

Universidade Federal de Juiz de Fora
Faculdade de Engenharia
Departamento de Circuitos Elétricos

Eletrônica Analógica I

CEL114 / CE5114

Apostila de aulas

Parte 3: Transistores

Capítulo 4: Transistor Bipolar de Junção (TBJ)

Capítulo 5: Transistor de Efeito de Campo (MOSFET)

Agradecimentos

Agradeço aos professores Carlos Augusto Duque, Leandro Manso e Eder Kapisch pelo apoio, pela confiança e pelo exemplo ao longo da minha formação e do período em que estive à frente desta disciplina.

Agradeço à Universidade Federal de Juiz de Fora pela oportunidade de atuar como professor substituto durante dois anos, período em que conciliei a docência com o doutorado. Foi um tempo de muito aprendizado, e boa parte do que está nestas páginas nasceu das dúvidas, das perguntas e das sugestões dos alunos que passaram pelas minhas turmas.

Esta apostila, como qualquer material de ensino, está sempre em evolução. Cada turma aponta um trecho que pode ser explicado melhor, um exemplo que faltava, uma figura que ajudaria. Agradeço desde já a quem contribuir com correções e sugestões.

Por fim, uma palavra aos alunos. Não faz muito tempo, eu estava sentado do mesmo lado da sala em que vocês estão agora, nesta mesma faculdade, estudando esta mesma matéria. As dificuldades que vocês vão encontrar aqui são as mesmas que eu encontrei, e elas passam com estudo e persistência. Que isso sirva de motivação: o caminho de quem está hoje na carteira pode muito bem levar, amanhã, ao outro lado do quadro.

Victor Mendes Ribeiro

Sumário

III	Transistores	1
4	Transistor Bipolar de Junção (TBJ)	3
4.1	Estrutura e princípio de funcionamento	3
4.1.1	Como o NPN funciona na região ativa	4
4.1.2	Regiões de operação	4
4.2	Relações de corrente na região ativa	4
4.3	Modelos de grandes sinais	5
4.4	Curvas características e análise gráfica	7
4.5	Efeito Early	7
4.6	Topologias de polarização	8
4.6.1	Emissor comum com divisor de tensão na base	9
4.6.2	Emissor degenerado com divisor de tensão na base	9
4.6.3	Emissor degenerado com alimentação simétrica	10
4.6.4	Emissor comum com realimentação de base	11
4.6.5	Polarização com fonte de corrente	11
4.7	O TBJ como chave	12
4.7.1	Limite de saturação e β forçado	13
4.7.2	Modelo do transistor saturado	13
4.8	O TBJ como amplificador: pequenos sinais	13
4.8.1	Superposição: análise CC e análise CA	14
4.8.2	Parâmetros de pequenos sinais	14
4.8.3	Amplificador emissor comum	15
4.8.4	Emissor comum com degeneração de emissor	16
4.9	Prática de laboratório 5: o TBJ como chave	16
	Resumo do capítulo	18
	Exercícios	18
5	Transistor de Efeito de Campo (MOSFET)	21
5.1	Estrutura e princípio de funcionamento	21
5.2	Regiões de operação e equações	22

5.2.1	Modulação do comprimento do canal	22
5.2.2	Modelo de grandes sinais na saturação	23
5.3	Topologias de polarização	23
5.3.1	Divisor de tensão simples	23
5.3.2	Divisor de tensão com degeneração de fonte	24
5.3.3	Alimentação simétrica com degeneração de fonte	24
5.3.4	Realimentação do dreno para o gate	25
5.3.5	Polarização com fonte de corrente	25
5.4	Pequenos sinais e o amplificador fonte comum	25
5.5	O MOSFET como chave	26
	Resumo do capítulo	27
	Exercícios	27
	Gabarito dos exercícios	29

PARTE III

Transistores

Transistor Bipolar de Junção (TBJ)

O transistor é o dispositivo que torna possível a amplificação e a comutação eletrônica. No diodo, a corrente depende apenas da tensão entre seus dois terminais. No transistor há um terceiro terminal, e a corrente entre dois deles é controlada pelo terceiro. É essa *fonte controlada* que aparece dentro de todos os modelos de amplificador da Parte 1.

Este capítulo trata do transistor bipolar de junção (TBJ), inventado em 1948. O capítulo seguinte trata do MOSFET. Para os dois, o roteiro é o mesmo: a física, os modelos de grandes sinais, a polarização (o ponto de operação CC), o uso como chave e o uso como amplificador com o modelo de pequenos sinais.

4.1 Estrutura e princípio de funcionamento

O TBJ tem três regiões semicondutoras e, portanto, duas junções pn . No transistor **NPN**, uma camada fina tipo p (a **base**) fica entre duas regiões tipo n (o **emissor** e o **coletor**). No **PNP**, os tipos são trocados.

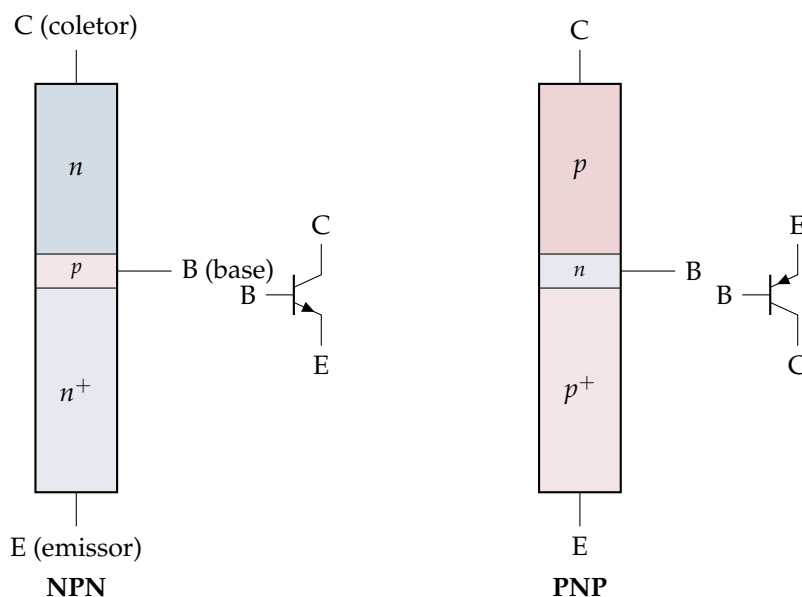


Figura 4.1. Estrutura simplificada e símbolos dos transistores NPN e PNP. A seta fica sempre no emissor e aponta no sentido da corrente convencional na junção base-emissor.

A estrutura não é simétrica: o emissor é muito mais dopado que a base, a base é muito fina e pouco dopada, e o coletor tem área maior. Essas escolhas de fabricação são o que faz o dispositivo funcionar.

4.1.1 Como o NPN funciona na região ativa

Com a junção base-emissor (JBE) polarizada diretamente e a junção base-coletor (JBC) polarizada reversamente:

1. A JBE diretamente polarizada injeta uma grande quantidade de elétrons do emissor (muito dopado) na base, exatamente como num diodo.
2. A base é fina e pouco dopada: poucos desses elétrons encontram lacunas para se recombinar. A maioria chega até a borda da JBC.
3. O campo elétrico da JBC reversamente polarizada varre esses elétrons para o coletor.

O resultado é uma corrente de coletor i_C controlada pela tensão v_{BE} e praticamente independente da tensão no coletor. A pequena parcela de elétrons que se recombina na base forma a corrente de base i_B , muito menor que i_C .

4.1.2 Regiões de operação

As duas junções podem estar, cada uma, direta ou reversamente polarizadas, o que dá quatro modos:

Modo	JBE	JBC	Uso
Corte	reversa	reversa	chave aberta
Ativa	direta	reversa	amplificador
Saturação	direta	direta	chave fechada
Ativa reversa	reversa	direta	pouco usada

Como chave, o TBJ alterna entre corte e saturação. Como amplificador, fica na região ativa, onde se comporta como uma fonte de corrente controlada.

4.2 Relações de corrente na região ativa

Na região ativa, a corrente de coletor segue a mesma lei exponencial do diodo, controlada pela tensão base-emissor:

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}, \quad (4.1)$$

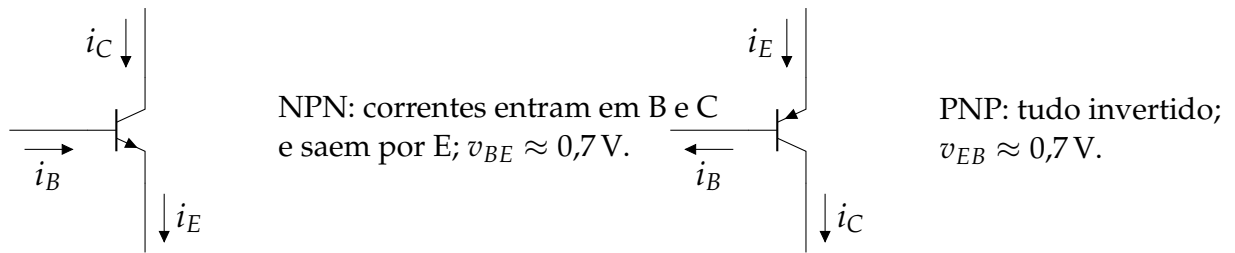
com $V_T \approx 25$ mV. As três correntes se relacionam por dois parâmetros:

Relações de corrente.

$$i_E = i_C + i_B, \quad i_C = \beta i_B, \quad i_C = \alpha i_E, \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}, \quad \beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (4.2)$$

β é o **ganho de corrente** em emissor comum, tipicamente de 50 a 200, e α o ganho em base comum, pouco menor que 1. Daí também $i_E = (\beta + 1)i_B$.

β depende de parâmetros de fabricação (dopagens, largura da base) e varia bastante de um transistor para outro do mesmo tipo, com a temperatura e com a corrente. Um bom circuito de polarização não deve depender do valor exato de β (Seção 4.6).



4.3 Modelos de grandes sinais

Olhando para dentro do transistor na região ativa: a JBE é um diodo, e o coletor é uma fonte de corrente controlada. Há duas formas equivalentes de escrever isso.

