z_o = r'_e + \frac{r_b}{\beta}$$



## Definição dos ganhos

Já vimos que o ganho de corrente é aproximadamente igual ao parâmetro  $\beta$  e o ganho de tensão é aproximadamente igual à unidade, ficando:

$$A_i \cong \beta \quad A_U \cong 1$$

O ganho em potência será definido pela expressão:

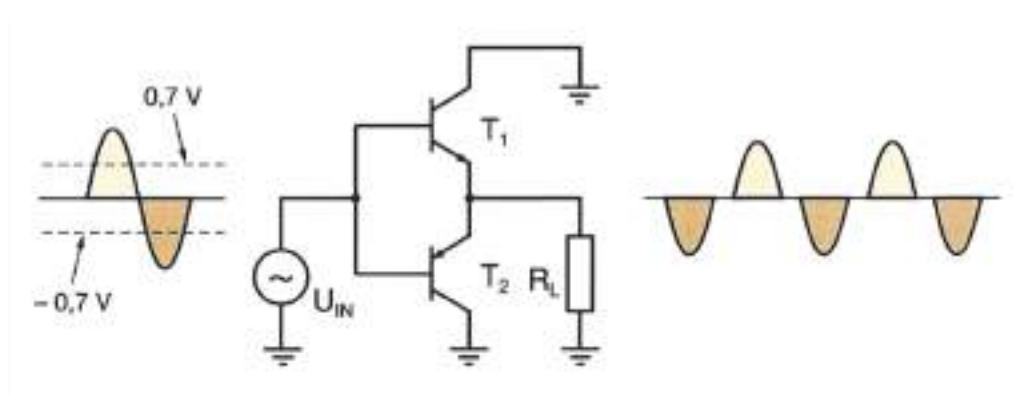
$$A_p = A_i \cdot A_U$$

No semiciclo positivo do sinal de entrada, o transístor de cima -  $T_1$  - encontra-se em condução e o de baixo -  $T_2$  - está ao corte. Cada transístor, quando em condução, funciona como um seguidor de emissor normal, pelo que a tensão pico a pico na saída é aproximadamente igual à tensão de alimentação (para circuitos ideais), sendo a impedância de entrada elevada e a de saída baixa.

## Distorção de cruzamento (crossover)

Na montagem push-pull o transístor de cima -  $T_1$  - só funciona quando a tensão de polarização na base tiver um valor próximo de 0,7 V e o de baixo -  $T_2$  - só conduz quando a tensão de polarização tiver um valor próximo de - 0,7 V.

Assim, existe uma variação de tensão de entrada que vai desde os - 0,7 a + 0,7 V, em que os transístores neste tipo de montagem não conduzem, o que origina uma distorção na saída, designada por *distorção crossover*, quando o sinal cruza o eixo das abcissas como se indica na Fig.67.



