

Universidade do Minho

Departamento de Electrónica Industrial

Electrónica II

José Gerardo Vieira da Rocha

2004

Conteúdo

| | | |
|----------|---|----------|
| 1 | Introdução | 1 |
| 2 | Transistores de efeito de campo | 4 |
| 2.1 | Estrutura física e operação do MOSFET do tipo intensificação . . . | 5 |
| 2.1.1 | Estrutura do dispositivo | 5 |
| 2.1.2 | Operação com a tensão da <i>gate</i> igual a zero | 7 |
| 2.1.3 | Criação de um canal para a corrente fluir | 7 |
| 2.1.4 | Aplicação de uma v_{ds} pequena | 9 |
| 2.1.5 | Operação quando v_{ds} aumenta | 10 |
| 2.1.6 | Dedução da relação entre v_{ds} e i_d | 13 |
| 2.1.7 | O MOSFET de canal p | 16 |
| 2.1.8 | MOS complementar ou CMOS | 16 |
| 2.1.9 | Operação do MOSFET na região de <i>subthreshold</i> | 17 |
| 2.2 | Características tensão-corrente do MOSFET do tipo intensificação . | 17 |
| 2.2.1 | Símbolo do MOSFET | 18 |
| 2.2.2 | Características $i_d \times v_{gs}$ | 18 |
| 2.2.3 | Resistência de saída finita na saturação | 22 |
| 2.2.4 | Características do MOSFET de canal p | 24 |
| 2.2.5 | O papel do substrato | 26 |
| 2.2.6 | Efeitos da temperatura | 28 |
| 2.2.7 | Tensões de ruptura e protecção da entrada | 28 |
| 2.3 | O MOSFET de depleção | 29 |
| 2.4 | Circuitos com MOSFETs em corrente contínua | 34 |
| 2.5 | O MOSFET como amplificador | 40 |
| 2.5.1 | Ponto de funcionamento em corrente contínua | 41 |
| 2.5.2 | Sinal em corrente no terminal do <i>drain</i> | 42 |
| 2.5.3 | Ganho em tensão | 43 |
| 2.5.4 | Distinção entre a análise em corrente contínua e a análise em corrente alternada | 45 |
| 2.5.5 | Modelos equivalentes para pequenos sinais | 45 |
| 2.5.6 | A transcondutância g_m | 46 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 2.5.7 | O modelo equivalente em T | 49 |
| 2.5.8 | O efeito de corpo | 51 |
| 2.6 | Polarização dos MOSFETs em circuitos amplificadores discretos . . | 52 |
| 2.6.1 | Polarização de MOSFETs discretos | 52 |
| 2.6.2 | Polarização dos MOSFETs em circuitos amplificadores inte- grados | 54 |
| 2.7 | Configurações amplificadoras básicas | 59 |
| 2.7.1 | O amplificador <i>source</i> -comum CMOS | 60 |
| 2.8 | Inversor digital CMOS | 64 |
| 2.9 | O MOSFET como interruptor analógico | 64 |
| 2.10 | Capacitâncias internas e modelo para altas frequências | 64 |
| 2.11 | O JFET | 64 |
| 2.12 | Dispositivos em GaAs: O MESFET | 64 |
| 3 | Amplificador diferencial | 65 |
| 3.1 | O par diferencial com transístores bipolares (BJTs) | 65 |
| 3.2 | Modelo para pequenos sinais do amplificador diferencial com BJTs . | 65 |
| 3.3 | Características não ideais do amplificador diferencial | 65 |
| 3.4 | Polarização dos circuitos integrados com BJTs | 65 |
| 3.5 | O amplificador diferencial com carga activa | 65 |
| 3.6 | Amplificadores diferenciais MOS | 66 |
| 3.7 | Amplificadores BiCMOS | 66 |
| 3.8 | Amplificadores em GaAs | 66 |
| 3.9 | Amplificadores multiestágio | 66 |
| 4 | Estágios de saída e amplificadores de potência | 67 |
| 4.1 | Classificação dos estágios de saída | 67 |
| 4.2 | Estágio de saída classe A | 67 |
| 4.3 | Estágio de saída classe B | 67 |
| 4.4 | Estágio de saída classe AB | 67 |
| 4.5 | Polarização do circuito de classe AB | 67 |
| 4.6 | Transístores bipolares de potência | 68 |
| 4.7 | Variantes da configuração AB | 68 |
| 4.8 | Amplificadores de potência integrados | 68 |
| 4.9 | MOSFETs de potência | 68 |
| 5 | Amplificador operacional | 69 |
| 5.1 | Princípios básicos e características do AMPOP | 69 |
| 5.2 | Circuitos lineares com AMPOPs | 69 |
| 5.2.1 | Amplificador de tensão no inversor | 69 |
| 5.2.2 | Amplificador de tensão inversor | 69 |

| | | |
|----------|---|-----------|
| 5.2.3 | Circuitos inversores/não inversores | 69 |
| 5.2.4 | Amplificador somador | 69 |
| 5.2.5 | Circuitos para aumentar a potência de saída | 70 |
| 5.2.6 | Fontes de corrente | 70 |
| 5.2.7 | Amplificador diferença e de instrumentação | 70 |
| 5.2.8 | Integrador e diferenciador | 70 |
| 5.2.9 | Filtros activos de primeira ordem | 70 |
| 5.3 | Circuitos não lineares com AMPOPs | 70 |
| 5.3.1 | Rectificadores activos | 70 |
| 5.3.2 | Comparadores | 70 |
| 5.3.3 | Comparador de janela | 70 |
| 5.3.4 | O schmitt trigger | 70 |
| 5.3.5 | Convergência de formas de onda | 71 |
| 6 | Osciladores | 72 |
| 6.1 | O critério de Barkhausen | 72 |
| 6.2 | O oscilador RC por deslocamento de fase | 72 |
| 6.3 | O oscilador em ponte de Wien | 72 |
| 6.4 | O Oscilador colpitts | 72 |
| 6.5 | O oscilador Hartley | 72 |
| 6.6 | Osciladores de relaxação | 72 |

Capítulo 1

Introdução

O programa da disciplina de Electrónica II leccionada pelo Departamento de Electrónica Industrial à Licenciatura em Electrónica Industrial, apresenta aos alunos um novo tipo de dispositivos electrónicos: os MOSFETs. Depois serão introduzidos diversos tipos de circuitos electrónicos, nomeadamente os amplificadores diferenciais e de potência. De seguida serão abordados os amplificadores operacionais, desde a sua construção até a algumas aplicações, nomeadamente amplificadores, filtros e osciladores. O programa da disciplina pode ser dividido em cinco capítulos e é o seguinte:

1. Transstores de efeito de campo
 - (a) Estrutura física e operação do MOSFET do tipo enriquecimento
 - (b) Características tensão-corrente do MOSFET do tipo enriquecimento
 - (c) O MOSFET de depleção
 - (d) Circuitos DC com MOSFETs
 - (e) O MOSFET como amplificador
 - (f) Polarização dos MOSFETs em circuitos amplificadores
 - (g) Configurações amplificadoras básicas
 - (h) Inversor digital CMOS
 - (i) O MOSFET como interruptor analógico
 - (j) Capacitâncias internas e modelo para altas frequências
 - (k) O JFET
 - (l) Dispositivos em GaAs: O MESFET
2. Amplificador diferencial

- (a) O par diferencial com transistores bipolares (BJTs)
- (b) Modelo para pequenos sinais do amplificador diferencial com BJTs
- (c) Características no ideais do amplificador diferencial
- (d) Polarização dos circuitos integrados com BJTs
- (e) O amplificador diferencial com carga activa
- (f) Amplificadores diferenciais MOS
- (g) Amplificadores BiCMOS
- (h) Amplificadores em GaAs
- (i) Amplificadores multiestágio

3. Estágios de saída e amplificadores de potência

- (a) Classificação dos estágios de saída
- (b) Estágio de saída classe A
- (c) Estágio de saída classe B
- (d) Estágio de saída classe AB
- (e) Polarização do circuito de classe AB
- (f) Transistores bipolares de potência
- (g) Variantes da configuração AB
- (h) Amplificadores de potência integrados
- (i) MOSFETs de potência

4. Amplificador operacional

- (a) Princípios básicos e características do AMPOP
- (b) Circuitos lineares com AMPOPs
 - i. Amplificador de tensão não inversor
 - ii. Amplificador de tensão inversor
 - iii. Circuitos inversores/não inversores
 - iv. Amplificador somador
 - v. Circuitos para aumentar a potência de saída
 - vi. Fontes de corrente
 - vii. Amplificador diferencial e de instrumentação
 - viii. Integrador e diferenciador
 - ix. Filtros activos de primeira ordem

(c) Circuitos no lineares com AMPOPs

- i. Rectificadores activos
- ii. Comparadores
- iii. Comparador de janela
- iv. O schmitt trigger
- v. Convero de formas de onda

5. Osciladores

- (a) O critrio de Barkhausen
- (b) O oscilador RC por deslocamento de fase
- (c) O oscilador em ponte de Wien
- (d) O oscilador Colpitts
- (e) O oscilador Hartley
- (f) Osciladores de relaxao

Capítulo 2

Transístores de efeito de campo

Neste capítulo irá ser abordado um dos tipos de dispositivos mais importantes da electrónica actual, o transístor de efeito de campo (FET). Tal como a corrente no transístor bipolar podia ser controlada, uma tensão entre dois terminais do FET controla a corrente no terceiro. Também como no caso do bipolar, o FET pode ser usado como amplificador ou como interruptor.

O nome dos transístores de efeito de campo deriva do princípio físico da sua operação. Especificamente, irá ser visto que o mecanismo de controlo da corrente é baseado num campo eléctrico estabelecido pela tensão aplicada ao terminal de controlo. Irá ser visto também que a corrente é conduzida por um único tipo de portadores, electrões ou lacunas, dependendo do tipo de FET (de canal n ou p).

Apesar do conceito básico do FET ser conhecido desde a década de 1930, o dispositivo apenas se tornou numa realidade prática na década de 1960. Desde o final da década de 1970, um tipo particular de FET, o *Metal- Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET) tornou-se muito popular. Quando comparados com os transístores bipolares, os MOSFETs podem ter dimensões um pouco menores, ocupando uma área menor quando dispostos num circuito integrado, e o seu processo de fabrico também é um pouco mais simples e barato. Além disso, os circuitos lógicos digitais e as memórias podem ser implementados por circuitos que usam apenas MOSFETs, ou seja, não são necessários resistências ou díodos, etc. Esta é uma das principais razões pela qual os circuitos com muito altas taxas de integração (VLSI) são implementados em tecnologia MOS. Como exemplos de circuitos VLSI podem ser citados os microprocessadores e as memórias. A tecnologia MOS também começa a ser muito usada na implementação de circuitos integrados analógicos e em circuitos que combinam electrónica analógica e digital no mesmo *chip*.

Embora a família de transístores de efeito de campo tenha muitos tipos diferentes, e alguns serão discutidos mais tarde, uma parte significativa deste capítulo será dedicada ao MOSFET do tipo intensificação, que é de longe o semiconductor

mais importante da actualidade.

O objectivo deste capítulo é desenvolver uma grande familiaridade com o MOSFET: o seu princípio físico, as suas características, os seus modelos equivalentes e circuitos com aplicações básicas, tanto em electrónica analógica como digital. Como irá ser visto, este estudo dos MOSFETS é muito influenciado pelo facto da maior parte das suas aplicações serem integradas.