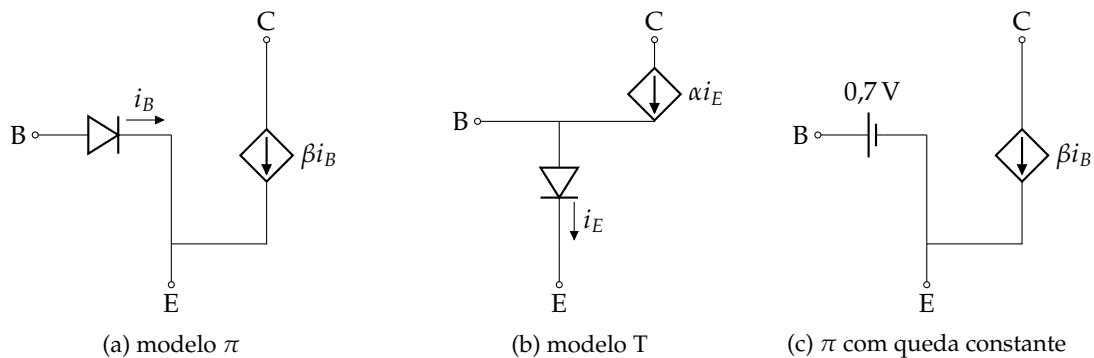
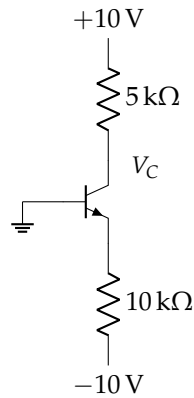


Figura 4.2. Modelos de grandes sinais do NPN na região ativa. No modelo π o diodo é percorrido por i_B e a fonte vale βi_B ; no modelo T o diodo é percorrido por i_E e a fonte vale αi_E . Com o modelo de queda constante, o diodo vira uma fonte de $0,7\text{ V}$.

Os dois modelos descrevem o mesmo comportamento; escolhe-se o que deixa o circuito mais simples. Se a corrente de base é conhecida (ou fácil de calcular), o π é natural; se a corrente de emissor é imposta, por exemplo por uma fonte de corrente no emissor, o T é mais direto. Na análise CC usa-se quase sempre o modelo de queda constante, com $V_{BE} = 0,7\text{ V}$.

Roteiro da análise CC. (1) Suponha que o transistor está na região ativa. (2) Troque o transistor pelo modelo, com $V_{BE} = 0,7\text{ V}$. (3) Resolva a malha de base para encontrar I_B (ou I_E). (4) Obtenha as outras correntes com β e α . (5) Resolva a malha de coletor para encontrar V_C . (6) Verifique: na região ativa, a JBC deve estar reversa, ou seja, $V_C > V_B$ no NPN (na prática, $V_{CE} > 0,3\text{ V}$). Se não estiver, o transistor está saturado e a análise deve ser refeita.

Exemplo 4.1 (Sedra, Ex. 5.10). No circuito abaixo, $\beta = 50$ e $V_{BE} = 0,7\text{ V}$. Calcule I_E , I_B , I_C e V_C .



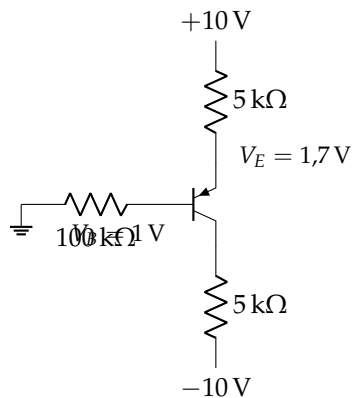
Solução. A base está no terra, logo $V_E = 0 - 0,7 = -0,7\text{ V}$. A corrente no resistor de emissor é

$$I_E = \frac{-0,7 - (-10)}{10\text{ k}} = 0,93\text{ mA}, \quad I_B = \frac{I_E}{\beta + 1} = \frac{0,93}{51} = 18,2\text{ }\mu\text{A}, \quad I_C = \beta I_B = 0,912\text{ mA},$$

$$V_C = 10 - 5\text{ k} \cdot 0,912\text{ m} = 5,44\text{ V}.$$

Verificação: $V_C = 5,44\text{ V} > V_B = 0$, JBC reversa: região ativa. Aqui o emissor impõe a corrente, e o modelo T seria o mais direto.

Exemplo 4.2 (Sedra, Ex. 5.11: PNP). Num circuito com PNP, mede-se $V_E = 1,7\text{ V}$ e $V_B = 1\text{ V}$. O emissor vai a $+10\text{ V}$ por $5\text{ k}\Omega$, a base ao terra por $100\text{ k}\Omega$ e o coletor a -10 V por $5\text{ k}\Omega$. Calcule β , α e V_C .



Solução. $I_B = V_B/100\text{ k} = 10\text{ }\mu\text{A}$ (a corrente sai da base e desce pelo resistor para o terra). $I_E = (10 - 1,7)/5\text{ k} = 1,66\text{ mA}$. Então

$$\beta = \frac{I_E}{I_B} - 1 = \frac{1,66\text{ mA}}{10\text{ }\mu\text{A}} - 1 = 165, \quad \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = 0,994,$$

$$I_C = \beta I_B = 1,65\text{ mA}, \quad V_C = -10 + 5\text{ k} \cdot 1,65\text{ m} = -1,75\text{ V}.$$

Verificação: no PNP, a região ativa exige $V_C < V_B$: $-1,75 < 1$. Conhecidas as tensões nos terminais, o circuito fica simples.

4.4 Curvas características e análise gráfica

A malha de base se comporta como um diodo: i_B cresce exponencialmente com v_{BE} , com queda de cerca de 0,7 V. Na malha de coletor, para cada valor de i_B , a corrente i_C é praticamente constante enquanto o transistor está na região ativa.

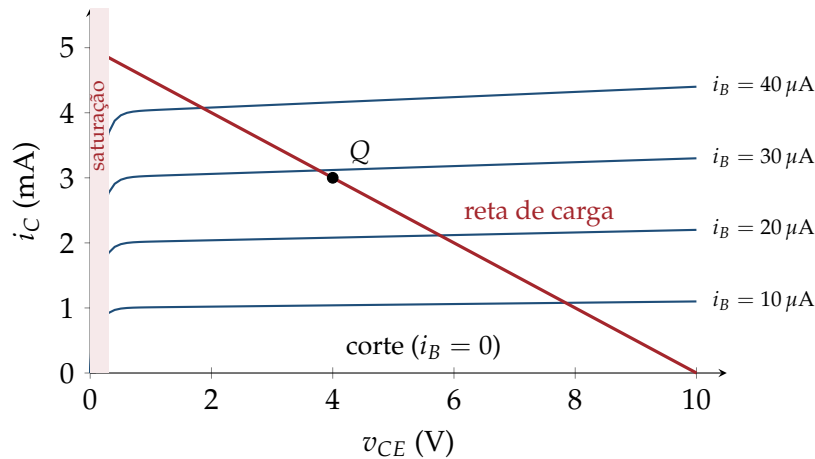
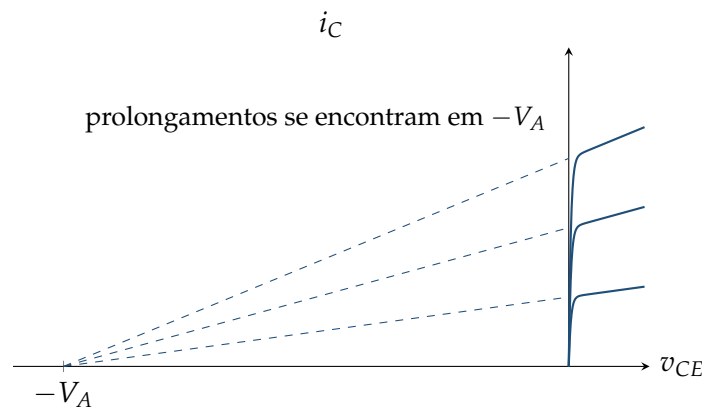


Figura 4.3. Curvas $i_C \times v_{CE}$ de um NPN com $\beta = 100$ e a reta de carga de um circuito com $V_{CC} = 10\text{ V}$ e $R_C = 2\text{ k}\Omega$. O ponto de operação Q é a interseção da reta com a curva do i_B imposto pela malha de base.

Como no diodo, a malha de coletor impõe uma **reta de carga**: $V_{CC} = R_C i_C + v_{CE}$, ou $i_C = (V_{CC} - v_{CE})/R_C$, que corta os eixos em V_{CC}/R_C e em V_{CC} . O ponto de operação Q é o cruzamento dessa reta com a curva correspondente ao i_B da malha de base. Aumentando i_B , Q sobe pela reta até encostar na região de saturação; com $i_B = 0$, o transistor está em corte e $v_{CE} = V_{CC}$.

4.5 Efeito Early

Na prática, as curvas da região ativa não são perfeitamente horizontais: i_C aumenta um pouco com v_{CE} . Ao aumentar a tensão reversa na JBC, a região de depleção dessa junção se alarga e invade a base, diminuindo sua largura efetiva W . Com uma base mais fina, menos elétrons se recombinam e mais chegam ao coletor. É o **efeito Early** (modulação da largura da base).

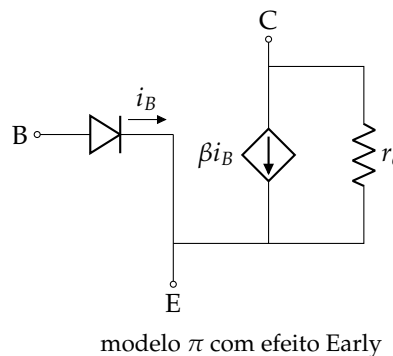


Prolongando as retas da região ativa para trás, todas cruzam o eixo de tensão no mesmo ponto, $v_{CE} = -V_A$. A tensão V_A é a **tensão Early**, tipicamente de 50 a 100 V. O efeito é incluído na equação multiplicando-a por um fator linear:

$$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T} \left(1 + \frac{v_{CE}}{V_A} \right). \quad (4.3)$$

A inclinação das curvas corresponde a uma resistência entre coletor e emissor, a **resistência de saída**:

$$r_o = \left[\frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \Big|_{v_{BE} \text{ const.}} \right]^{-1} = \frac{V_A + V_{CE}}{I_C} \approx \frac{V_A}{I_C}. \quad (4.4)$$



Nos modelos, o efeito Early é um resistor r_o em paralelo com a fonte controlada (entre C e E). Em análise CC ele costuma ser desprezado, porque altera pouco as correntes; em pequenos sinais ele importa, porque limita o ganho dos amplificadores (Seção 4.8).