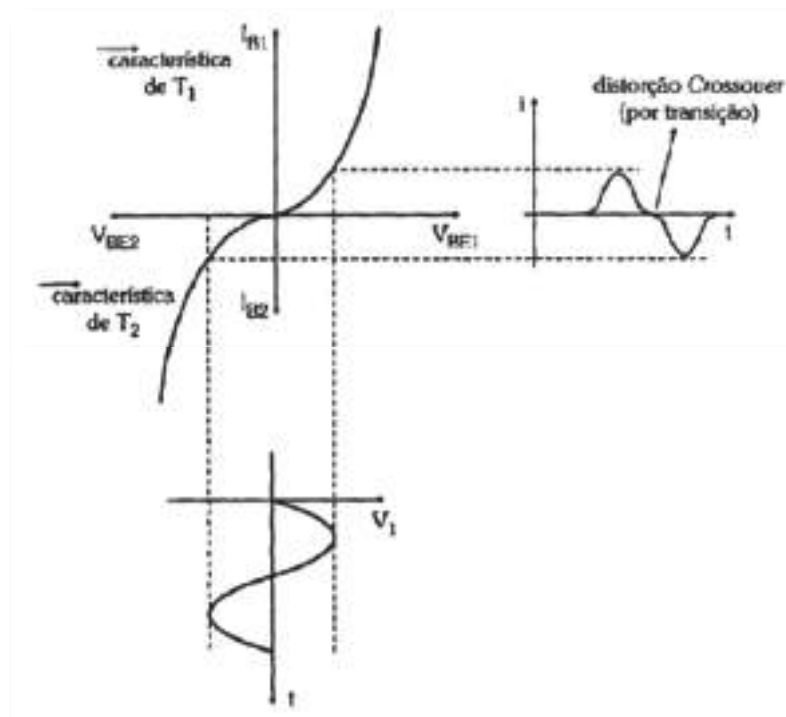


Fig. 67: Distorção  
Crossover

Para eliminar a distorção crossover é necessário aplicar uma pequena polarização fixa direta em cada díodo emissor, o que significa localizar o ponto Q ligeiramente acima do ponto de corte.

### Amplificação em classe AB

Como vimos, a principal desvantagem do amplificador em classe B é a distorção "crossover", que pode ser eliminada, bastando para isto, polarizarmos os transistores um pouco acima do corte. Este tipo de amplificador é denominado classe AB, pois opera em uma faixa entre as classes A e B, como mostra a Fig.68.

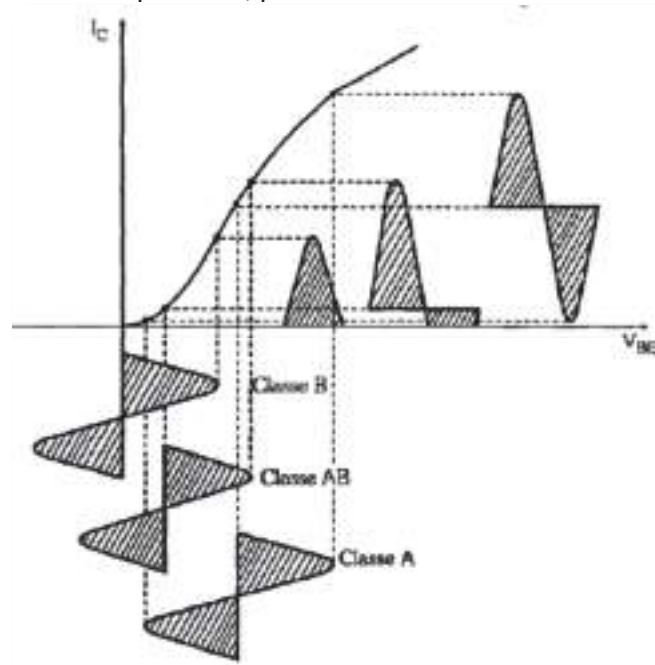


Fig. 68: Comparação das classes  
de amplificação em classe A, B e

AB



Na operação em classe AB, temos os transístores a operar um pouco acima do corte. Dessa forma, mesmo na ausência de sinal aplicado às bases dos transístores, alguma corrente nelas, fazendo com que  $I_c$  seja diferente de zero, eliminando, portanto, a distorção por transição, um fator indesejável e perceptível pelo ouvido humano.

Na Fig.69, temos um circuito a operar em classe AB, em que a polarização de base é obtida por intermédio de dois díodos formando um espelho de corrente.