2.1 Estrutura física e operação do MOSFET do tipo intensificação

O MOSFET do tipo intensificação é o FET mais popular. Nesta secção serão analisadas tanto a sua estrutura como a sua operação física. Na próxima secção irão ser abordadas as suas características tensão-corrente.

2.1.1 Estrutura do dispositivo

A figura 2.1 mostra a estrutura física do MOSFET de canal n do tipo intensificação. O significado dos nomes “intensificação” e “canal n ” tornar-se-ão evidentes em breve. O transistor é fabricado a partir de um substrato do tipo p , que não é mais do que uma bolacha de silício cristalino que fornece o suporte físico ao dispositivo. A este substrato também é comum chamar-se “corpo” ou “*body*” e no caso dos circuitos integrados, é comum a todos os componentes. No substrato são criadas duas regiões fortemente dopadas, do tipo n , indicadas na figura por *source* n^+ e *drain* n^+ . Uma camada muito fina (abaixo de $0.1\ \mu\text{m}$ de espessura) de dióxido de silício (SiO_2), que é um excelente isolante eléctrico, é crescida na superfície do substrato, cobrindo a área entre as regiões da *source* e do *drain*. Por cima da camada de dióxido de silício é depositada uma camada de metal, formando o eléctrodo de *gate* do dispositivo. Também são feitos contactos metálicos nas regiões da *source*, do *drain* e do substrato. Assim, os quatro terminais podem ser acedidos do exterior: a *gate* (G), a *source* (S), o *drain* (D) e o substrato (B).

Neste ponto já deve ser claro que o nome do dispositivo (semicondutor de metal-óxido, ou MOS) deriva da sua estrutura física. O nome, no entanto, tornou-se mais geral e também é usado em transístores que não usam metal no eléctrodo da *gate*. De facto, a maior parte dos MOSFETs modernos são fabricados usando um processo conhecido por tecnologia da *gate* de silício, no qual um certo tipo de silício, chamado de poli-silício, é usado para formar o eléctrodo da *gate*. De facto, desde que seja condutor, o material que constitui a *gate* não influencia as características de funcionamento do MOSFET.

Outro nome dado ao MOSFET, embora muito pouco usado, é IGFET (*Insulated Gate Field Effect Transistor*). Este nome também deriva da sua estrutura

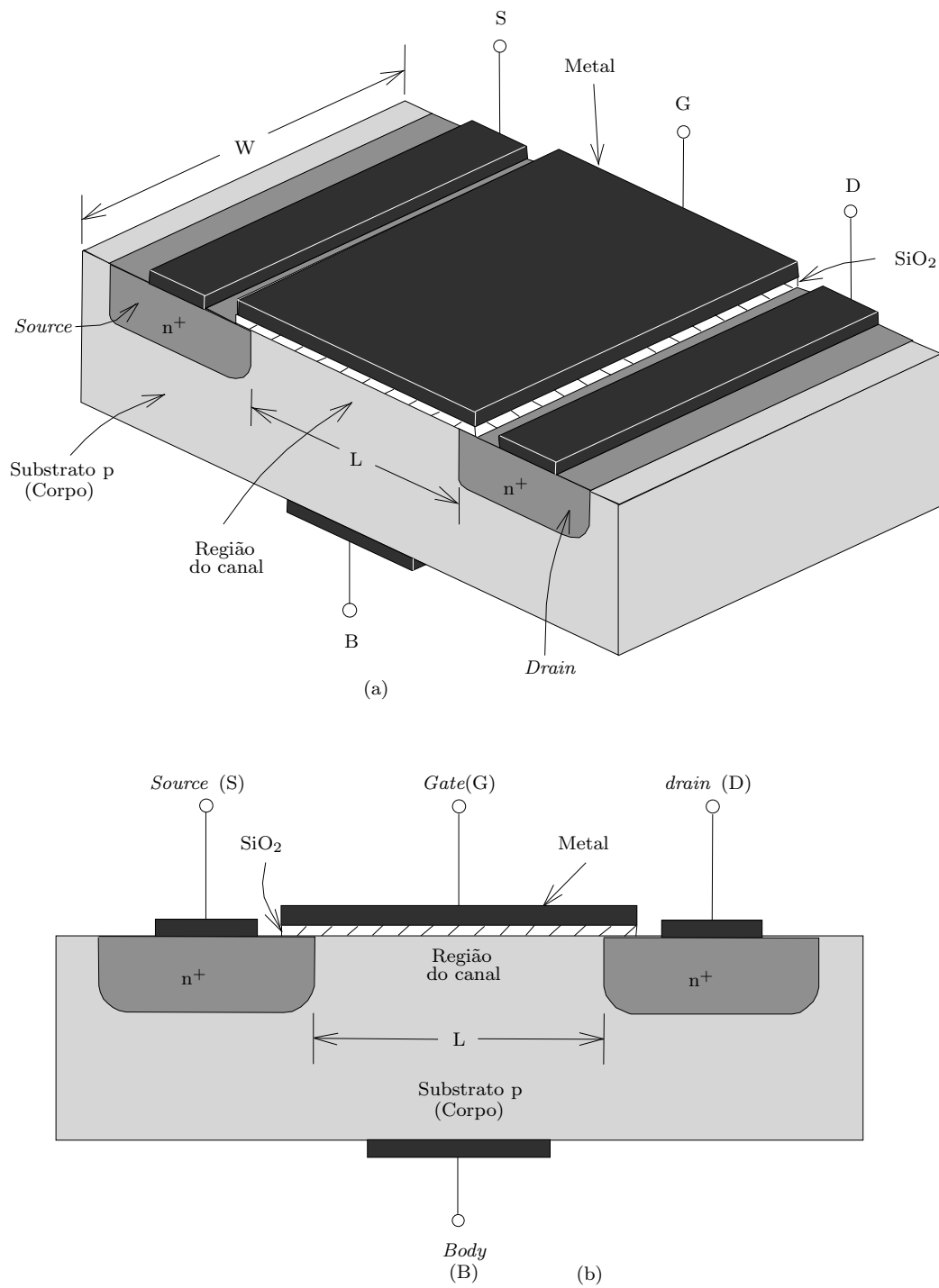


Figura 2.1: Estrutura física do transistor NMOS do tipo intensificação. (a) Vista em perspectiva. (b) Vista em corte.

física, enfatizando o facto de que o eléctrodo da *gate* estar isolado do corpo do dispositivo pela camada de óxido. É este isolamento que faz com que a corrente no terminal da *gate* seja extremamente baixa, da ordem dos 10^{-15} A.

É de notar que o substrato forma junções *pn* com as regiões da *source* e do *drain*. Nas condições normais de funcionamento, estas junções estão sempre inversamente polarizadas. Se o *drain* estiver a um potencial mais elevado do que a *source*, as duas junções *pn* podem estar efectivamente ao corte simplesmente conectando o terminal do substrato ao da *source*. É isto que se assume na descrição da operação do MOSFET que se segue. Sendo assim, considera-se que o substrato não tem qualquer efeito na operação do dispositivo, e o MOSFET pode ser tratado como um dispositivo de três terminais, a *gate*, *source* e *drain*. Será então visto que a tensão aplicada à *gate* controla o fluxo de corrente entre o *drain* e a *source*. Esta corrente irá fluir na direcção longitudinal, do *drain* para a *source* numa região chamada de “canal”. Esta região tem um comprimento L e uma largura W , dois dos parâmetros mais importantes do MOSFET. Tipicamente L pode variar de $0.1\ \mu\text{m}$ a $10\ \mu\text{m}$ e W de $0.2\ \mu\text{m}$ a $500\ \mu\text{m}$. Actualmente já se fabricam dispositivos com L inferior a $0.1\ \mu\text{m}$ para serem usados sobretudo em circuitos integrados digitais de alta velocidade, tais como microprocessadores e memórias. Para finalizar, é de notar que ao contrário do transistor bipolar, o MOSFET é normalmente construído de uma forma simétrica, ou seja, as regiões da *source* e do *drain* são iguais e podem ser trocadas sem que haja alterações no funcionamento do dispositivo.

2.1.2 Operação com a tensão da *gate* igual a zero

Sem nenhuma tensão de polarização aplicada à *gate* existem entre a *source* e o *drain* dois díodos “de costas voltadas”. Um dos díodos é formado pela junção *pn* entre a região n^+ do *drain* e o substrato p , e o outro díodo é formado pela junção *pn* entre o substrato p e a região n^+ da *source*. Estes dois díodos “de costas voltadas” evitam qualquer condução de corrente entre o *drain* e a *source* mesmo na presença de uma tensão v_{ds} . De facto, nestas condições a resistência entre o *drain* e a *source* é da ordem dos $10^{12}\ \Omega$.

2.1.3 Criação de um canal para a corrente fluir

Considere-se a situação ilustrada na figura 2.2. A *source* e o *drain* estão ligados à terra e é aplicada uma tensão positiva à *gate*. Como a *source* está ligada ao potencial nulo, a tensão aplicada à *gate* aparece efectivamente entre este terminal e a *source* e é denotada de v_{gs} . O potencial positivo da *gate* faz, em primeira instância, com que as lacunas (que se comportam como cargas positivas) sejam afastadas da zona do substrato por baixo da *gate* (a região do canal). Essas

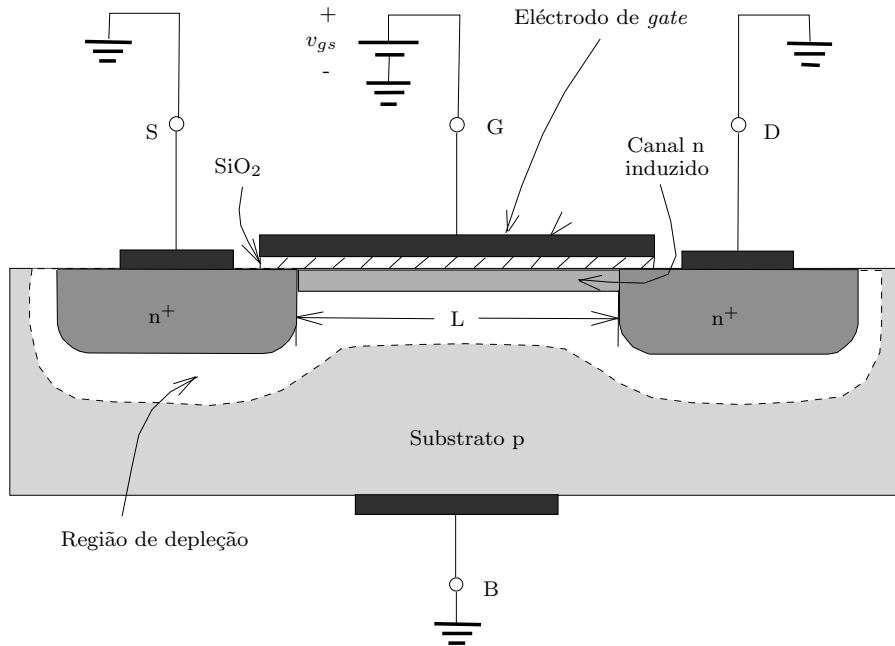


Figura 2.2: MOSFET de canal n do tipo intensificação com uma tensão aplicada à $gate$. É induzido um canal n no topo do substrato.

lacunas são “empurradas” para o interior do substrato, deixando na região do canal uma zona sem cargas livres, dita de depleção. Esta zona vai ser povoada pelos electrões em excesso das regiões n^+ uma vez que as lacunas que os neutralizavam foram “empurradas” para o interior do substrato. Do mesmo modo, o potencial positivo da $gate$ atrai electrões livres, provenientes sobretudo das regiões n^+ onde estes são abundantes, para a região do canal. Quando um número significativo de electrões ficar acumulado perto da superfície do substrato, por baixo da $gate$, é criada efectivamente uma região do tipo n , interligando a $source$ e o $drain$, tal como é mostrado na figura 2.2. Se for então aplicada uma tensão entre as regiões do $drain$ e da $source$, irá fluir uma corrente através desta nova região n induzida, transportada pelos electrões móveis. Pode então dizer-se que a região n induzida forma um canal para a corrente fluir do $drain$ para a $source$ e é convenientemente assim chamada. Também devido a este canal n , o MOSFET da figura 2.2 é de canal n ou, em alternativa, pode chamar-se de transístor NMOS. É de notar que os MOSFETs de canal n são formados a partir de um substrato do tipo p . O canal é criado através da inversão da sua superfície do tipo p para o tipo n . Isto faz com que o canal induzido também possa ser chamado de “camada de inversão.”