Exemplo 4.3 (Resistência de saída). Calcule r_o de um TBJ com $V_A = 100$ V para $I_C = 0,1$ mA, 1 mA e 10 mA. Se o transistor opera com $I_C = 1$ mA em $V_{CE} = 1$ V, qual a nova corrente em $V_{CE} = 11$ V, mantido V_{BE} ?

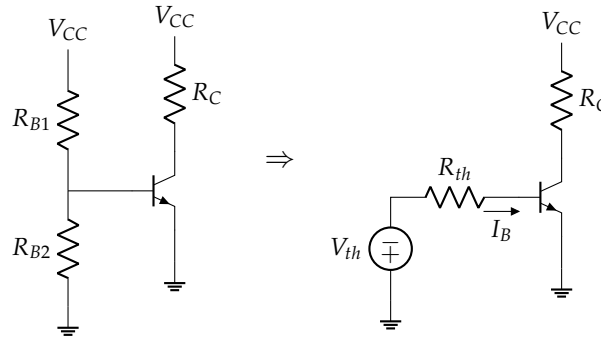
Solução. $r_o = V_A/I_C$: 1 M Ω , 100 k Ω e 10 k Ω . A resistência de saída é inversamente proporcional à corrente de polarização. Para a variação de tensão: $\Delta I_C = \Delta V_{CE}/r_o = 10/100 \text{ k} = 0,1$ mA, logo $I_C \approx 1,1$ mA. Uma variação de 10 V no coletor muda a corrente em apenas 10%: o transistor continua sendo uma boa fonte de corrente.

4.6 Topologias de polarização

Polarizar é escolher os resistores e fontes que fixam o ponto de operação CC (I_C , V_{CE}). Para um amplificador, Q deve ficar no meio da região ativa, com folga para o sinal variar sem chegar ao corte nem à saturação. E deve ser **estável**: não pode mudar muito quando β muda (troca do transistor, temperatura).

Em todas as topologias, o método é o mesmo: malha de base para achar I_B ou I_E , depois malha de coletor para achar V_C . Os exemplos usam $V_{BE} = 0,7$ V e $\beta = 100$, e mostram o que acontece se β dobrar.

4.6.1 Emissor comum com divisor de tensão na base



O divisor na base é trocado pelo seu equivalente de Thévenin (Seção 1.2): $V_{th} = V_{CC}R_{B2}/(R_{B1} + R_{B2})$ e $R_{th} = R_{B1} // R_{B2}$. Então

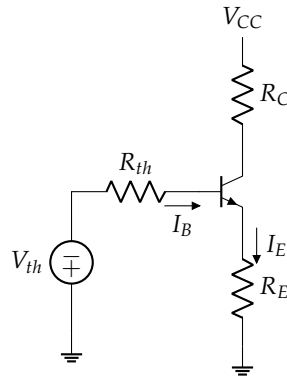
$$I_B = \frac{V_{th} - V_{BE}}{R_{th}}, \quad I_C = \beta I_B, \quad V_C = V_{CC} - R_C I_C. \quad (4.5)$$

Exemplo 4.4 (Divisor simples). $V_{CC} = 12\text{ V}$, $R_{B1} = 100\text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 10\text{ k}\Omega$, $R_C = 2,2\text{ k}\Omega$.

Solução. $V_{th} = 12 \cdot 10/110 = 1,09\text{ V}$ e $R_{th} = 9,09\text{ k}\Omega$. $I_B = (1,09 - 0,7)/9,09\text{ k} = 43\text{ }\mu\text{A}$, $I_C = 4,3\text{ mA}$ e $V_C = 12 - 2,2\text{ k} \cdot 4,3\text{ m} = 2,5\text{ V}$: região ativa.

Com $\beta = 200$, I_C dobraria para $8,6\text{ mA}$ e V_C daria $12 - 18,9 < 0$: impossível, o transistor satura. **Esta topologia é instável:** I_C é diretamente proporcional a β .

4.6.2 Emissor degenerado com divisor de tensão na base



Acrescenta-se um resistor no emissor (**degeneração de emissor**). A malha de base passa a incluir R_E , percorrido por $I_E = (\beta + 1)I_B$:

$$V_{th} = R_{th}I_B + V_{BE} + R_E(\beta + 1)I_B \quad \Rightarrow \quad I_B = \frac{V_{th} - V_{BE}}{R_{th} + (\beta + 1)R_E},$$

ou, em termos da corrente de emissor,

$$I_E = \frac{V_{th} - V_{BE}}{R_E + R_{th}/(\beta + 1)}. \quad (4.6)$$

Se $(\beta + 1)R_E \gg R_{th}$, então $I_E \approx (V_{th} - V_{BE})/R_E$, **independente de β** . O mecanismo é uma realimentação negativa: se I_C tenta aumentar, $V_E = R_E I_E$ aumenta, V_{BE} diminui e a corrente é puxada de volta. Regras práticas de projeto: V_{th} bem maior que V_{BE} e R_{th} pequeno frente a $(\beta + 1)R_E$; uma divisão comum é cerca de um terço de V_{CC} sobre R_E , um terço sobre R_C e um terço em V_{CE} .

Exemplo 4.5 (Emissor degenerado). $V_{CC} = 15\text{ V}$, $R_{B1} = 100\text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 50\text{ k}\Omega$, $R_E = 3\text{ k}\Omega$ e $R_C = 5\text{ k}\Omega$.

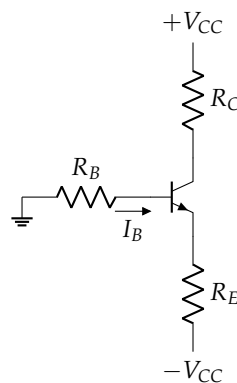
Solução. $V_{th} = 15 \cdot 50/150 = 5\text{ V}$, $R_{th} = 33,3\text{ k}\Omega$.

$$I_E = \frac{5 - 0,7}{3\text{ k} + 33,3\text{ k}/101} = \frac{4,3}{3,33\text{ k}} = 1,29\text{ mA}, \quad I_C = \alpha I_E = 1,28\text{ mA},$$

$V_E = 3\text{ k} \cdot 1,29\text{ m} = 3,87\text{ V}$, $V_B = 4,57\text{ V}$, $V_C = 15 - 5\text{ k} \cdot 1,28\text{ m} = 8,6\text{ V}$. Região ativa: $V_C > V_B$.

Com $\beta = 200$: $I_E = 4,3/(3\text{ k} + 0,166\text{ k}) = 1,36\text{ mA}$. Dobrar β mudou a corrente em apenas 5%.

4.6.3 Emissor degenerado com alimentação simétrica



Com fonte simétrica, a base pode ir ao terra por um resistor, e a fonte negativa faz o papel de V_{th} . A malha de base, do terra ao $-V_{CC}$, dá

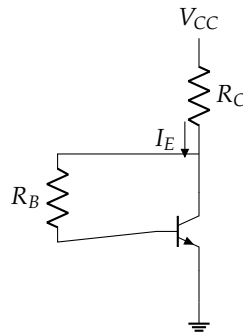
$$0 = R_B I_B + V_{BE} + R_E (\beta + 1) I_B - V_{CC} \Rightarrow I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1) R_E}. \quad (4.7)$$

Então $V_B = -R_B I_B$, $V_E = V_B - V_{BE}$ e $V_C = V_{CC} - R_C I_C$.

Exemplo 4.6 (Alimentação simétrica). $\pm 10\text{ V}$, $R_B = 100\text{ k}\Omega$, $R_E = 10\text{ k}\Omega$, $R_C = 5\text{ k}\Omega$.

Solução. $I_B = 9,3/(100\text{ k} + 101 \cdot 10\text{ k}) = 8,38\text{ }\mu\text{A}$, $I_E = 0,846\text{ mA}$, $I_C = 0,838\text{ mA}$. $V_B = -0,84\text{ V}$, $V_E = -1,54\text{ V}$ e $V_C = 10 - 5\text{ k} \cdot 0,838\text{ m} = 5,81\text{ V}$. Com $R_B = 0$ (base no terra) o circuito é o do Ex. 5.10.

4.6.4 Emissor comum com realimentação de base



O resistor de base vem do coletor, não da fonte. Pelo resistor R_C passa a corrente de coletor mais a de base, isto é, I_E . A malha que sai de V_{CC} , passa por R_C , R_B e pela JBE dá

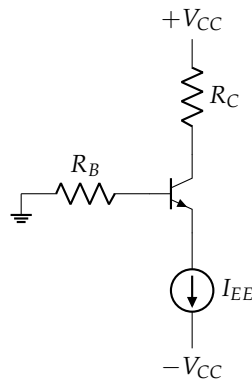
$$V_{CC} = R_C(\beta + 1)I_B + R_B I_B + V_{BE} \Rightarrow I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_C}, \quad V_C = V_{CC} - R_C I_E. \quad (4.8)$$

Também aqui há realimentação negativa: se I_C aumenta, V_C cai, a corrente em R_B diminui e I_C é puxada de volta. E como $V_C = V_{BE} + R_B I_B > V_B$, o transistor nunca satura.

Exemplo 4.7 (Realimentação de base). $V_{CC} = 10 \text{ V}$, $R_C = 10 \text{ k}\Omega$, $R_B = 200 \text{ k}\Omega$.

Solução. $I_B = 9,3 / (200 \text{ k} + 101 \cdot 10 \text{ k}) = 7,69 \mu\text{A}$, $I_E = 0,777 \text{ mA}$ e $V_C = 10 - 10 \text{ k} \cdot 0,777 \text{ m} = 2,23 \text{ V}$. Com $\beta = 200$: $I_B = 9,3 / 2,21 \text{ M} = 4,21 \mu\text{A}$, $I_E = 0,846 \text{ mA}$: +9%.

4.6.5 Polarização com fonte de corrente



A fonte de corrente no emissor fixa $I_E = I_{EE}$ diretamente, e a polarização fica totalmente independente de β no que importa ($I_C = \alpha I_{EE}$). O modelo T é o natural aqui:

$$I_C = \alpha I_{EE}, \quad I_B = \frac{I_{EE}}{\beta + 1}, \quad V_B = -R_B I_B, \quad V_E = V_B - V_{BE}, \quad V_C = V_{CC} - R_C I_C. \quad (4.9)$$

Na prática, a fonte de corrente é feita com outros transistores (espelho de corrente), assunto de Eletrônica Analógica II.