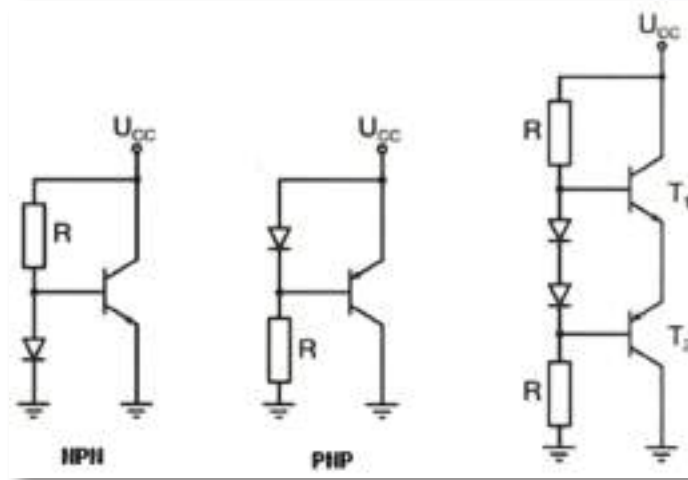


Fig. 69: Amplificador em classe AB polarizado por díodos

Os esquemas da figura anterior (à esquerda) representam circuitos designados por espelho de corrente, em que o da esquerda utiliza um transístor NPN e o da direita um PNP. Se a característica dos díodos for idêntica à característica de cada diodo emissor, então a corrente que circula no diodo de polarização é aproximadamente igual à corrente de emissor do transístor. Assim, conhecendo a tensão do alimentação ficamos a conhecer a queda de tensão na resistência  $R$ , pelo que podemos determinar a corrente que circula no diodo e assim, saber a corrente de coletor, considerando-a aproximadamente igual à corrente de emissor.

Para manter o ponto Q o mais estável possível, por vezes podem ser utilizados dois díodos de polarização, como se apresenta na Fig.69 (à direita). Este processo tem um inconveniente pelo facto de ser difícil encontrar díodos com as mesmas características dos díodos emissores dos transístores, mas tem a vantagem de se evitar deriva térmica. No entanto, é possível utilizar dois transístores ligados como se indica na Fig.70 a funcionar como díodos. Se os transístores de polarização tiverem as mesmas características que os transístores do push-pull, garantem a mesma corrente nos dois ramos.



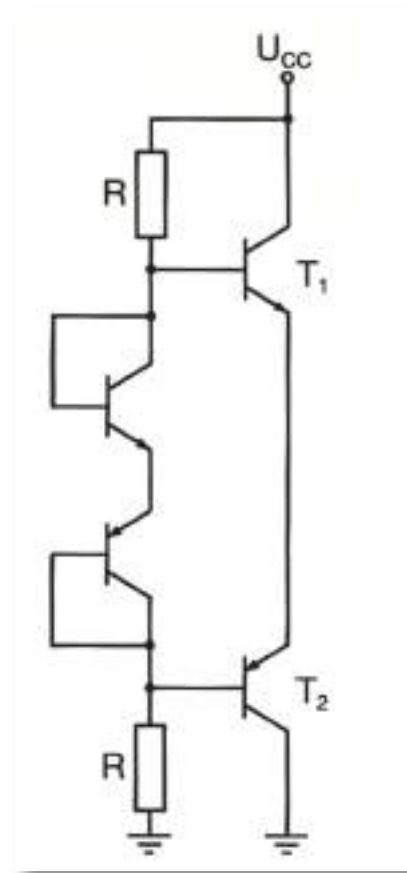


Fig. 70: Amplificador em classe AB polarizado por transístores

A deriva térmica pode originar a destruição dos transístores por excessiva corrente de coletor. Analisemos o que sucede:

Quando  $U_{BE}$  aumenta devido ao aumento de temperatura, a corrente  $I_C$  também aumenta. A informação dada pelo fabricante indica que a corrente de coletor pode aumentar 10 vezes para um aumento de 60 mV do  $U_{BE}$ . Como o aumento da temperatura implica um aumento de corrente, que origina novo aumento de temperatura, pode ser perigoso e destruir o transístor, pelo que, por vezes, é necessário utilizar dissipadores de calor para este tipo de circuitos. Este efeito é designado por deriva térmica, que se pode resumir utilizando a seguinte simbologia:

$$T \nearrow \Rightarrow U_{BE} \nearrow \Rightarrow I_C \nearrow \Rightarrow T \nearrow$$

## Amplificadores em classe c

Um amplificador de potência opera em classe C quando circula corrente de coletor apenas nos sinais positivos aplicados à base do transístor. Em tal classe de operação, polarizamos o transístor num ponto abaixo do corte, de modo que o sinal aplicado à



base tenha de vencer a tensão de início de condução do transistor para que ele reinicie a sua operação, resultando numa grande distorção do sinal de saída.

Por esse motivo, tal classe de amplificador é apenas empregada em circuitos transmissores de radiofrequência, nos quais, por meio de circuitos ressonantes conseguimos eliminar a distorção, ou em circuitos que empregam compensação para reprodução da segunda harmônica do sinal.