O valor de v_{gs} a partir do qual o número de electrões móveis acumulados na região do canal é suficiente para formar uma região condutora é chamada de

“tensão de *threshold*,” denotada V_t . Para um MOSFET de canal n , V_t é positiva. O seu valor é controlado pelo processo de fabrico e tipicamente varia de 1 V a 3 V .

A *gate* e o substrato do MOSFET formam um condensador de armaduras paralelas com a camada de óxido a actuar como dieléctrico. A tensão positiva da *gate* faz com que as cargas positivas se acumulem na armadura de cima (eléctrodo da *gate*). As cargas negativas correspondentes consistem nos electrões acumulados no canal n induzido. Existe portanto um campo eléctrico com direcção vertical. É este campo eléctrico que controla a quantidade de cargas que circulam no canal, determinando a sua condutividade, e por sua vez, a corrente que lá circula quando é aplicada uma tensão v_{ds} .

2.1.4 Aplicação de uma v_{ds} pequena

Depois do canal ser induzido, irá agora ver-se o que acontece se se aplicar uma tensão positiva v_{ds} entre o *drain* e a *source* tal como é mostrado da figura 2.3. Considere-se primeiro o caso em que V_{ds} é pequeno (cerca de 0.1 V). A tensão v_{ds}

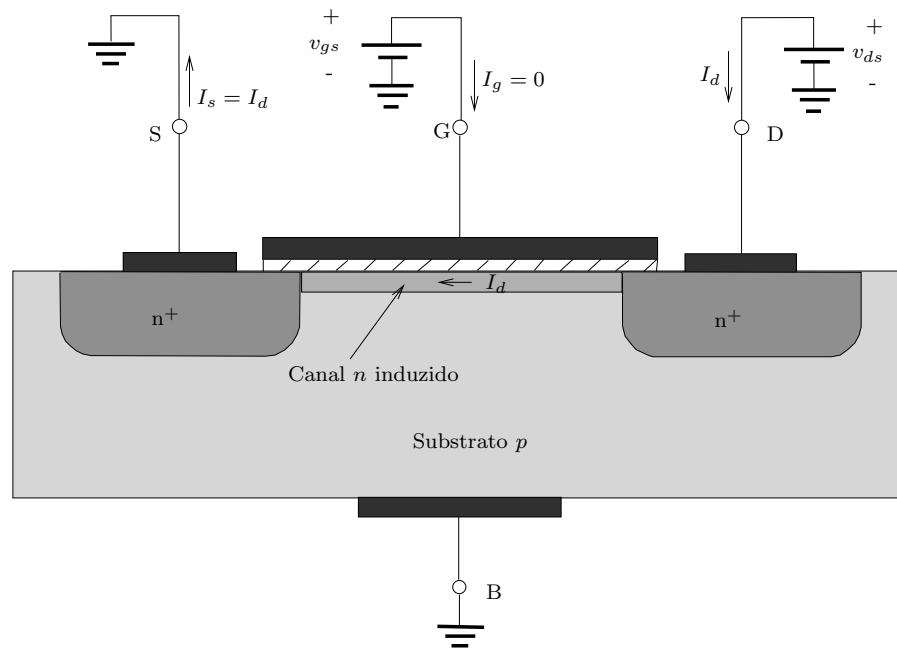


Figura 2.3: MOSFET de canal n com $v_{gs} > V_t$ e uma pequena tensão v_{ds} aplicada. O dispositivo funciona como uma condutância controlada por v_{gs} .

causa uma corrente i_d que circula através do canal n induzido e é transportada pelos electrões livres. Por convenção, a direcção da corrente eléctrica é a oposta ao fluxo de cargas negativas. Logo, a corrente i_d no canal será do *drain* para a *source*, tal

como é indicado na figura 2.3. A amplitude de i_d depende da densidade de electrões no canal, que por sua vez dependem da amplitude de v_{gs} . Especificamente, quando $v_{gs} = V_t$ está-se no limiar da criação do canal induzido e a corrente i_d continua a ser negligível. Quando v_{gs} é maior do que V_t , vão ser transportados mais electrões para formar o canal. Este aumento de transportadores de carga pode ser visto como um aumento na profundidade do canal. O resultado é um canal com uma condutância maior, ou de forma equivalente, com uma resistência menor. De facto, a condutância do canal é proporcional ao excesso de tensão da *gate* ($v_{gs} - V_t$), também conhecida como “tensão efectiva” da *gate*. Daqui se pode concluir que a corrente i_d é proporcional a $v_{gs} - V_t$ e também à tensão v_{ds} que a faz circular.

A figura 2.4 mostra a variação de i_d com v_{ds} para vários valores de v_{gs} . Pode observar-se que o MOSFET funciona como uma resistência linear cujo valor é controlado por v_{gs} . O valor da resistência tende para infinito para $v_{gs} \leq V_t$ e o seu valor diminui à medida que v_{gs} aumenta.

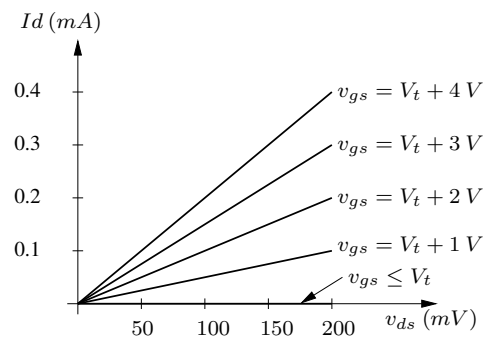


Figura 2.4: Característica i_d - v_{gs} do MOSFET da figura 2.3. Assume-se que $V_t = 1\text{ V}$ e que a tensão aplicada entre o *drain* e a *source* é mantida pequena. O dispositivo opera como uma resistência cujo valor é controlado por v_{gs} .

A descrição anterior indica que para o MOSFET conduzir, é necessário que seja induzido um canal. Depois, aumentando v_{gs} acima da tensão de *threshold* V_t , intensifica o canal. Daqui derivam os nomes “operação no modo de intensificação” e “MOSFET do tipo intensificação.” Para finalizar, como a corrente de *gate* é nula, a corrente que entra no terminal do *drain* é igual à que deixa o terminal da *source*.

2.1.5 Operação quando v_{ds} aumenta

De seguida irá ser considerada a situação em que v_{ds} aumenta. Com esse objectivo, v_{gs} será mantida constante num valor maior do que V_t . É de notar que v_{ds} aparece como uma queda de tensão ao longo do canal (figura 2.5). Isto significa que quando

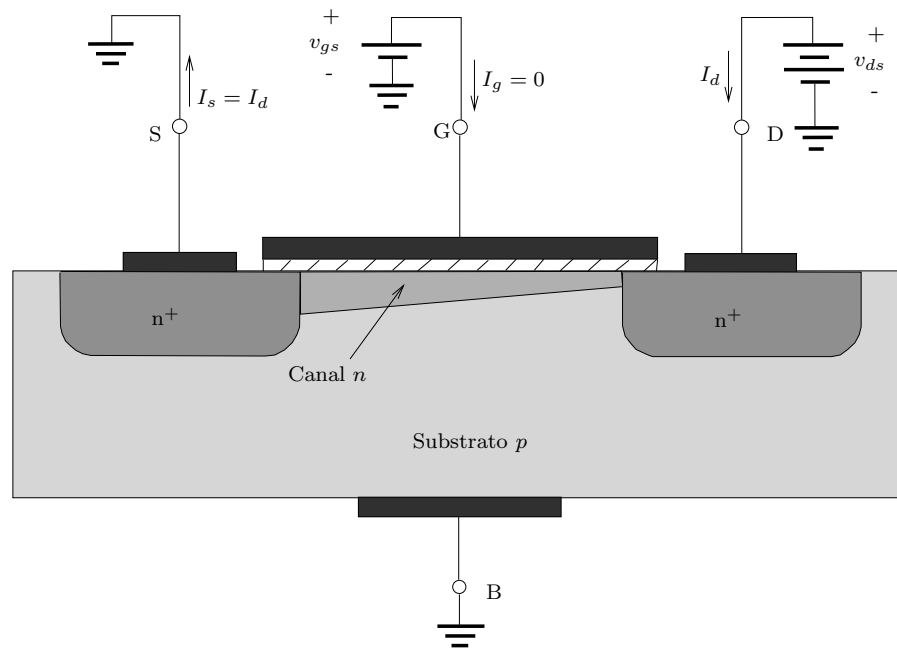


Figura 2.5: Operação do transistor NMOS do tipo intensificação quando v_{ds} aumenta. O canal induzido adquire uma forma afunilada e a sua resistência aumenta com v_{ds} . Aqui, v_{gs} é mantida constante com um valor superior a V_t .

se viaja ao longo do canal, da *source* para o *drain*, a tensão aumenta de 0 V até v_{ds} . Portanto a tensão entre a *gate* e os pontos ao longo do canal diminui de v_{gs} perto do terminal da *source* até $v_{gs} - v_{ds}$ perto do *drain*. Como a profundidade do canal depende desta tensão, verifica-se que esta não é uniforme. Em vez disso, este apresenta uma forma afunilada, tal como mostra a figura 2.5, sendo mais profundo perto da *source* e mais superficial perto do *drain*. À medida que v_{ds} aumenta, o canal torna-se cada vez mais afunilado e a sua resistência aumenta na mesma proporção. Isto faz com que a característica $i_d \times v_{ds}$ deixe de ser uma linha recta, passando a ter a forma mostrada na figura 2.6. Eventualmente, quando