Exemplo 4.8 (Fonte de corrente). $\pm 10 \text{ V}$, $I_{EE} = 1 \text{ mA}$, $R_B = 10 \text{ k}\Omega$, $R_C = 5 \text{ k}\Omega$.

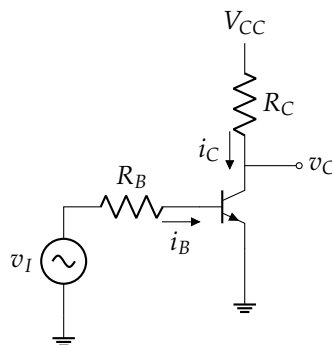
Solução. $I_B = 1 \text{ m}/101 = 9,9 \mu\text{A}$, $I_C = 0,99 \text{ mA}$, $V_B = -0,099 \text{ V}$, $V_E = -0,799 \text{ V}$ e $V_C = 10 - 4,95 = 5,05 \text{ V}$.

Topologias de polarização do TBJ

Topologia	Corrente	Estabilidade
Divisor simples	$I_B = \frac{V_{th} - V_{BE}}{R_{th}}$	ruim ($I_C \propto \beta$)
Divisor + R_E	$I_E = \frac{V_{th} - V_{BE}}{R_E + R_{th}/(\beta + 1)}$	boa
Simétrica + R_E	$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_E}$	boa
Realimentação de base	$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B + (\beta + 1)R_C}$	razoável
Fonte de corrente	$I_E = I_{EE}$	excelente

4.7 O TBJ como chave

Como chave, o transistor opera em grandes sinais e alterna entre duas regiões: **corte** (chave aberta) e **saturação** (chave fechada). É assim que um microcontrolador, que fornece poucos miliampères, liga um relé, um motor ou uma fita de LEDs.



- **Corte:** com $v_I < 0,5 \text{ V}$, a JBE não conduz: $i_B = 0$, $i_C = 0$ e $v_C = V_{CC}$.
- **Região ativa:** com $v_I > 0,7 \text{ V}$, $i_B = (v_I - V_{BE})/R_B$, $i_C = \beta i_B$ e $v_C = V_{CC} - R_C i_C$. Aumentando v_I , i_C aumenta e v_C cai.
- **Saturação:** v_C não pode cair indefinidamente. Quando chega a cerca de $0,3 \text{ V}$, a JBC fica diretamente polarizada e o transistor satura. A corrente de coletor fica limitada pelo circuito externo:

$$I_{C,sat} = \frac{V_{CC} - V_{CE,sat}}{R_C}, \quad V_{CE,sat} \approx 0,2 \text{ V}. \quad (4.10)$$

4.7.1 Limite de saturação e β forçado

O **ponto limite de saturação (LPS)** é aquele em que o transistor ainda obedece $i_C = \beta i_B$ e V_{CE} acaba de chegar a 0,3 V:

$$I_C(\text{LPS}) = \frac{V_{CC} - 0,3}{R_C}, \quad I_B(\text{LPS}) = \frac{I_C(\text{LPS})}{\beta}. \quad (4.11)$$

Qualquer corrente de base maior que $I_B(\text{LPS})$ leva à saturação. Na saturação a relação $i_C = \beta i_B$ deixa de valer: a corrente de coletor não acompanha mais a de base. Define-se o β **forçado**:

$$\beta_{\text{forado}} = \frac{I_{C,\text{sat}}}{I_B} < \beta. \quad (4.12)$$

Quanto menor β_{forado} , mais “profunda” a saturação. Em projeto, costuma-se usar β_{forado} entre 10 e 20, o que garante saturação mesmo com o pior β do lote sem exigir corrente excessiva da fonte de sinal.

Exemplo 4.9 (Chave com TBJ). $V_{CC} = 5 \text{ V}$, $R_C = 1 \text{ k}\Omega$, $\beta = 100$, e a entrada vai de 0 a 5 V. (a) Com $R_B = 1 \text{ k}\Omega$, calcule I_B , I_C e β_{forado} . (b) Qual o maior R_B que ainda leva à saturação? (c) Projete R_B para $\beta_{\text{forado}} = 10$.

Solução. (a) $I_B = (5 - 0,7)/1 \text{ k} = 4,3 \text{ mA}$. Supondo saturação, $I_C = (5 - 0,2)/1 \text{ k} = 4,8 \text{ mA}$. Como $\beta I_B = 430 \text{ mA} \gg 4,8 \text{ mA}$, está saturado, com $\beta_{\text{forado}} = 4,8/4,3 = 1,1$: a fonte de sinal fornece quase tanta corrente quanto a carga recebe. Funciona, mas desperdiça corrente.

(b) $I_C(\text{LPS}) = (5 - 0,3)/1 \text{ k} = 4,7 \text{ mA}$, $I_B(\text{LPS}) = 47 \mu\text{A}$ e $R_B(\text{LPS}) = 4,3 \text{ V}/47 \mu\text{A} = 91,5 \text{ k}\Omega$. Acima disso o transistor fica na região ativa.

(c) $I_B = 4,8 \text{ mA}/10 = 0,48 \text{ mA}$ e $R_B = 4,3/0,48 \text{ mA} = 8,96 \text{ k}\Omega$; com o valor comercial 8,2 k Ω , $\beta_{\text{forado}} \approx 9$.

4.7.2 Modelo do transistor saturado

Na saturação, entre coletor e emissor o transistor se comporta como uma pequena fonte $V_{CE,\text{off}}$ (de 0,1 a 0,2 V) em série com uma resistência $R_{CE,\text{sat}}$ baixa:

$$V_{CE,\text{sat}} = V_{CE,\text{off}} + I_{C,\text{sat}} R_{CE,\text{sat}}. \quad (4.13)$$

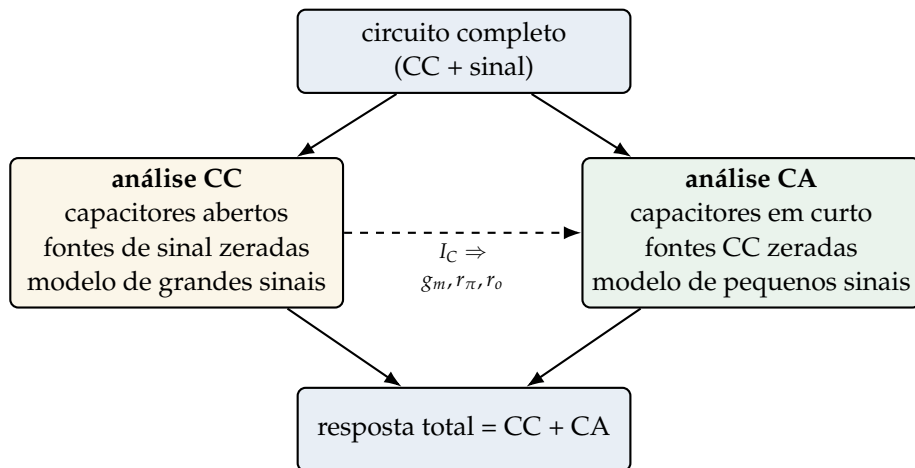
Exemplo 4.10 (Sedra, Ex. 5.17). Com i_B constante, um transistor saturado apresenta $V_{CE} = 170 \text{ mV}$ com $i_C = 5 \text{ mA}$ e $V_{CE} = 110 \text{ mV}$ com $i_C = 2 \text{ mA}$. Encontre $R_{CE,\text{sat}}$ e $V_{CE,\text{off}}$.

Solução. $R_{CE,\text{sat}} = \frac{170 - 110}{5 - 2} \frac{\text{mV}}{\text{mA}} = 20 \Omega$ e $V_{CE,\text{off}} = 110 \text{ mV} - 2 \text{ mA} \cdot 20 = 70 \text{ mV}$.

4.8 O TBJ como amplificador: pequenos sinais

Para amplificar, o transistor é polarizado na região ativa e o sinal é somado à polarização. É a mesma ideia do diodo (Seção 3.5) e da curva característica da Parte 1: se o sinal for pequeno, o trecho percorrido da exponencial é praticamente reto, e o transistor se comporta linearmente em torno do ponto Q.

4.8.1 Superposição: análise CC e análise CA



1. **Análise CC (polarização):** os capacitores de acoplamento e de desvio são abertos em CC, as fontes de sinal são zeradas, e o transistor é trocado pelo modelo de grandes sinais. Resultado: o ponto Q e, em particular, I_C .
2. **Parâmetros de pequenos sinais:** calculados a partir de I_C .
3. **Análise CA (amplificação):** os capacitores (supostos grandes) viram curtos, as fontes CC viram terra (fonte de tensão CC zerada é um curto; fonte de corrente CC zerada é um aberto), e o transistor é trocado pelo modelo de pequenos sinais.
4. **Remodelagem:** o circuito CA é reduzido ao modelo de amplificador de tensão da Parte 1 (R_{in} , A_{vo} , R_{out}), e calcula-se o ganho global.

4.8.2 Parâmetros de pequenos sinais

A **transcondutância** é a inclinação da curva $i_C \times v_{BE}$ no ponto de operação:

$$g_m = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \right|_Q = \frac{I_S e^{v_{BE}/V_T}}{V_T} = \frac{I_C}{V_T}.$$

Olhando para a base, a variação de $i_B = i_C/\beta$ com v_{BE} define a resistência de entrada r_π ; olhando para o emissor, a de $i_E = i_C/\alpha$ define r_e .

Parâmetros de pequenos sinais do TBJ.

$$g_m = \frac{I_C}{V_T}, \quad r_\pi = \frac{\beta}{g_m} = \frac{V_T}{I_B}, \quad r_e = \frac{\alpha}{g_m} = \frac{V_T}{I_E}, \quad r_o = \frac{V_A}{I_C}, \quad r_\pi = (\beta + 1)r_e. \quad (4.14)$$

Todos dependem da corrente de polarização. Com $I_C = 1 \text{ mA}$: $g_m = 40 \text{ mA/V}$, $r_\pi = 2,5 \text{ k}\Omega$ (com $\beta = 100$) e $r_e \approx 25 \Omega$. O modelo vale enquanto $v_{be} \ll V_T$ (na prática, até cerca de 10 mV).