A Fig.71 mostra um amplificador RF sintonizado. A tensão alternada de entrada excita a base e a tensão amplificada de saída aparece no coletor. Depois, o sinal amplificado e invertido é acoplado por condensadores à resistência de carga. Devido ao circuito ressonante paralelo, a tensão de saída é máxima à frequência de ressonância, sendo dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

O ganho de tensão desce em cada lado da frequência de ressonância  $f_0$  como se observa na Figura 15 (b). Devido a isso, um amplificador sintonizado de classe C é concebido para amplificar uma estreita banda de frequências. Daí que seja ideal na amplificação de sinais de radiodifusão e televisão, porque a cada estação ou canal encontra-se consignada uma estreita banda de frequências em ambos os lados de uma frequência central.

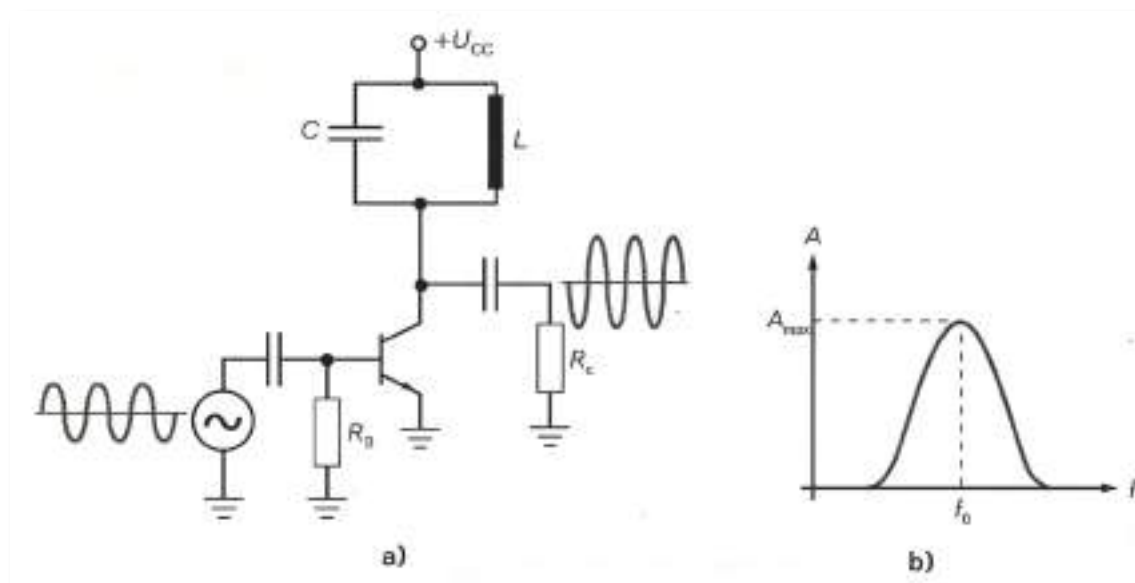


Fig. 71: (a) Amplificador sintonizado em classe C. (b) Ganho de tensão em função da frequência





# Apêndice

## Parâmetros Híbridos - Equações de conversão (Exatas e Aproximadas)

### EXATAS

#### Configuração Emissor-Comum

$$h_{ie} = \frac{h_{ib}}{(1 + h_{fb})(1 - h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = h_{ic}$$

$$h_{re} = \frac{h_{ib}h_{ob} - h_{rb}(1 + h_{fb})}{(1 + h_{fb})(1 - h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = 1 - h_{rc}$$

$$h_{fe} = \frac{-h_{fb}(1 - h_{rb}) - h_{ob}h_{ib}}{(1 + h_{fb})(1 - h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = -(1 + h_{fc})$$

$$h_{oe} = \frac{h_{ob}}{(1 + h_{fb})(1 - h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = h_{oc}$$