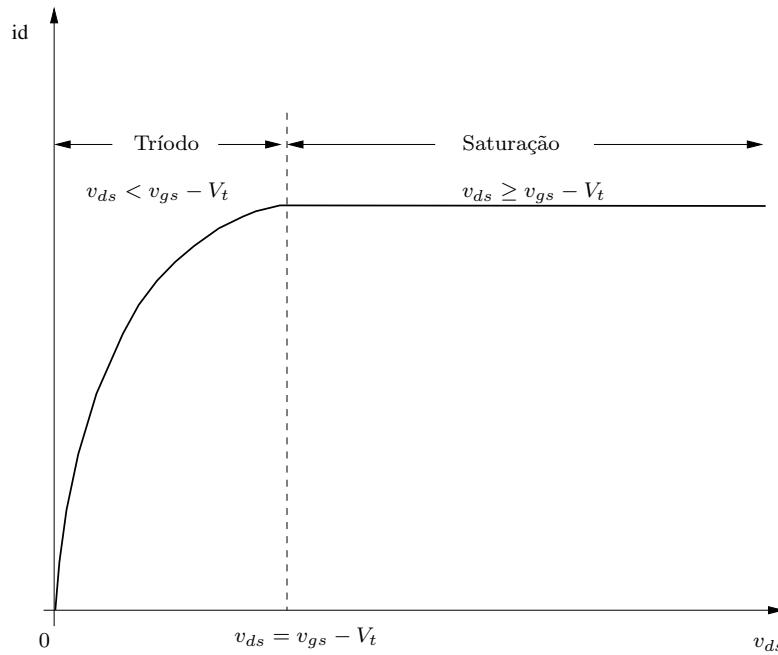


Figura 2.6: Corrente de *drain* em função da tensão v_{ds} para um NMOS do tipo intensificação a operar com $v_{gs} > V_t$.

v_{ds} aumenta para um valor que reduz a tensão entre a *gate* e o canal perto do *drain* para V_t , isto é, $v_{gs} - v_{ds} = V_t$, ou $v_{ds} = v_{gs} - V_t$, a profundidade do canal perto do *drain* diminui praticamente para zero, dizendo-se neste caso que está estrangulado. Se se aumentar v_{ds} para além deste valor tem um efeito muito reduzido (teoricamente nenhum) na forma do canal e a sua corrente permanece constante no valor alcançado quando $v_{ds} = v_{gs} - V_t$. Portanto pode dizer-se que a corrente de *drain* satura neste valor e o MOSFET entra na zona de saturação. A saturação num MOSFET tem um significado muito diferente da saturação num transistor bipolar. A tensão v_{ds} para a qual ocorre a saturação, é denotada v_{dsat} e é dada por:

$$v_{dsat} = v_{gs} - V_t. \quad (2.1)$$

Obviamente, para cada valor de $v_{gs} \geq V_t$, existe um valor correspondente de v_{dsat} . Por outro lado, a região da característica $i_d \times v_{ds}$ obtida quando $v_{ds} < v_{dsat}$ é chamada de “região de triodo”. Este nome provém do facto de o MOSFET nesta região fazer lembrar o funcionamento das velhas válvulas de vácuo.

Para melhor se visualizar o efeito de v_{ds} , a figura 2.7 mostra o afunilamento do canal à medida que v_{ds} aumenta e v_{gs} é mantida constante. Teoricamente, qualquer aumento em v_{ds} acima v_{dsat} (que é igual a $v_{gs} - V_t$) não tem qualquer influência na forma do canal.

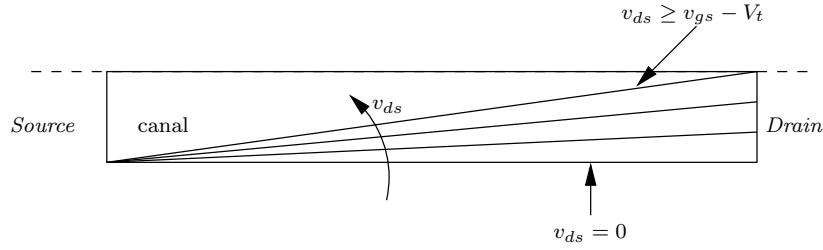


Figura 2.7: O aumento de v_{ds} faz com que o canal adquira uma forma afunilada. Eventualmente, quando v_{ds} atinge $v_{gs} - V_t$, o canal fica estrangulado do lado do *drain*. O aumento de v_{ds} acima de $v_{gs} - V_t$ não altera o comportamento do dispositivo.

2.1.6 Dedução da relação entre v_{ds} e i_d

A descrição da operação física do MOSFET apresentada até aqui pode ser usada para deduzir uma expressão para a relação entre v_{ds} e i_d ilustrada na figura 2.6. Para que o fim seja atingido, considera-se que é aplicada uma tensão v_{gs} entre a *gate* e a *source*, cujo valor é superior a V_t , e uma tensão v_{ds} entre o *drain* e a *source*. Em primeiro lugar considera-se a operação na região de triodo, ou seja, $v_{ds} < v_{gs} - V_t$. O canal vai apresentar uma forma um pouco afunilada, tal como ilustra a figura 2.8.

Considere-se uma porção infinitesimal do comprimento do canal, dx , à distância x da *Source*. A tensão nesse ponto é $v(x)$. A tensão entre a *gate* e esse ponto no canal, $v_{gs} - v(x)$, deve ser maior do que a tensão de *threshold*, V_t . A relação entre a variação de carga e a variação de tensão, num condensador é dada por:

$$dq = C dv.$$

A carga $dq(x)$ numa porção infinitesimal do canal pode ser expressa por

$$dq(x) = -C_{ox}Wdx(v_{gs} - v(x) - V_t), \quad (2.2)$$

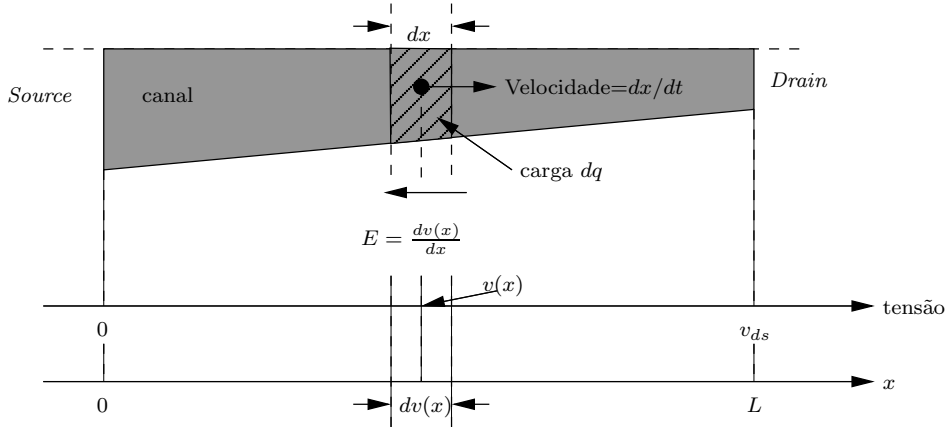


Figura 2.8: Dedução da característica $i_d \times v_{gs}$ do transistor NMOS.

onde C_{ox} é a capacidade por unidade de área do condensador entre a *gate* e o canal e W é a largura do canal. O valor de C_{ox} é dado por:

$$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}}, \quad (2.3)$$

onde ε_{ox} é a permissividade do dióxido de silício e t_{ox} é a sua espessura. O sinal negativo da equação 2.2 provém do facto de a carga ser negativa.

A tensão v_{ds} produz um campo eléctrico ao longo do canal, na direcção de x e no sentido oposto. No ponto x , este campo é dado por:

$$E(x) = -\frac{dv(x)}{dx} \quad (2.4)$$

O campo eléctrico $E(x)$ faz com que a carga $dq(x)$ se desloque em direcção ao *drain* com a velocidade dx/dt em que:

$$\frac{dx}{dt} = -\mu_n E(x) = \mu_n \frac{dv(x)}{dx} \quad (2.5)$$

onde μ_n é um parâmetro que traduz a mobilidade de um electrão no canal. A corrente resultante pode ser obtida multiplicando-se a carga por unidade de comprimento ($dq(x)/dx$) obtida a partir da equação 2.2) pela velocidade (dx/dt da equação 2.5):

$$i = -\mu_n C_{ox} W (v_{gs} - v(x) - V_t) \frac{dv(x)}{dx}.$$

Apesar de ter sido calculada para um ponto em particular, como é sabido, a corrente é constante em todos os pontos do canal. O sinal negativo apenas indica

o sentido da corrente e quando se considera que esta flui do *drain* para a *source*, este desaparece. Por isso a corrente do *drain* é dada por:

$$i_d = \mu_n C_{ox} W (v_{gs} - v(x) - V_t) \frac{dv(x)}{dx},$$

que pode ser rearranjada na forma

$$i_d dx = \mu_n C_{ox} W (v_{gs} - v(x) - V_t) dv(x).$$

Integrando ambos os lados da equação, de $x = 0$ até $x = L$ e correspondentemente de $v(0) = 0$ a $v(L) = v_{ds}$,

$$\int_0^L i_d dx = \int_0^{v_{ds}} \mu_n C_{ox} W (v_{gs} - v(x) - V_t) dv(x),$$

dá:

$$i_d = (\mu_n C_{ox}) \left(\frac{W}{L} \right) \left[(v_{gs} - V_t) v_{ds} - \frac{1}{2} v_{ds}^2 \right] \quad (2.6)$$

Esta é a expressão para a característica $i_d \times v_{ds}$ na região de triodo. Como na região de saturação i_d é praticamente constante, a sua expressão obtém-se da anterior fazendo a substituição $v_{ds} = v_{gs} - V_t$, resultando em:

$$i_d = \frac{1}{2} (\mu_n C_{ox}) \left(\frac{W}{L} \right) (v_{gs} - V_t)^2. \quad (2.7)$$

Nas equações 2.6 e 2.7, $\mu_n C_{ox}$ é uma constante determinada pela tecnologia usada no fabrico do MOSFET. É conhecida por “parâmetro de transcondutância do processo,” e determina o valor da transcondutância do MOSFET. É denotada por k'_n e tem dimensões de A/V^2 .

$$k'_n = \mu_n C_{ox}. \quad (2.8)$$

As equações 2.6 e 2.7 podem ser reescritas em termos de k'_n :

Região de triodo:

$$i_d = k'_n \frac{W}{L} \left[(v_{gs} - V_t) v_{ds} - \frac{1}{2} v_{ds}^2 \right]. \quad (2.9)$$

Região de saturação:

$$i_d = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{gs} - V_t)^2. \quad (2.10)$$

É de salientar que a corrente de *drain* é proporcional à relação entre a largura W e o comprimento L do canal. Normalmente são estes dois parâmetros que o projectista de circuitos integrados tem que escolher para obter as características tensão - corrente desejadas.

A tabela 2.1 fornece um resumo dos parâmetros tecnológicos que determinam a relação entre as tensões e as correntes num transistor NMOS.

Tabela 2.1: Parâmetros tecnológicos que determinam a relação entre as tensões e as correntes num transistor NMOS.

| | |
|--|---|
| mobilidade do electrão: | $\mu_n \simeq 580 \text{ cm}^2/Vs$ |
| Espessura do óxido: | t_{ox} de $0.02 \mu m$ a $0.1 \mu m$ |
| Permitividade do óxido: | $\varepsilon_{ox} = 3.97\varepsilon_o$ |
| | $\varepsilon_o = 8.85 \times 10^{-14} \text{ F/cm}$ |
| Capacidade do óxido: | $C_{ox} = \varepsilon_{ox}/t_{ox}$ |
| Parâmetro de transcondutância do processo: | $k'_n = \mu_n C_{ox}$ |

2.1.7 O MOSFET de canal p

O MOSFET de canal p do tipo intensificação (transistor PMOS) é fabricado num substrato do tipo n , com dopagens p^+ no *drain* e na *source*. Os portadores de carga, ao contrário do NMOS, vão ser as lacunas. Este dispositivo funciona do mesmo modo que o MOSFET de canal n excepto que as polaridades das tensões e os sentidos das correntes vão estar invertidos.