A fonte controlada pode ser escrita de duas formas equivalentes no modelo π : $g_m v_\pi$ ou βi_b , porque $g_m v_\pi = g_m r_\pi i_b = \beta i_b$.

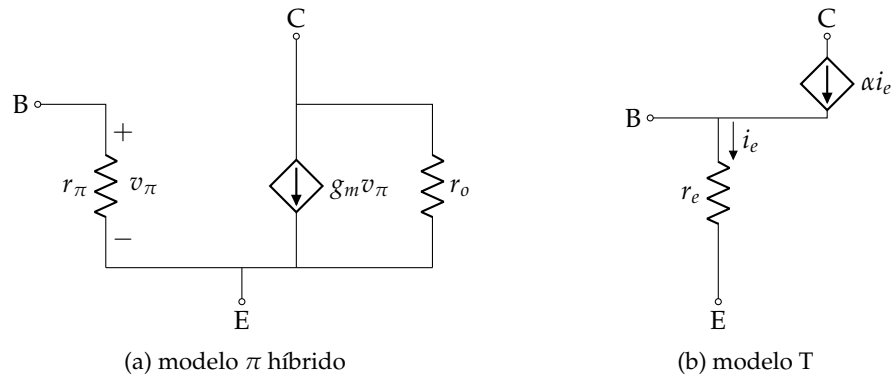
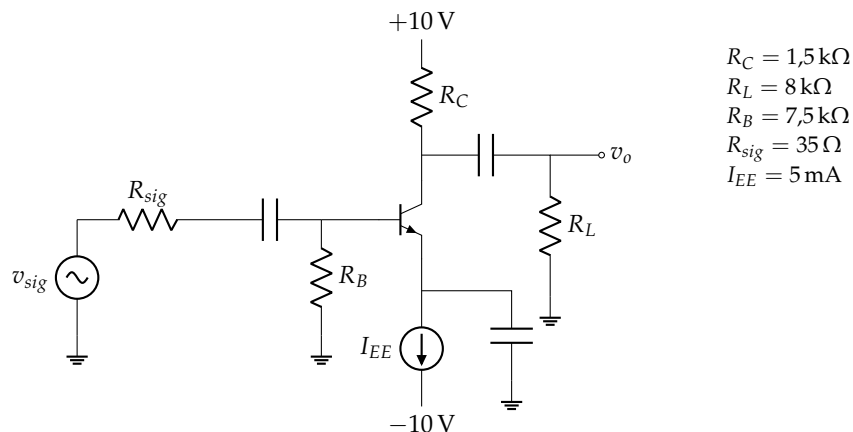


Figura 4.4. Modelos de pequenos sinais do TBJ. São os modelos de grandes sinais com o diodo trocado pela sua resistência incremental (r_π vista da base, r_e vista do emissor). Em (a) está incluído o efeito Early, r_o ; no modelo T ele pode ser incluído da mesma forma, entre C e E.

4.8.3 Amplificador emissor comum

Exemplo 4.11 (Amplificador emissor comum). No amplificador abaixo, $\beta = 100$, $V_A = 100$ V, $V_T = 25$ mV e os capacitores são grandes (curto em CA).



(a) Faça a análise CC. (b) Calcule os parâmetros de pequenos sinais. (c) Desenhe o circuito CA com o modelo π . (d) Obtenha o modelo de amplificador de tensão (R_{in} , A_{vo} , R_{out}). (e) Calcule $G_v = v_o/v_{sig}$. (f) Para $v_{sig} = 3,2 + 0,002 \sin(2\pi 60t) + 0,0002 \sin(2\pi 120t)$ V, determine v_o .

Solução. (a) CC. Os capacitores abrem: v_{sig} e R_L saem do circuito, e o capacitor do emissor não faz nada. A fonte de corrente impõe $I_E = 5$ mA (modelo T):

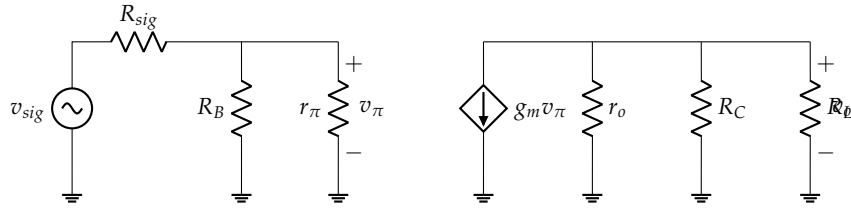
$$I_B = \frac{5 \text{ m}}{101} = 49,5 \mu\text{A}, \quad I_C = 4,95 \text{ mA}, \quad V_B = -R_B I_B = -0,371 \text{ V}, \quad V_E = -1,07 \text{ V},$$

$$V_C = 10 - 1,5 \text{ k} \cdot 4,95 \text{ m} = 2,58 \text{ V}.$$

Região ativa: $V_C > V_B$.

(b) *Parâmetros.* $g_m = 4,95 \text{ m}/25 \text{ m} = 0,198 \text{ A/V}$, $r_\pi = 100/0,198 = 505 \Omega$, $r_o = 100/4,95 \text{ m} = 20,2 \text{ k}\Omega$.

(c) CA. Os capacitores viram curtos: o emissor vai ao terra pelo capacitor de desvio (e a fonte de corrente, zerada, vira um aberto); +10 V vira terra, de modo que R_C fica entre o coletor e o terra, em paralelo com R_L .

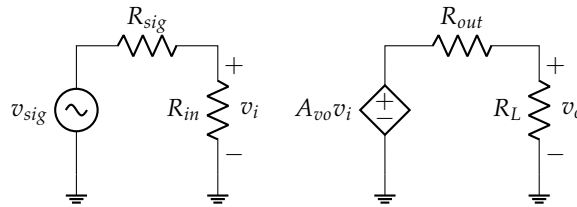


(d) *Amplificador de tensão.* Vista da fonte, a entrada é $R_B // r_\pi$; sem carga, a saída é $-g_m v_\pi$ sobre $r_o // R_C$; a resistência de saída é a vista do coletor com $v_\pi = 0$:

$$R_{in} = R_B // r_\pi = 7,5 \text{ k} // 505 = 473 \Omega,$$

$$A_{vo} = -g_m(r_o // R_C) = -0,198 \cdot 1,396 \text{ k} = -276 \text{ V/V},$$

$$R_{out} = r_o // R_C = 1,40 \text{ k}\Omega.$$



(e) *Ganho global* (Eq. 1.18 da Parte 1):

$$G_v = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_{sig}} A_{vo} \frac{R_L}{R_L + R_{out}} = \frac{473}{508} \cdot (-276) \cdot \frac{8}{9,40} = -219 \text{ V/V (46,8 dB)}.$$

(f) *Saída.* O nível de 3,2 V é bloqueado pelo capacitor de acoplamento. As duas senoides estão dentro da banda e são amplificadas por G_v (com inversão):

$$v_o = -0,438 \sin(2\pi 60t) - 0,0438 \sin(2\pi 120t) \text{ V}.$$

Verificação de pequenos sinais: $v_\pi = v_i \approx 2,2 \text{ mV} \cdot 0,93 \approx 2 \text{ mV} \ll V_T$.

4.8.4 Emissor comum com degeneração de emissor

Se parte do resistor de emissor R_e não for desviada pelo capacitor, ela aparece no circuito CA. Com o modelo T (desprezando r_o), a corrente $i_e = v_i / (r_e + R_e)$ atravessa r_e e R_e em série, e

$$R_{in,base} = (\beta + 1)(r_e + R_e), \quad A_{vo} = -\frac{\alpha R_C}{r_e + R_e} \approx -\frac{R_C}{r_e + R_e}. \quad (4.15)$$

A resistência de entrada aumenta $(\beta + 1)R_e$ (a regra da reflexão do Ex. 1.20 da Parte 1), o ganho diminui, mas fica muito menos dependente de β e da corrente, e o amplificador aceita sinais maiores sem distorcer. É a troca de ganho por estabilidade que já apareceu na realimentação dos AmpOps.

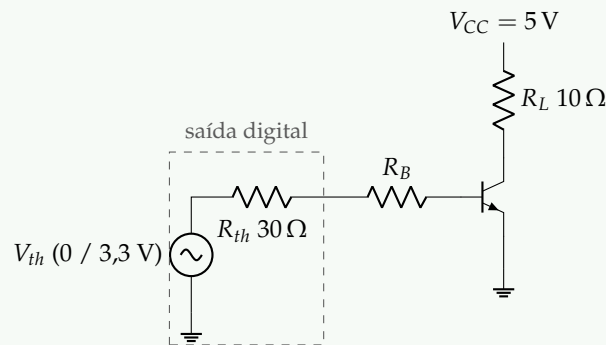
4.9 Prática de laboratório 5: o TBJ como chave

Prática 5: chave com TBJ

LABORATÓRIO | simule no LTspice antes

OBJETIVOS

Projetar e simular uma chave com um TBJ NPN acionada pela saída digital de um microcontrolador (0 ou 3,3 V), drenando a mínima corrente possível da saída digital e entregando a máxima corrente à carga.

CIRCUITO

A saída digital é modelada por um equivalente de Thévenin: V_{th} (0 ou 3,3 V) em série com $R_{th} = 30 \Omega$. Use o transistor NPN padrão do LTspice (consulte Help → Circuit Elements → Q. Bipolar Transistor para o β típico, parâmetro BF).

PRÉ-LABORATÓRIO (CÁLCULOS)

1. Calcule a corrente de saturação da carga, com $V_{CE,sat} \approx 0,2 \text{ V}$.
2. Calcule a corrente de base no limite de saturação e o R_B correspondente, considerando R_{th} .
3. Escolha R_B com uma margem (β_{forado} entre 10 e 20) e justifique.

SIMULAÇÃO

1. Complete a tabela com análise .op, com $V_{th} = 3,3 \text{ V}$:

	$R_B = 0$	R_B calculado	$R_B = 1 \text{ k}\Omega$
V_C (V)			
I_B (A)			
I_C (A)			
Região de operação			

2. Levante as curvas de transferência com .dc Vth 0 5 0.01, para os três valores de R_B , e plote V_C , I_B e I_C em função de V_{th} . Identifique corte, região ativa e saturação.
3. Aplique uma onda quadrada de 0 a 3,3 V e 10 kHz (PULSE(0 3.3 0 10n 10n 50u 100u)) e mostre a tensão na carga, a corrente na carga e a corrente drenada da saída digital para os três valores de R_B .