#### Configuração Base-Comum

$$h_{ib} = \frac{h_{ie}}{(1 + h_{fe})(1 - h_{re}) + h_{ie}h_{oe}} = \frac{h_{ic}}{h_{ic}h_{oc} - h_{fc}h_{rc}}$$

$$h_{rb} = \frac{h_{ie}h_{oe} - h_{re}(1 + h_{fe})}{(1 + h_{fe})(1 - h_{re}) + h_{ie}h_{oe}} = \frac{h_{fc}(1 - h_{rc}) + h_{ic}h_{oc}}{h_{ic}h_{oc} - h_{fc}h_{rc}}$$

$$h_{fb} = \frac{-h_{fe}(1 - h_{re}) - h_{ie}h_{oe}}{(1 + h_{fe})(1 - h_{re}) + h_{ie}h_{oe}} = \frac{h_{rc}(1 + h_{fc}) - h_{ic}h_{oc}}{h_{ic}h_{oc} - h_{fc}h_{rc}}$$

$$h_{ob} = \frac{h_{oe}}{(1 + h_{fe})(1 - h_{re}) + h_{ie}h_{oe}} = \frac{h_{oc}}{h_{ic}h_{oc} - h_{fc}h_{rc}}$$

#### Configuração Base-Comum

$$h_{ic} = \frac{h_{ib}}{(1 + h_{fb})(1 - h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = h_{ie}$$

$$h_{rc} = \frac{1 + h_{fb}}{(1 + h_{fb})(1 - h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = 1 - h_{re}$$



$$h_{fc} = \frac{h_{rb} - 1}{(1 + h_{fb})(1 - h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = -(1 + h_{re})$$

$$h_{oc} = \frac{h_{ob}}{(1 + h_{fb})(1 - h_{rb}) + h_{ob}h_{ib}} = h_{os}$$

**APROXIMADAS***Configuração Emissor-Comum*

$$h_{ie} \cong \frac{h_{ib}}{1 + h_{fb}} \cong \beta r_e$$

$$h_{re} \cong \frac{h_{ib}h_{ob}}{1 + h_{fb}} \cong -h_{rb}$$

$$h_{fe} \cong \frac{-h_{fb}}{1 + h_{fb}} \cong \beta$$

$$h_{oe} \cong \frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}}$$

*Configuração Base-Comum*

$$h_{ib} \cong \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \cong \frac{-h_{ic}}{h_{fc}} \cong r_e$$

$$h_{rb} \cong \frac{h_{ie}h_{oe}}{1 + h_{fe}} - h_{re} \cong h_{re} - 1 - \frac{h_{ic}h_{oc}}{h_{fc}}$$

$$h_{ib} \cong \frac{-h_{ie}}{1 + h_{fe}} \cong \frac{-(1 + h_{fc})}{h_{fc}} \cong \alpha$$

$$h_{ob} \cong \frac{h_{ie}}{1 + h_{fe}} \cong \frac{-h_{oc}}{h_{fc}}$$



## Configuração Coletor-Comum

$$h_{ic} \cong \frac{h_{ib}}{1 + h_{fb}} \cong \beta r_e$$

$$h_{rc} \cong 1$$

$$h_{fc} \cong \frac{-1}{1 + h_{fb}} \cong -\beta$$

$$h_{oc} \cong \frac{h_{ob}}{1 + h_{fb}}$$



## Bibliografia

MALVINO, Albert Paul , *Princípios de Eletrónica*, vol. 1, 6ª ed.. Lisboa: McGraw-Hill, 2000.

MATIAS, José, *Guia de Laboratório de Eletricidade*. Lisboa: Didáctica Editora, 1993.

PADILHA, António, *Eletrónica Analógica*. Lisboa: McGraw-Hil, 1993.

PINTO, António; ALVES, Vítor, *Práticas Oficiais e Laboratoriais*, 10º Ano. Porto, Porto Editora, 2002.

PINTO, António; ALVES, Vítor, *Tecnologias*, 10º Ano. Porto: Porto Editora, 2003.

VARANDA, Joaquim, *Tecnologias de Eletricidade*, vol. 2, 11º Ano. Lisboa: Didáctica Editora, 2002. PINTO, António; ALVES, Vítor, *Tecnologias*, 10º Ano. Porto: Porto Editora, 2003.

ROSEIRA, António; SILVA, Fernandes da, *Eletrotecnia: Corrente Alternada*, 10º e 11º Anos. Porto: Porto Editora, 1992.