A tecnologia PMOS foi a primeira a ser usada. No entanto, devido aos factos de que os transístores NMOS poderem ter menores dimensões, operarem a mais altas frequências e requererem tensões um pouco menores, a tecnologia NMOS virtualmente substituiu a PMOS. Apesar disso, é importante estar-se familiarizado com os transístores PMOS por duas razões: os dispositivos PMOS continuam a estar disponíveis para projectos de electrónica discreta e, a razão mais importante, tanto os PMOS como os NMOS são utilizados em circuitos CMOS (MOS Complementar).

2.1.8 MOS complementar ou CMOS

Tal como o nome indica, a tecnologia MOS complementar usa transístores MOS de ambas as polaridades. Apesar de os circuitos CMOS serem mais difíceis de fabricar do que os NMOS, a disponibilidade de dispositivos complementares facilita muito o projecto de circuitos. Isto faz com que actualmente a CMOS é praticamente a única tecnologia usada projecto e no fabrico de novos circuitos integrados tanto analógicos como digitais. Actualmente a tecnologia CMOS já substituiu praticamente todos os projectos baseados apenas em NMOS e está a tomar conta de muitas aplicações que há muito poucos anos só eram possíveis com transístores bipolares.

A figura 2.9 mostra um circuito integrado CMOS em corte transversal, ilustrando como é possível colocar transístores NMOS e PMOS lado a lado. O transistor NMOS é implementado directamente no substrato, enquanto que o transistor PMOS é implementado numa região n criada especialmente para o

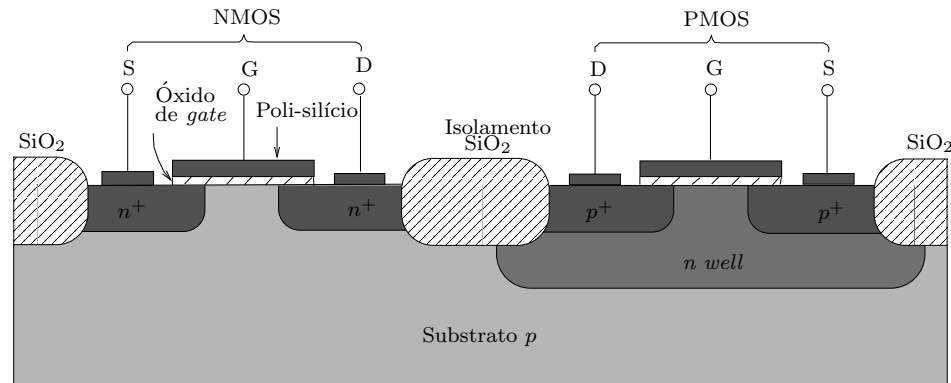


Figura 2.9: Vista em corte transversal de um circuito integrado CMOS. É de notar que o transistor PMOS é formado numa região do tipo n separada, conhecida por $n\ well$. Embora menos frequente, é possível outra disposição: com um substrato n e o NMOS é colocado numa $p\ well$.

efeito, chamada de “ $n\ well$ ”. Os dois dispositivos estão isolados entre si por uma região espessa de dióxido de silício.

2.1.9 Operação do MOSFET na região de *subthreshold*

A descrição anterior do MOSFET de canal n implicava que para $v_{gs} < V_t$, não havia qualquer corrente a fluir e o dispositivo encontrava-se ao corte. Isto não é inteiramente verdade, uma vez que para valores de v_{gs} apenas um pouco menores do que V_t , existe uma pequena corrente de *drain*. Nesta região de operação, chamada de “região de *subthreshold*,” a corrente de *drain* está relacionada exponencialmente com v_{gs} . Esta relação é mais ou menos parecida com a relação entre V_{be} e I_c num transistor bipolar.

Embora na maior parte das aplicações o transistor MOS opera com $v_{gs} > V_t$, existem alguns casos especiais que o usam na região de *subthreshold*.

2.2 Características tensão-corrente do MOSFET do tipo intensificação

Depois de desenvolvida a teoria básica do funcionamento do MOSFET do tipo intensificação, nesta secção são descritas as suas características tensão - corrente. Estas características podem ser medidas em corrente contínua ou em baixas frequências, pelo que são chamadas de características estáticas.

2.2.1 Símbolo do MOSFET

A figura 2.10 mostra os símbolos do MOSFET de canal n do tipo intensificação. O símbolo da figura 2.10(a) é o mais geral, no entanto o mais difícil de desenhar. A figura 2.10(b) mostra uma simplificação para o caso de o terminal do substrato (B) estar ligado à *source*. Finalmente, a figura 2.10(c) mostra uma simplificação para o caso mais frequente: o substrato ligado à terra.

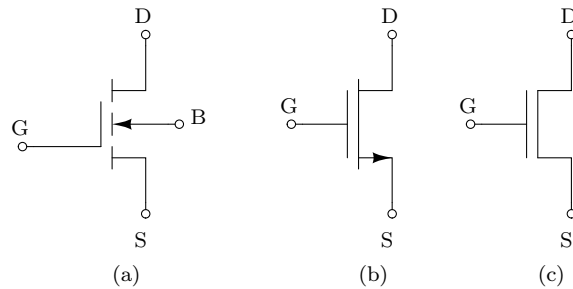


Figura 2.10: (a) Símbolo do MOSFET de canal n do tipo intensificação. (b) Símbolo simplificado com o substrato ligado à *source*. (c) Símbolo simplificado com o substrato ligado à terra.

2.2.2 Características $i_d \times v_{gs}$

A figura 2.11(a) mostra um MOSFET de canal n com as tensões v_{gs} e v_{ds} aplicadas. As correntes circulam nas direcções indicadas. Este circuito conceptual pode ser usado para determinar experimentalmente as características $i_d \times v_{gs}$, que constam numa família de curvas, sendo cada uma medida com uma tensão v_{gs} constante. A partir do estudo da operação física apresentado na secção anterior, espera-se que cada curva tenha a forma da da figura 2.6. Realmente é este o caso, tal como se pode ver na figura 2.11(b) que mostra um conjunto típico de curvas $i_d \times v_{gs}$.

As curvas características mostradas na figura 2.11(b) indicam que existem três regiões de operação distintas: a região de corte, a de triódo e a de saturação. A região de saturação é usada para o MOSFET funcionar como amplificador. Para operações de comutação, são usadas a região de corte e de triódo. Diz-se que o dispositivo está ao corte quando $v_{gs} < V_t$. Para operar na região de triódo, primeiro é necessário induzir um canal,

$$V_{gs} \geq V_t \quad (\text{canal induzido}) \quad (2.11)$$

e depois é necessário manter v_{ds} baixo o suficiente para que o canal permaneça contínuo. Isto é conseguido assegurando que a tensão *gate - drain* é

$$V_{gd} > V_t \quad (\text{canal contínuo}) \quad (2.12)$$

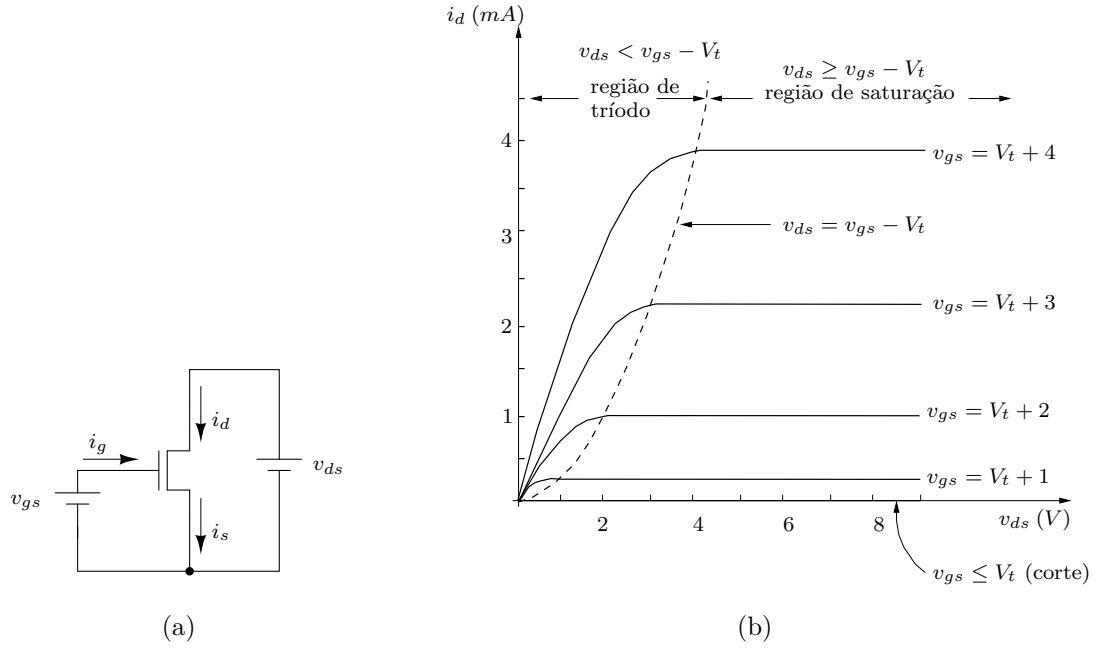


Figura 2.11: (a) MOSFET de canal n do tipo intensificação com v_{gs} e v_{ds} aplicadas. $i_g = 0$ e $i_s = i_d$

Esta última condição pode ser descrita em termos de v_{ds} . Para isso basta saber que $v_{gd} = v_{gs} - v_{ds}$, portanto:

$$v_{gs} - v_{ds} > V_t$$

que pode ser rearranjado para:

$$v_{ds} < v_{gs} - V_t \quad (\text{canal contínuo}) \quad (2.13)$$

Tanto a equação 2.12 como a 2.13 podem ser usadas para garantir o funcionamento na região de triodo. Por palavras, o MOSFET de canal n do tipo intensificação opera na região de triodo quando v_{gs} é maior do que V_t e a tensão do *drain* é menor do que a da *gate* pelo menos V_t volts.

Na região de triodo, a característica $i_d \times v_{ds}$, tal como foi visto anteriormente, é descrita pela seguinte equação:

$$i_d = k'_n \frac{W}{L} \left[(v_{gs} - V_t) v_{ds} - \frac{1}{2} v_{ds}^2 \right] \quad (2.14)$$

em que $k'_n = \mu_n C_{ox}$ é o parâmetro de transcondutância do processo cujo valor é determinado pela tecnologia de fabrico. Se v_{ds} for suficientemente pequeno que se

possa desprezar o termo $v_{ds}^2/2$ na equação 2.14, obtém-se a característica $i_d \times v_{ds}$ perto da origem:

$$i_d \simeq k'_n \frac{W}{L} (v_{gs} - V_t) v_{ds}. \quad (2.15)$$

Esta relação linear representa a operação do MOSFET como uma resistência r_{ds} :

$$r_{ds} = \frac{v_{ds}}{i_d} = \left[k'_n \frac{W}{L} (v_{gs} - V_t) \right]^{-1} \quad (2.16)$$

cujo valor é controlado por v_{gs} .