QUESTÕES

1. Por que $R_B = 0$ é uma má escolha, mesmo que o transistor sature?

2. O que acontece com $R_B = 1 \text{ k}\Omega$? A carga recebe a corrente de projeto?
3. Como a escolha de β_{forado} protege o projeto contra a variação de β entre transistores?

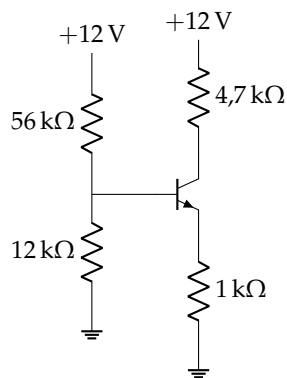
Resumo do capítulo

Fórmulas do Capítulo 4

Região ativa	$i_C = I_S e^{v_{BE}/V_T}$, JBE direta, JBC reversa
Correntes	$i_E = i_C + i_B$, $i_C = \beta i_B = \alpha i_E$, $\alpha = \beta / (\beta + 1)$
Grandes sinais	$V_{BE} = 0,7 \text{ V}$; modelo π (βi_B) ou T (αi_E)
Efeito Early	$r_o = V_A / I_C$
Divisor + R_E	$I_E = (V_{th} - V_{BE}) / [R_E + R_{th} / (\beta + 1)]$
Saturação	$I_{C,sat} = (V_{CC} - V_{CE,sat}) / R_C$, $\beta_{forado} = I_{C,sat} / I_B$
Pequenos sinais	$g_m = I_C / V_T$, $r_\pi = \beta / g_m$, $r_e = \alpha / g_m$
Emissor comum	$R_{in} = R_B // r_\pi$, $A_{vo} = -g_m (r_o // R_C)$, $R_{out} = r_o // R_C$
Com degeneração	$R_{in,base} = (\beta + 1)(r_e + R_e)$, $A_{vo} \approx -R_C / (r_e + R_e)$

Exercícios

- 4.1** Um TBJ tem $\beta = 150$. Calcule α e as correntes de base e de emissor para $I_C = 3 \text{ mA}$.
- 4.2** No circuito abaixo ($\beta = 100$), encontre I_B , I_C , I_E , V_B , V_C e V_E e verifique a região de operação. Repita para $\beta = 50$.



- 4.3** No circuito com alimentação simétrica de $\pm 15 \text{ V}$, $R_B = 47 \text{ k}\Omega$ (base ao terra), $R_E = 6,8 \text{ k}\Omega$ e $R_C = 6,8 \text{ k}\Omega$, com $\beta = 100$, calcule o ponto de operação.
- 4.4** Um TBJ com $V_A = 80 \text{ V}$ opera com $I_C = 2 \text{ mA}$. Calcule g_m , r_π ($\beta = 120$), r_e e r_o .
- 4.5** Uma chave com TBJ ($\beta = 80$) aciona um relé de 120Ω a partir de 12 V , com o comando vindo de uma saída de 5 V . Calcule R_B para $\beta_{forado} = 10$ e a corrente que a saída de comando fornece.

4.6 No amplificador do Exemplo 4.11, suponha que o capacitor de desvio do emissor seja retirado e que a fonte de corrente seja trocada por um resistor R_E que dê a mesma polarização. Explique qualitativamente o que acontece com o ganho e com a resistência de entrada.

4.7 Projete um amplificador emissor comum com divisor na base e emissor desviado, alimentado por 12 V, com $I_C = 1\text{ mA}$ e $\beta = 100$, seguindo a regra de um terço da alimentação em R_E , em V_{CE} e em R_C . Calcule o ganho sem carga, com $V_A = 100\text{ V}$.

Transistor de Efeito de Campo (MOSFET)

O MOSFET (*metal-oxide-semiconductor field-effect transistor*) é o transistor dos circuitos integrados: um processador moderno tem bilhões deles. Como o TBJ, é uma fonte de corrente controlada, mas o controle é feito por uma *tensão* aplicada a um terminal isolado, o gate, que não drena corrente. Os roteiros de polarização e de pequenos sinais são os mesmos do capítulo anterior; muda a equação do dispositivo.

5.1 Estrutura e princípio de funcionamento

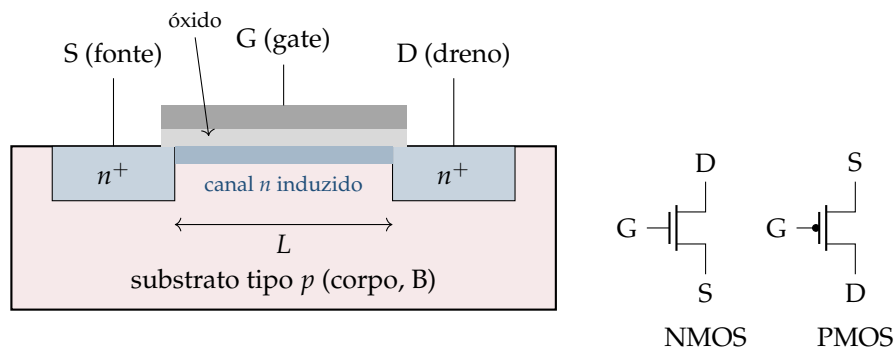


Figura 5.1. Estrutura do NMOS de enriquecimento e símbolos. O gate é separado do semiconductor por uma camada fina de óxido: é um capacitor, e em CC não entra corrente pelo gate. W é a largura do canal (perpendicular ao desenho) e L o comprimento.

No NMOS, duas regiões n^+ (fonte e dreno) ficam num substrato tipo p , e sobre a região entre elas há o gate, isolado por óxido. Sem tensão no gate, entre fonte e dreno há duas junções pn em oposição, e não passa corrente.

Ao aplicar uma tensão positiva entre gate e fonte, o campo elétrico através do óxido repele as lacunas da superfície do substrato e atrai elétrons. Quando v_{GS} ultrapassa a **tensão de limiar** V_t (ou V_{tn}), a superfície passa a ter mais elétrons que lacunas: forma-se um **canal** tipo n ligando fonte e dreno. Quanto maior v_{GS} , mais elétrons no canal e mais condutivo ele fica. O excesso de tensão acima do limiar é a **tensão de overdrive**:

$$v_{OV} = v_{GS} - V_t. \quad (5.1)$$

No PMOS tudo é invertido: substrato n , canal de lacunas, tensões e correntes com sinais opostos.

5.2 Regiões de operação e equações

Com o canal formado, aplicar v_{DS} faz circular uma corrente i_D do dreno para a fonte. O gate não conduz: $i_G = 0$ e $i_S = i_D$.

Equações do NMOS.

$$\text{Corte } (v_{GS} < V_t) : \quad i_D = 0 \quad (5.2)$$

$$\text{Triodo } (v_{GS} \geq V_t, v_{DS} < v_{OV}) : \quad i_D = k'_n \frac{W}{L} (v_{OV} v_{DS} - \frac{1}{2} v_{DS}^2) \quad (5.3)$$

$$\text{Saturação } (v_{GS} \geq V_t, v_{DS} \geq v_{OV}) : \quad i_D = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} v_{OV}^2 = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{GS} - V_t)^2 \quad (5.4)$$

$k'_n = \mu_n C_{ox}$ é o parâmetro de transcondutância do processo e W/L a razão de aspecto, escolhida pelo projetista. Escreve-se também $k_n = k'_n W/L$.

Nomes trocados. A região de **saturação** do MOSFET (corrente constante, fonte de corrente, uso como amplificador) corresponde à região *ativa* do TBJ. A saturação do TBJ (chave fechada) corresponde ao *triode* do MOSFET. Os nomes são históricos; guarde a correspondência.

Na região de triodo, para v_{DS} pequeno, $i_D \approx k_n v_{OV} v_{DS}$: o MOSFET é um resistor controlado por tensão, $r_{DS} = 1/(k_n v_{OV})$. Ao aumentar v_{DS} , o canal se estreita perto do dreno; em $v_{DS} = v_{OV}$ ele se “estrangula” e, daí em diante, a corrente para de crescer: saturação.

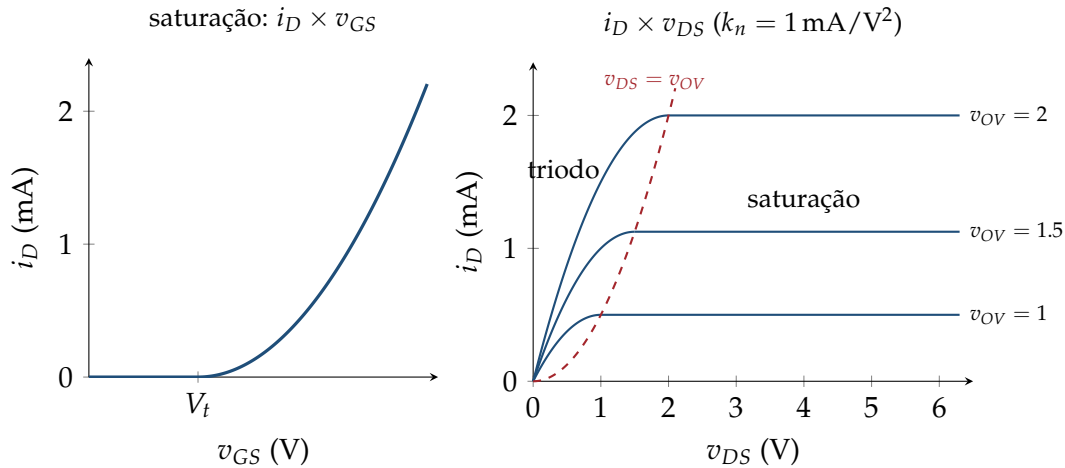


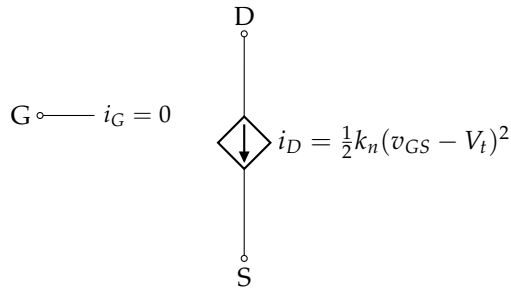
Figura 5.2. Curvas do NMOS. À esquerda, a lei quadrática na saturação. À direita, as curvas de dreno: a parábola tracejada, $i_D = \frac{1}{2} k_n v_{DS}^2$, separa o triodo da saturação.