Para o MOSFET operar na região de saturação, deve ser induzido um canal,

$$v_{gs} \geq V_t \quad (\text{canal induzido}) \quad (2.17)$$

que depois é afunilado até ficar estrangulado na zona do *drain* devido ao aumento de v_{ds} para um valor que resulta numa tensão entre o *drain* e a *gate* abaixo de V_t ,

$$v_{gd} \leq V_t \quad (\text{canal estrangulado}). \quad (2.18)$$

Esta expressão pode ser expressa explicitamente em termos de v_{ds} ,

$$v_{ds} \geq v_{gs} - V_t \quad (\text{canal estrangulado}). \quad (2.19)$$

Por palavras, o MOSFET de intensificação de canal n opera na região de saturação quando v_{gs} é maior do que V_t e a tensão no *drain* não desce abaixo da tensão de *gate* mais do que V_t volts.

A fronteira entre a região de triodo e a região de saturação é caracterizada por

$$v_{ds} = v_{gs} - V_t \quad (\text{fronteira}). \quad (2.20)$$

Substituindo este valor na equação 2.14 dá o valor da corrente de saturação i_d :

$$I_d = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{gs} - V_t)^2. \quad (2.21)$$

Portanto, na saturação o MOSFET garante uma corrente de *drain* cujo valor é independente da tensão v_{ds} e é determinado pela tensão da *gate* v_{gs} de acordo com a relação quadrática da equação 2.21, representada na figura 2.12 O MOSFET saturado comporta-se como uma fonte de corrente cujo valor é controlado por v_{gs} , de acordo com a relação não linear da equação 2.21. A figura 2.13 mostra uma representação esquemática do MOSFET na região de saturação. É de notar que este é um modelo equivalente para sinais grandes.

Voltando às características $i_d \times v_{ds}$ da figura 2.11(b), a fronteira entre a região de triodo e a região de saturação está representada por uma linha a tracejado. Como

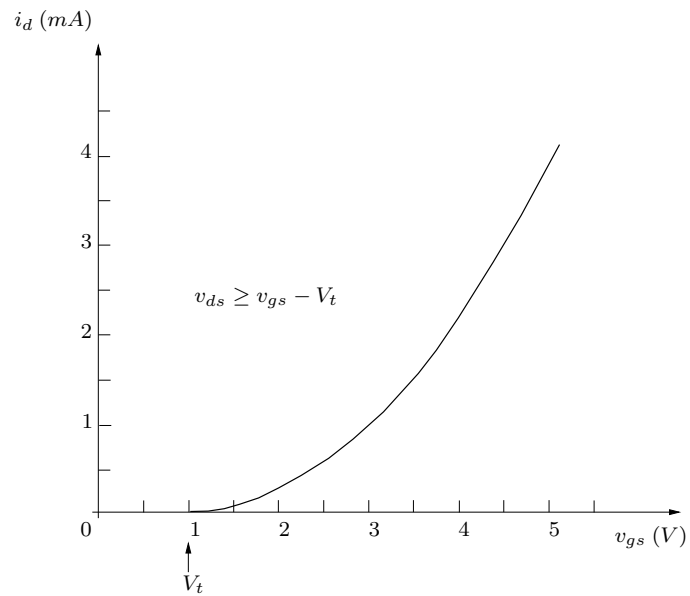


Figura 2.12: Característica $i_d \times v_{gs}$ de um transistor NMOS na saturação.

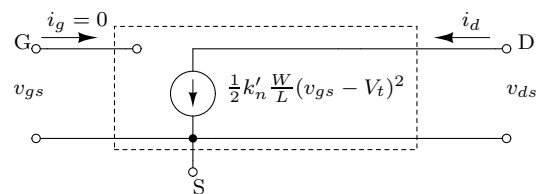


Figura 2.13: Modelo equivalente para grandes sinais de um MOSFET de canal n a operar na região de saturação.

essa curva é caracterizada por $v_{ds} = v_{gs} - V_t$, a sua equação obtém-se simplesmente substituindo $v_{gs} - V_t$ por v_{ds} na equação da região do triodo (equação 2.14) ou na da região de saturação (equação 2.21). Em qualquer dos casos, o resultado é dado por:

$$i_d = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} v_{ds}^2. \quad (2.22)$$

Finalmente, a figura 2.14 mostra os níveis relativos das tensões aos terminais do MOSFET de intensificação de canal n para que este opere ou na região de triodo, ou na região de saturação.

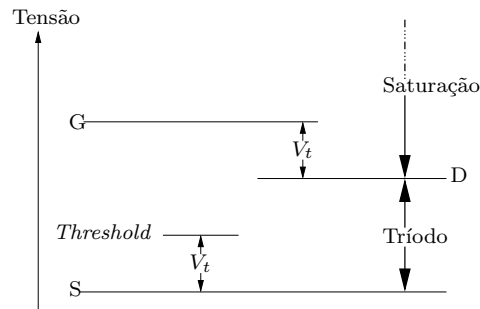


Figura 2.14: Níveis relativos das tensões aos terminais de um transistor NMOS para este poder operar na região de triodo ou na região de saturação.

2.2.3 Resistência de saída finita na saturação

A independência completa entre i_d e v_{ds} na saturação e a correspondente resistência de saída infinita no *drain* (ver figura 2.13) é uma idealização baseada na premissa de que uma vez que o canal fica estrangulado do lado do *drain*, qualquer aumento em v_{ds} não produz qualquer efeito na geometria do canal. Na prática, aumentando v_{ds} para além de $v_{ds_{sat}}$ afecta a geometria do canal. Especificamente, se v_{ds} aumentar, o ponto de estrangulamento vai mover-se um pouco do *drain* em direcção à *source*. Isto está ilustrado na figura 2.15, a partir da qual se nota que a tensão nas extremidades do canal permanece constante com o valor de $v_{ds_{sat}} = v_{gs} - V_t$ e a tensão adicional aplicada ao *drain* aparece como uma queda de tensão ao longo da zona de depleção entre a extremidade do canal e o *drain*. Esta tensão acelera os electrões que atingem a extremidade do canal e empurra-os para o *drain*. É de notar, no entanto que o comprimento efectivo do canal é reduzido, um fenómeno a que se dá o nome de “modulação do comprimento do canal.” Mas como i_d é inversamente proporcional ao comprimento do canal (L da equação 2.21, se este diminui com o aumento de v_{ds} , i_d aumenta.

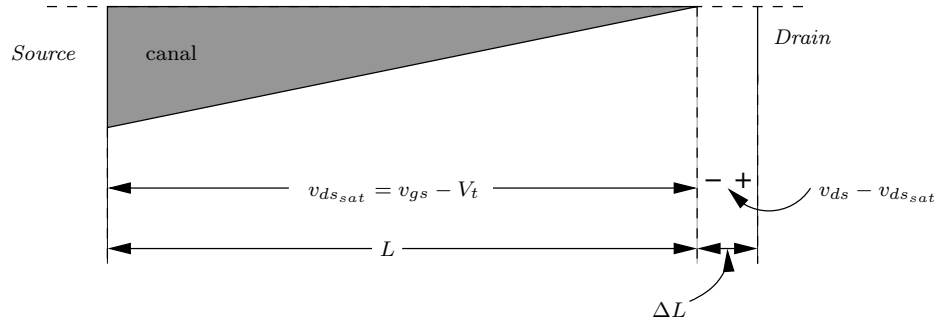


Figura 2.15: Se v_{ds} aumentar para além de $v_{ds_{sat}}$, o ponto de estrangulamento do canal desloca-se em direcção à *source*, reduzindo o comprimento efectivo do canal em ΔL .

Um conjunto típico de curvas características que consideram o efeito da modulação do comprimento do canal pode ser visto na figura 2.16. A dependência

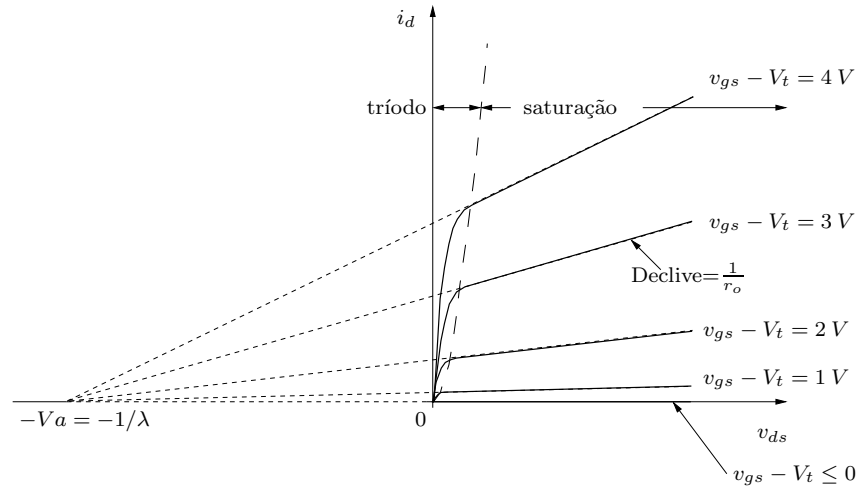


Figura 2.16: Efeito de v_{ds} em i_d na região de saturação.

linear entre i_d e v_{gs} na região de saturação pode ser tida em conta analiticamente, bastando para isso colocar o factor $(1 + \lambda v_{ds})$ na equação 2.21, ficando:

$$I_d = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (v_{gs} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{ds}) \quad (2.23)$$

onde a constante positiva λ é um parâmetro do MOSFET. É de notar que na equação 2.23 é assumido que o comprimento do canal l permanece constante, sendo tomada em linha de conta a influência de i_d em v_{ds} incluindo o factor $((1 + \lambda v_{ds}))$. Na figura 2.16 pode observar-se que o prolongamento das linhas rectas das características do MOSFET interceptam o eixo v_{ds} no ponto $v_{ds} = -1/\lambda = -V_A$, em

que V_A é uma tensão positiva à qual se pode chamar “tensão de antecipação.” Tipicamente, λ varia entre 0.005 V^{-1} a 0.03 V^{-1} . Correspondentemente V_A está na gama entre os 30 V e os 200 V . É importante notar que os dispositivos com comprimentos de canal menores sofrem mais o efeito da modulação do comprimento do canal. De facto, a tensão V_A é directamente proporcional a L . Isto faz com que dois dispositivos fabricados usando o mesmo processo, e com comprimentos de canal L_1 e L_2 , terão tensões de antecipação V_{A1} e V_{A2} respectivamente, de tal modo que

$$\frac{V_{A1}}{V_{A2}} \simeq \frac{L_1}{L_2}$$

É mais ou menos óbvio que a modulação da largura do canal faz com que a resistência de saída na saturação seja finita. Se a resistência de saída for definida por:

$$r_o = \left[\frac{\partial i_d}{\partial v_{ds}} \right]_{v_{gs}=\text{constante}}^{-1}, \quad (2.24)$$

resulta em:

$$r_o = \left[\lambda \frac{k'_n}{2} \frac{W}{L} (v_{gs} - V_t)^2 \right],$$

que pode ser aproximado por:

$$r_o \simeq (\lambda I_D)^{-1}, \quad (2.25)$$

onde I_D é a corrente para um valor particular de v_{gs} para o qual r_o está a ser calculada. A aproximação escrita na equação 2.25 está baseada no facto de se negligenciar o factor $1 + \lambda v_{ds}$ na equação 2.23. A equação 2.25 também pode ser escrita na forma

$$r_o \simeq \frac{V_A}{I_D}. \quad (2.26)$$

Daqui concluí-se que a resistência de saída é inversamente proporcional à corrente de polarização de *drain*. Finalmente, na figura 2.17 está representado um diagrama esquemático do modelo para grandes sinais do MOSFET de intensificação de canal n .

2.2.4 Características do MOSFET de canal p

Os símbolos do MOSFET de canal p do tipo intensificação estão na figura 2.18. As polaridades das tensões e os sentidos das correntes para uma operação normal estão na figura 2.18(d). É de salientar que para o dispositivo de canal p , a tensão

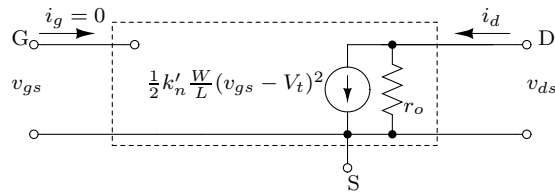


Figura 2.17: Modelo equivalente para grandes sinais de um MOSFET de canal n a operar na região de saturação, incorporando a resistência de saída r_o . A resistência de saída modela a dependência linear entre i_d e v_{ds} e é dada por $r_o \simeq V_A/I_D$.

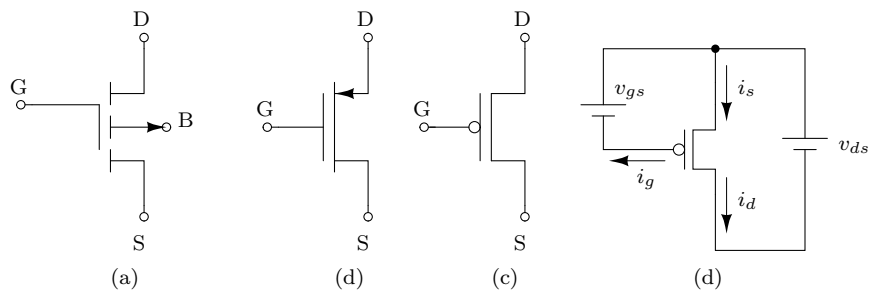


Figura 2.18: (a) Símbolo do MOSFET de canal p do tipo intensificação. (b) Símbolo simplificado para o caso de o substrato (corpo, B) estar ligado à *source*. (c) Símbolo simplificado para o caso de o substrato estar ligado à terra. (d) O MOSFET com tensões aplicadas e as correntes a circularem nos sentidos indicados. $i_g = 0$ e $i_s = i_d$.

de *threshold* é negativa. Para que o canal do tipo *p* seja induzido, é necessário que a tensão aplicada à *gate* seja mais negativa do que V_t ,

$$v_{gs} \leq V_t \quad (\text{canal induzido}), \quad (2.27)$$

e a tensão aplicada ao *drain* deverá ser mais negativa do que a tensão da *source*. A corrente i_d flui da *source* para o *drain*, tal como é indicado na figura. para que o MOSFET de canal *p* opere na região de triodo,

$$v_{ds} \geq v_{gs} - V_t \quad (\text{canal contínuo}), \quad (2.28)$$

ou seja, a tensão do *drain* deve ser maior do que a tensão da *gate* em pelo menos $|V_t|$. A corrente i_d é dada pela mesma equação que o transistor NMOS, excepto que k'_n deverá ser substituído por k'_p ,

$$i_d = k'_p \frac{W}{L} \left[(v_{gs} - V_t)v_{ds} - \frac{1}{2}v_{ds}^2 \right], \quad (2.29)$$

onde v_{gs} , V_t e v_{ds} são negativas e o parâmetro de transcondutância k'_p é dado por

$$k'_p = \mu_p C_{ox}, \quad (2.30)$$

em que μ_p é a mobilidade das lacunas no canal *p* induzido e tem um valor típico de cerca de $232 \text{ cm}^2/\text{Vs}$.

Para operar na saturação, v_{ds} deve satisfazer a seguinte condição:

$$v_{ds} \leq v_{gs} - V_t \quad (\text{canal estrangulado}), \quad (2.31)$$

ou seja, a tensão no *drain* deve ser menor do que a tensão da *gate* somada com $|V_t|$. A corrente i_d é dada pela mesma equação usada para os transistores NMOS, apenas com k'_n substituído por k'_p .

$$i_d = \frac{1}{2} k'_p \frac{W}{L} (v_{gs} - V_t)^2 (1 + \lambda v_{ds}), \quad (2.32)$$

onde v_{gs} , V_t , λ e v_{ds} têm valores negativos.

Finalmente, o gráfico da figura 2.19 mostra os valores relativos das tensões aos terminais do MOSFET de canal *p* do tipo intensificação, para que este funcione na região de triodo ou na de saturação.

2.2.5 O papel do substrato

Em muitas aplicações, o substrato (corpo, B) é ligado ao terminal da *source*, o que resulta numa junção *pn* entre o substrato e o canal induzido com uma

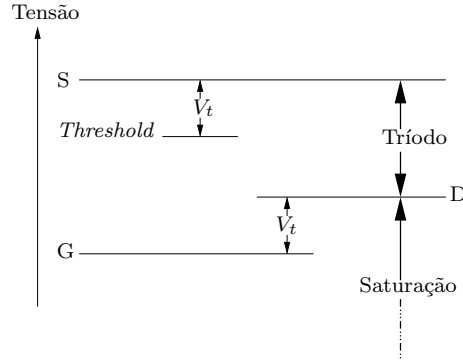


Figura 2.19: Níveis relativos das tensões aos terminais de um transistor PMOS para este operar na região de triodo ou na região de saturação.

tensão de polarização nula. Nesse caso, o substrato não desempenha nenhum papel na operação do circuito e pode pura e simplesmente ser ignorado. Em circuitos integrados, no entanto, o substrato é normalmente comum a vários MOSFETs. Para que seja mantida a condição de corte (não condução) em todas as junções substrato canal, o substrato é normalmente ligado à tensão mais negativa existente num circuito NMOS. Nos circuitos PMOS é ligado à tensão mais positiva. A tensão de polarização inversa entre a *source* e o substrato V_{sb} vai influenciar a operação do dispositivo. Para analisar este facto, considere-se um transistor NMOS em que o substrato está a uma tensão negativa em relação à *source*. A tensão de polarização inversa irá alargar a região de depleção, o que reduz a profundidade do canal (figura 2.2). Para que o canal volte à sua forma inicial, v_{gs} tem que ser aumentada.

O efeito de V_{sb} no canal pode ser de uma forma mais conveniente representada por uma alteração na tensão de *threshold* V_t . Especificamente, pode observar-se que aumentando a tensão V_{sb} , resulta num aumento em V_t de acordo com a equação

$$V_t = V_{to} + \gamma \left[\sqrt{2\phi_f + V_{sb}} - \sqrt{2\phi_f} \right], \quad (2.33)$$

em que V_{to} é a tensão de *threshold* para $V_{sb} = 0$, ϕ_f é um parâmetro físico, em que $2\phi_f$ tem tipicamente o valor de 0.6 V . γ é um parâmetro do processo de fabrico dado por

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q N_A \epsilon_s}}{C_{ox}}, \quad (2.34)$$

onde $q = 1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ é a carga do electrão, N_A é a concentração de dopantes do substrato *p* e $\epsilon_s = 1.04 \times 10^{-12} \text{ F/cm}$ é a permissividade do silício. O parâmetro γ tem as dimensões de $\sqrt{\text{V}}$ e tipicamente tem o valor de $0.5 \sqrt{\text{V}}$. Para terminar,

salienta-se o facto de a equação 2.33 também se aplicar aos transístores PMOS, sendo necessário alterar apenas a polaridade das tensões.

A equação 2.33 indica que um aumento em V_{sb} produz um aumento em V_t , que resulta numa subida do valor de i_d , mesmo com v_{gs} constante. Isto significa que a tensão do substrato também controla i_d . Portanto o substrato actua como outra *gate* para o MOSFET. Este fenómeno chama-se “efeito de corpo” e o parâmetro γ é conhecido como “parâmetro do efeito de corpo.” Mais tarde irá ver-se que o efeito de corpo pode causar uma degradação considerável na performance dos circuitos.

2.2.6 Efeitos da temperatura

Tanto V_t como k' são sensíveis à temperatura. O valor de V_t diminui cerca de $2mV$ para cada elevação da temperatura de $1^\circ C$. Esta diminuição em V_t traduz-se num aumento da corrente i_d . Por outro lado, k' diminui com a temperatura diminuindo a corrente de *drain*. Este último efeito é dominante em relação ao primeiro, o que faz com que globalmente a corrente de *drain* diminua com a temperatura. Este resultado aumenta o pelos MOSFETs em circuitos de potência.

2.2.7 Tensões de ruptura e protecção da entrada

Quando a tensão entre o *drain* e a *source* aumenta, pode ser atingido um valor para o qual a junção *pn* inversamente polarizada entre o *drain* e o substrato sofra uma ruptura por efeito de avalanche. Esta ruptura normalmente ocorre a tensões entre os 50 V e os 100 V e resulta num aumento rápido da corrente.

Outro efeito de ruptura que ocorre a tensões menores (abaixo de 20 V nos dispositivos modernos) é o chamado “*punch-through*.” Ocorre em dispositivos com canais relativamente pequenos quando a tensão de *drain* é aumentada até ao ponto em que a região de depleção que existe ao redor do *drain* se estende através do canal até à *source*, fazendo com que a corrente de *drain* aumenta rapidamente. Normalmente, o *punch-through* não resulta numa danificação permanente do dispositivo.

Ainda outro tipo de ruptura ocorre quando a tensão entre a *gate* e a *source* excede cerca de 50V. Neste caso ocorre a ruptura do óxido de *gate* e a consequente destruição do transístor. Apesar de o valor de 50 V ser relativamente elevado, deve ter-se em conta que o MOSFET tem uma impedância de entrada muito elevada, fazendo com que pequenas quantidades de carga estática acumuladas no condensador de *gate* poderem produzir um tensão superior à de ruptura.

Para prevenir a acumulação de cargas estáticas no condensador de *gate*, são normalmente usados dispositivos de protecção nas entradas dos circuitos integrados

MOS. O mecanismo de protecção invariavelmente faz uso de díodos inversamente polarizados, tal como mostra a figura 2.20.

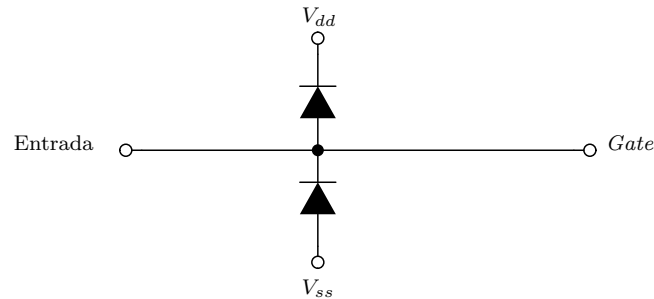


Figura 2.20: Circuito de protecção, colocado na entrada dos circuitos integrados, para evitar a ruptura da *gate* dos MOSFETS.