5.2.1 Modulação do comprimento do canal

Como o efeito Early no TBJ, na saturação a corrente cresce um pouco com v_{DS} , porque o ponto de estrangulamento avança e encurta o canal efetivo. Inclui-se o fator $(1 + \lambda v_{DS})$ e uma resistência de saída

$$r_o = \frac{1}{\lambda I_D} = \frac{V_A}{I_D}, \quad V_A = 1/\lambda. \quad (5.5)$$

5.2.2 Modelo de grandes sinais na saturação



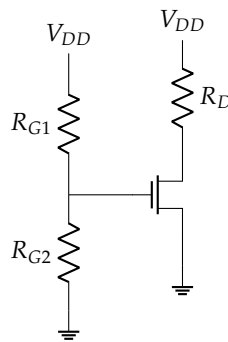
Na saturação o MOSFET é uma fonte de corrente controlada pela tensão v_{GS} , com o gate em aberto.

Roteiro da análise CC. (1) Como $i_G = 0$, a tensão do gate sai de um divisor sem carga. (2) Suponha saturação e escreva $I_D = \frac{1}{2} k_n (V_{GS} - V_t)^2$. (3) Se V_{GS} depender de I_D (resistor na fonte), resolva a equação de segundo grau e **descarte a raiz com $V_{GS} < V_t$** , que corresponde a um transistor cortado. (4) Verifique a saturação: $V_{DS} \geq V_{OV}$. Se falhar, o transistor está em triodo e a análise deve ser refeita com a equação do triodo.

5.3 Topologias de polarização

Os exemplos usam um NMOS com $V_t = 1\text{ V}$ e $k_n = k'_n W/L = 1\text{ mA/V}^2$.

5.3.1 Divisor de tensão simples



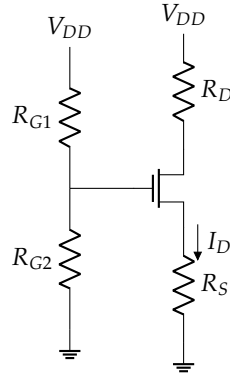
Sem corrente no gate, $V_{GS} = V_G = V_{DD} R_{G2} / (R_{G1} + R_{G2})$, e

$$I_D = \frac{1}{2} k_n (V_G - V_t)^2, \quad V_D = V_{DD} - R_D I_D.$$

Exemplo 5.1 (Divisor simples). $V_{DD} = 10\text{ V}$, $R_{G1} = 8\text{ M}\Omega$, $R_{G2} = 2\text{ M}\Omega$, $R_D = 10\text{ k}\Omega$.

Solução. $V_G = 2\text{ V}$, $V_{OV} = 1\text{ V}$, $I_D = \frac{1}{2} \cdot 1\text{ m} \cdot 1^2 = 0,5\text{ mA}$, $V_D = 10 - 5 = 5\text{ V}$. Saturação: $V_{DS} = 5 \geq V_{OV} = 1$. Como no TBJ sem degeneração, a corrente depende fortemente dos parâmetros do dispositivo (V_t e k_n variam de um transistor para outro).

5.3.2 Divisor de tensão com degeneração de fonte



Agora $V_{GS} = V_G - R_S I_D$, e a equação do transistor vira uma equação de segundo grau em I_D :

$$I_D = \frac{1}{2} k_n (V_G - R_S I_D - V_t)^2 \Rightarrow a I_D^2 + b I_D + c = 0, \quad (5.6)$$

$$a = \frac{1}{2} k_n R_S^2, \quad b = -[1 + k_n R_S (V_G - V_t)], \quad c = \frac{1}{2} k_n (V_G - V_t)^2.$$

Das duas raízes, só uma tem $V_{OV} > 0$. Como no TBJ, R_S estabiliza a corrente por realimentação negativa.

Exemplo 5.2 (Degeneração de fonte). $V_{DD} = 10 \text{ V}$, $V_G = 5 \text{ V}$ (divisor com resistores iguais), $R_S = 4 \text{ k}\Omega$, $R_D = 4 \text{ k}\Omega$.

Solução. $a = \frac{1}{2} \cdot 10^{-3} \cdot (4000)^2 = 8000$, $b = -(1 + 10^{-3} \cdot 4000 \cdot 4) = -17$, $c = \frac{1}{2} \cdot 10^{-3} \cdot 16 = 0,008$. As raízes são $I_D = 1,42 \text{ mA}$ e $I_D = 0,703 \text{ mA}$. A primeira dá $V_{OV} = 5 - 4 \text{ k} \cdot 1,42 \text{ m} - 1 = -1,69 \text{ V} < 0$: descartada. Com a segunda, $V_{OV} = 1,19 \text{ V}$, $V_{GS} = 2,19 \text{ V}$, $V_S = 2,81 \text{ V}$ e $V_D = 10 - 4 \text{ k} \cdot 0,703 \text{ m} = 7,19 \text{ V}$. Saturação: $V_{DS} = 4,38 \geq 1,19$.

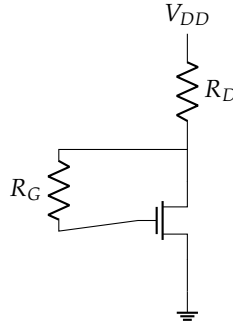
5.3.3 Alimentação simétrica com degeneração de fonte

Com fontes $\pm V_{DD}$, o gate vai ao terra por R_G ($V_G = 0$), a fonte vai a $-V_{DD}$ por R_S e o dreno a $+V_{DD}$ por R_D . Então $V_{GS} = -V_S = V_{DD} - R_S I_D$, e a equação é a mesma do caso anterior com V_G trocado por V_{DD} .

Exemplo 5.3 (Simétrica). $\pm 5 \text{ V}$, $R_S = R_D = 3 \text{ k}\Omega$.

Solução. $I_D = \frac{1}{2} k_n (5 - 3 \text{ k} \cdot I_D - 1)^2$ tem raízes 2 mA (dá $V_{OV} = -2$, descartada) e $0,889 \text{ mA}$. Então $V_{OV} = 1,33 \text{ V}$, $V_S = -2,33 \text{ V}$, $V_D = 5 - 2,67 = 2,33 \text{ V}$ e $V_{DS} = 4,67 \geq 1,33$: saturação.

5.3.4 Realimentação do dreno para o gate



Um resistor grande liga o dreno ao gate. Como não passa corrente por ele, $V_G = V_D$, e portanto $V_{DS} = V_{GS} > V_{OV}$: o transistor está **sempre saturado**. Com $V_D = V_{DD} - R_D I_D$:

$$I_D = \frac{1}{2} k_n (V_{DD} - R_D I_D - V_t)^2.$$

Exemplo 5.4 (Realimentação dreno-gate). $V_{DD} = 10\text{ V}$, $R_D = 5\text{ k}\Omega$.

Solução. As raízes são 2,22 mA ($V_D = -1,1\text{ V}$, impossível) e 1,46 mA, com $V_D = V_G = 2,71\text{ V}$ e $V_{OV} = 1,71\text{ V}$.

5.3.5 Polarização com fonte de corrente

Com uma fonte de corrente I_{DD} na fonte do transistor (e o gate ao terra por R_G), $I_D = I_{DD}$ diretamente, e V_{GS} se ajusta sozinho:

$$V_{GS} = V_t + \sqrt{\frac{2I_{DD}}{k_n}}, \quad V_S = -V_{GS}, \quad V_D = V_{DD} - R_D I_{DD}. \quad (5.7)$$

Com $I_{DD} = 0,5\text{ mA}$: $V_{GS} = 1 + \sqrt{1} = 2\text{ V}$.

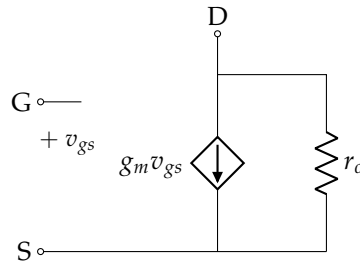
5.4 Pequenos sinais e o amplificador fonte comum

A transcondutância é a inclinação da parábola de saturação no ponto de operação:

Parâmetros de pequenos sinais do MOSFET.

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}} \right|_Q = k_n V_{OV} = \frac{2I_D}{V_{OV}} = \sqrt{2k_n I_D}, \quad r_o = \frac{V_A}{I_D}. \quad (5.8)$$

Como $i_G = 0$, a resistência de entrada do gate é infinita: o modelo é uma fonte $g_m v_{gs}$ entre dreno e fonte, em paralelo com r_o . O modelo vale enquanto $v_{gs} \ll 2V_{OV}$.



Comparando com o TBJ: com a mesma corrente, o MOSFET tem g_m menor ($2I_D/V_{OV}$, com V_{OV} de algumas centenas de milivolts, contra I_C/V_T , com $V_T = 25\text{ mV}$), mas resistência de entrada infinita.

Exemplo 5.5 (Amplificador fonte comum). O MOSFET do exemplo do divisor simples ($I_D = 0,5\text{ mA}$, $V_{OV} = 1\text{ V}$) tem $V_A = 50\text{ V}$, $R_D = 10\text{ k}\Omega$, fonte aterrada, entrada acoplada ao gate por capacitor (com o divisor de $8\text{ M}\Omega$ e $2\text{ M}\Omega$) e saída acoplada a $R_L = 10\text{ k}\Omega$. A fonte de sinal tem $R_{sig} = 100\text{ k}\Omega$. Calcule R_{in} , A_{vo} , R_{out} e G_v .

Solução. $g_m = 2 \cdot 0,5\text{ m}/1 = 1\text{ mA/V}$ e $r_o = 50/0,5\text{ m} = 100\text{ k}\Omega$. Em CA, o gate vê só o divisor: $R_{in} = R_{G1} // R_{G2} = 1,6\text{ M}\Omega$. $A_{vo} = -g_m(r_o // R_D) = -1\text{ m} \cdot 9,09\text{ k} = -9,09\text{ V/V}$ e $R_{out} = 9,09\text{ k}\Omega$. Então

$$G_v = \frac{1,6\text{ M}}{1,6\text{ M} + 100\text{ k}} \cdot (-9,09) \cdot \frac{10\text{ k}}{10\text{ k} + 9,09\text{ k}} = 0,941 \cdot (-9,09) \cdot 0,524 = -4,48\text{ V/V}.$$

A resistência de entrada enorme praticamente não carrega a fonte, mesmo com $R_{sig} = 100\text{ k}\Omega$: é a grande vantagem do MOSFET.

5.5 O MOSFET como chave

Com $v_{GS} < V_t$ o transistor está cortado (chave aberta). Com v_{GS} bem acima de V_t e v_{DS} pequeno, ele fica no triodo e se comporta como um resistor baixo, $r_{DS(on)} \approx 1/(k_n V_{OV})$ (chave fechada). Como o gate não drena corrente em regime, a fonte de comando só precisa carregar a capacitância do gate nas transições. Na chave, o MOSFET faz o papel que o TBJ saturado fazia, sem a corrente de base: é por isso que ele domina a eletrônica digital e os conversores de potência.

Exemplo 5.6 (Chave com MOSFET). Um NMOS com $V_t = 1\text{ V}$ e $k_n = 200\text{ mA/V}^2$ liga uma carga de $10\text{ }\Omega$ a 5 V , comandado com $v_{GS} = 3,3\text{ V}$. Calcule $r_{DS(on)}$, a corrente na carga e a potência no transistor. Repita para $v_{GS} = 10\text{ V}$.

Solução. $v_{OV} = 2,3\text{ V}$ e $r_{DS(on)} \approx 1/(0,2 \cdot 2,3) = 2,17\text{ }\Omega$. Com a carga, $I = 5/(10 + 2,17) = 411\text{ mA}$ e $v_{DS} = 0,411 \cdot 2,17 = 0,89\text{ V}$, bem abaixo de v_{OV} : triodo, como suposto. A potência no transistor é $0,411^2 \cdot 2,17 = 0,37\text{ W}$. Com $v_{GS} = 10\text{ V}$, $r_{DS(on)} = 1/(0,2 \cdot 9) = 0,56\text{ }\Omega$, a carga recebe 473 mA e o transistor dissipa só $0,12\text{ W}$. Para comandar cargas grandes com $3,3\text{ V}$, escolhem-se MOSFETs de “nível lógico”, com V_t baixo e $r_{DS(on)}$ especificado em v_{GS} baixo.

Resumo do capítulo

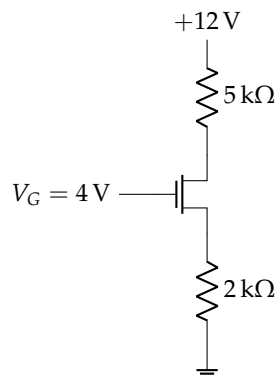
Fórmulas do Capítulo 5

Overdrive	$v_{OV} = v_{GS} - V_t$; corte se $v_{OV} < 0$
Triodo ($v_{DS} < v_{OV}$)	$i_D = k_n(v_{OV}v_{DS} - v_{DS}^2/2)$
Saturação ($v_{DS} \geq v_{OV}$)	$i_D = \frac{1}{2}k_nv_{OV}^2$, $k_n = k'_n W/L$
Gate	$i_G = 0$
Degeneração de fonte	$I_D = \frac{1}{2}k_n(V_G - R_S I_D - V_t)^2$; descartar a raiz com $V_{OV} < 0$
Dreno-gate	sempre saturado
Fonte de corrente	$V_{GS} = V_t + \sqrt{2I_{DD}/k_n}$
Pequenos sinais	$g_m = k_n V_{OV} = 2I_D/V_{OV}$, $r_o = V_A/I_D$
Fonte comum	$R_{in} = R_G$, $A_{vo} = -g_m(r_o // R_D)$, $R_{out} = r_o // R_D$
Chave	$r_{DS(on)} \approx 1/(k_n V_{OV})$

Exercícios

5.1 Um NMOS tem $V_t = 0,8\text{ V}$ e $k_n = 2\text{ mA/V}^2$. Calcule i_D para (a) $v_{GS} = 2\text{ V}$ e $v_{DS} = 3\text{ V}$; (b) $v_{GS} = 2\text{ V}$ e $v_{DS} = 0,5\text{ V}$; (c) $v_{GS} = 0,5\text{ V}$.

5.2 No circuito com divisor e degeneração de fonte ($V_{DD} = 12\text{ V}$, $V_G = 4\text{ V}$, $R_S = 2\text{ k}\Omega$, $R_D = 5\text{ k}\Omega$, $V_t = 1\text{ V}$, $k_n = 1\text{ mA/V}^2$), encontre I_D , V_{GS} , V_D e verifique a região.



5.3 Projete a polarização com fonte de corrente para $I_D = 0,2\text{ mA}$ com $V_t = 0,5\text{ V}$ e $k_n = 4\text{ mA/V}^2$, e escolha R_D para $V_D = 2\text{ V}$ com $V_{DD} = 5\text{ V}$. Calcule g_m .

5.4 Compare g_m de um TBJ e de um MOSFET ($V_{OV} = 0,2\text{ V}$) polarizados com a mesma corrente de 1 mA . Qual dá mais ganho num amplificador emissor/fonte comum com o mesmo resistor de carga?

5.5 Num circuito com realimentação dreno-gate, $V_{DD} = 5\text{ V}$, $V_t = 1\text{ V}$ e $k_n = 2\text{ mA/V}^2$. Qual R_D dá $I_D = 0,5\text{ mA}$?

Gabarito dos exercícios

Respostas dos exercícios propostos ao final de cada capítulo. Tente resolver antes de consultar: a resposta confirma o resultado, mas o que se aprende está no caminho até ela.

Capítulo 4

4.1 $\alpha = 150/151 = 0,9934$; $I_B = 20 \mu\text{A}$; $I_E = 3,02 \text{ mA}$.

4.2 $V_{th} = 12 \cdot 12/68 = 2,12 \text{ V}$, $R_{th} = 9,88 \text{ k}\Omega$. Com $\beta = 100$: $I_E = 1,42/(1 \text{ k} + 97,8) = 1,29 \text{ mA}$, $I_B = 12,8 \mu\text{A}$, $I_C = 1,28 \text{ mA}$, $V_E = 1,29 \text{ V}$, $V_B = 1,99 \text{ V}$, $V_C = 12 - 6,0 = 6,0 \text{ V}$: ativa. Com $\beta = 50$: $I_E = 1,42/1,194 \text{ k} = 1,19 \text{ mA}$, $I_C = 1,17 \text{ mA}$, $V_C = 6,5 \text{ V}$.

4.3 $I_B = 14,3/(47 \text{ k} + 101 \cdot 6,8 \text{ k}) = 19,5 \mu\text{A}$, $I_E = 1,97 \text{ mA}$, $I_C = 1,95 \text{ mA}$, $V_B = -0,92 \text{ V}$, $V_E = -1,62 \text{ V}$, $V_C = 15 - 13,3 = 1,7 \text{ V}$: ativa ($V_C > V_B$).

4.4 $g_m = 80 \text{ mA/V}$, $r_\pi = 1,5 \text{ k}\Omega$, $r_e = 0,9917/0,08 = 12,4 \Omega$, $r_o = 40 \text{ k}\Omega$.

4.5 $I_{C,sat} = (12 - 0,2)/120 = 98,3 \text{ mA}$; $I_B = 9,83 \text{ mA}$; $R_B = (5 - 0,7)/9,83 \text{ m} = 437 \Omega$ (430 Ω comercial). A saída fornece cerca de 10 mA; se ela não suportar, usa-se um transistor de β maior ou um Darlington.

4.6 Sem o desvio, R_E aparece no circuito CA: a resistência de entrada vista na base passa a ser $(\beta + 1)(r_e + R_E)$, muito maior, e o ganho cai para cerca de $-R_C // R_L / (r_e + R_E)$, muito menor que 219 e quase independente de β e de I_C .

4.7 $V_E = 4 \text{ V} \Rightarrow R_E \approx 4 \text{ k}\Omega$; $V_C = 8 \text{ V} \Rightarrow R_C = 4 \text{ k}\Omega$; $V_B = 4,7 \text{ V}$, com R_{th} pequeno frente a $(\beta + 1)R_E = 404 \text{ k}\Omega$, por exemplo $R_{B2} = 47 \text{ k}\Omega$ e $R_{B1} \approx 68 \text{ k}\Omega$ (confira o V_B resultante). $g_m = 40 \text{ mA/V}$, $r_o = 100 \text{ k}\Omega$: $A_{vo} = -0,04 \cdot (100 \text{ k} // 4 \text{ k}) = -154 \text{ V/V}$.

Capítulo 5

5.1 (a) $v_{OV} = 1,2 \text{ V}$ e $v_{DS} > v_{OV}$: saturação, $i_D = \frac{1}{2} \cdot 2 \cdot 1,44 = 1,44 \text{ mA}$. (b) triodo: $i_D = 2(1,2 \cdot 0,5 - 0,125) = 0,95 \text{ mA}$. (c) corte: $i_D = 0$.

5.2 $\frac{1}{2} \cdot 10^{-3}(3 - 2000I_D)^2 = I_D \Rightarrow 2000I_D^2 - 7I_D + 0,0045 = 0$: raízes 2,65 mA ($V_{OV} < 0$, descartada) e 0,849 mA. $V_{GS} = 4 - 1,70 = 2,30 \text{ V}$, $V_{OV} = 1,30 \text{ V}$, $V_S = 1,70 \text{ V}$, $V_D = 12 - 4,24 = 7,76 \text{ V}$, $V_{DS} = 6,06 > 1,30$: saturação.

5.3 $V_{OV} = \sqrt{2 \cdot 0,2/4} = 0,316 \text{ V}$, $V_{GS} = 0,816 \text{ V}$. $R_D = 3/0,2 \text{ m} = 15 \text{ k}\Omega$. $g_m = 2 \cdot 0,2 \text{ m}/0,316 = 1,26 \text{ mA/V}$.

5.4 TBJ: $g_m = 1/25 = 40 \text{ mA/V}$. MOSFET: $g_m = 2/0,2 = 10 \text{ mA/V}$. O TBJ dá cerca de 4 vezes mais ganho; o MOSFET oferece resistência de entrada infinita.

5.5 $V_{OV} = \sqrt{2 \cdot 0,5/2} = 0,707 \text{ V}$, logo $V_D = V_{GS} = 1,71 \text{ V}$ e $R_D = (5 - 1,71)/0,5 \text{ m} = 6,59 \text{ k}\Omega$.