2.3 O MOSFET de depleção

Nesta secção é discutido de uma forma resumida outro tipo de MOSFET, o de depleção. A sua estrutura é semelhante ao do tipo intensificação, com uma diferença importante: O MOSFET do tipo depleção tem um canal implantado fisicamente. Portanto, um MOSFET de canal n do tipo depleção tem uma região do tipo n a ligar a *source* (n^+) ao *drain* (n^+), no topo do substrato p , tal como mostra a figura 2.21. Devido a esse canal implantado, se for aplicada uma tensão entre o

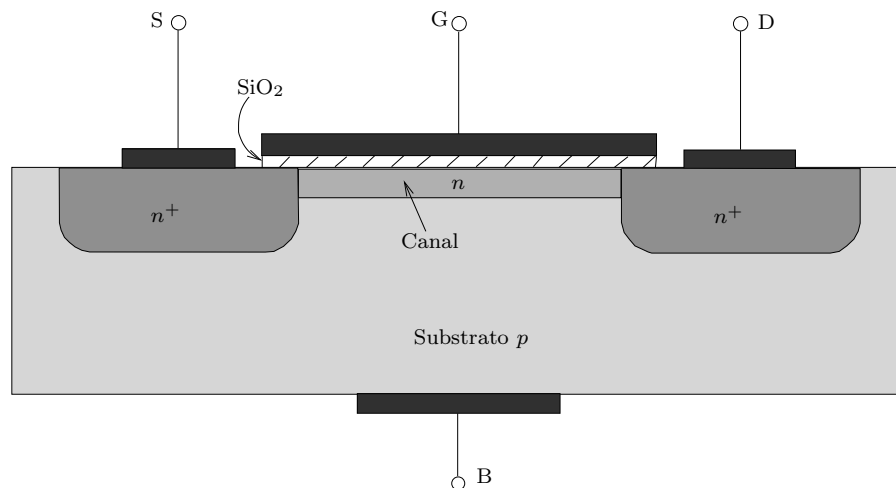


Figura 2.21: Estrutura física de um MOSFET de canal n do tipo depleção.

drain e a *source*, vai circular uma corrente i_D mesmo quando $v_{gs} = 0$. Por outras palavras, não é necessário induzir um canal, como o era no caso do MOSFET do tipo intensificação.

A profundidade do canal e a sua condutividade podem ser controladas por v_{gs} , do mesmo modo que no MOSFET de intensificação. Se for aplicada uma tensão v_{gs} positiva, o canal é intensificado, já que são atraídos mais electrões para ele. Aqui, no entanto, também se pode aplicar uma tensão v_{gs} negativa, o que faz com que os electrões sejam repelidos para fora do canal, fazendo com que o canal seja menos profundo e a sua condutividade menor. Uma tensão v_{gs} negativa esvazia o canal dos seus portadores de carga, sendo este modo de operação chamado de “modo de depleção”. Se a tensão v_{gs} aumentar em valores negativos, é atingido um valor para o qual o canal fica completamente desprovido de portadores de carga e i_d é reduzida para zero, mesmo com uma tensão v_{ds} aplicada. Este valor negativo de v_{gs} é a tensão de *threshold* do MOSFET de canal n do tipo depleção.

A descrição anterior sugere que o MOSFET do tipo depleção pode operar nos dois modos: no de intensificação, se lhe for aplicada uma tensão v_{gs} positiva e no de depleção, se v_{gs} for negativa. As características $i_d \times v_{ds}$ são similares às do MOSFET do tipo intensificação, excepto que a tensão de *threshold* V_t é negativa no caso do dispositivo de depleção.

A figura 2.22 mostra os símbolos do MOSFET de canal n do tipo depleção.

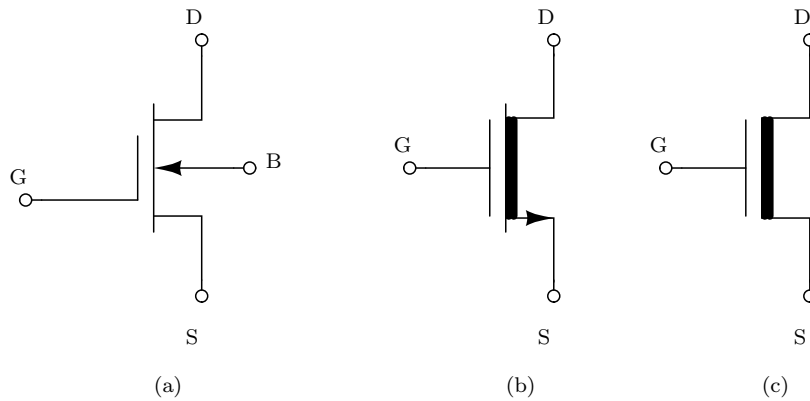


Figura 2.22: (a) Símbolo para o MOSFET de canal n do tipo depleção. (b) Símbolo simplificado para o caso de o substrato estar ligado à *source*. (c) Símbolo simplificado para o caso de o substrato estar ligado à terra.

As características $i_d \times v_{ds}$ para um MOSFET de canal n do tipo depleção, para o qual $V_t = -4V$ e $k'_n(W/L) = 2mA/V^2$ estão na figura 2.23(c). Essas características não mostram a dependência entre i_d e v_{ds} na região de saturação, no entanto essa

dependência existe e é idêntica ao caso do MOSFET do tipo intensificação. É de observar que devido ao facto da tensão de *threshold* ser negativa, o NMOS de depleção irá operar na região de triodo enquanto que a tensão de *drain* não exceda a tensão de *gate* em um valor superior a $|V_t|$. Para que o transistor opere na região de saturação, a tensão de *drain* deverá ser superior à tensão de *gate* pelo menos $|V_t|$ volts.

A figura 2.23(b) mostra as características $i_d \times v_{gs}$ do MOSFET de canal n do tipo depleção na região de saturação, indicando os dois modos de operação: depleção e intensificação. O gráfico da figura 2.24 mostra os níveis relativos das tensões aos terminais do transistor NMOS de canal n do tipo depleção, para as duas regiões de operação.

As características tensão - corrente do MOSFET do tipo depleção são descritas pela mesma equação que o dispositivo de intensificação, excepto que neste caso V_t é negativo. Um parâmetro especial do MOSFET de depleção é o valor da corrente de *drain* obtida na saturação, com $v_{gs} = 0$. Este parâmetro é denotado de I_{dss} e está indicado na figura 2.23(b) e (c). O seu valor é dado por:

$$I_{dss} = \frac{1}{2}k'n\frac{W}{L}V_t^2. \quad (2.35)$$

Os MOSFETs do tipo depleção podem ser fabricados no mesmo circuito integrado que os do tipo intensificação, resultando em circuitos com características de desempenho melhoradas. Para que o fabrico dos dois tipos de dispositivos seja possível, basta que a tecnologia permita o implante do canal dos MOSFETs de depleção.

Na discussão anterior, apenas se falou nos MOSFETs de depleção de canal n . Como não podia deixar de ser, também existem PMOS de depleção. Estes funcionam de um modo em tudo idêntico aos seus complementares de canal n , excepto que as polaridades das tensões e os sentidos das correntes devem ser invertidos. Para concluir, a figura 2.25 mostra as curvas características dos MOSFETs de intensificação e de depleção a operarem na região de saturação.

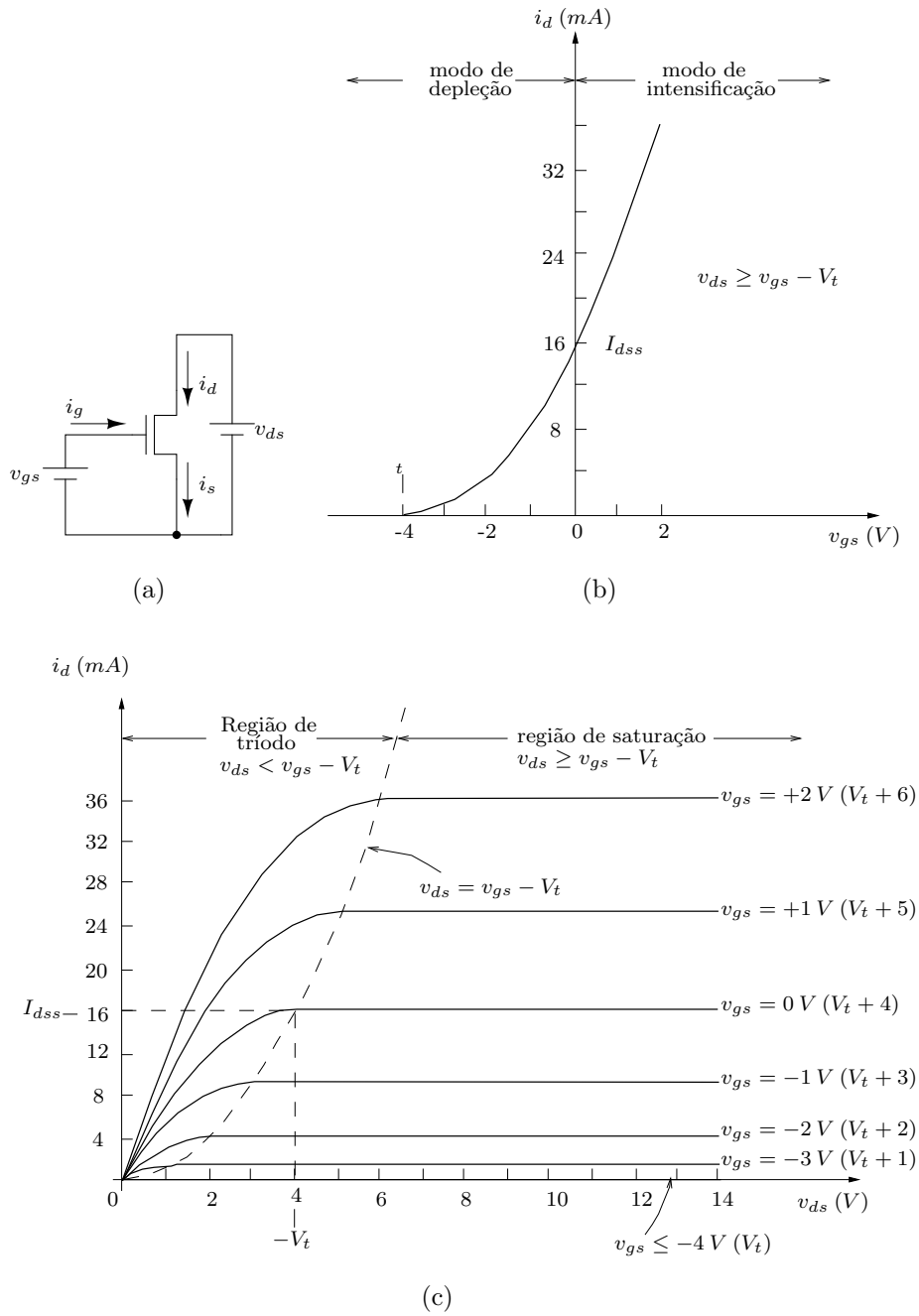


Figura 2.23: (a) MOSFET de depleção canal n com as polaridades das tensões e sentidos das correntes. $i_g = 0$ e $i_d = i_s$. (b) Característica $i_d \times v_{gs}$ do MOSFET de depleção, canal n a operar na região de saturação. (c) Características $i_d \times v_{ds}$ do MOSFET de depleção, canal n

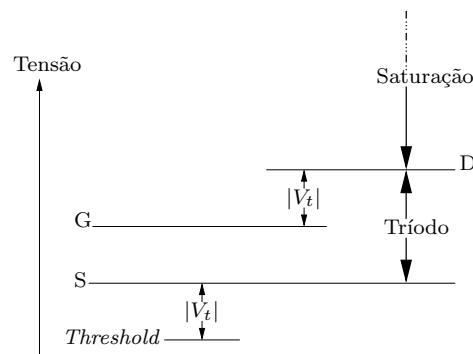


Figura 2.24: Níveis relativos das tensões aos terminais de um transistor NMOS do tipo depleção para este poder operar na região de tríodo ou na região de saturação.

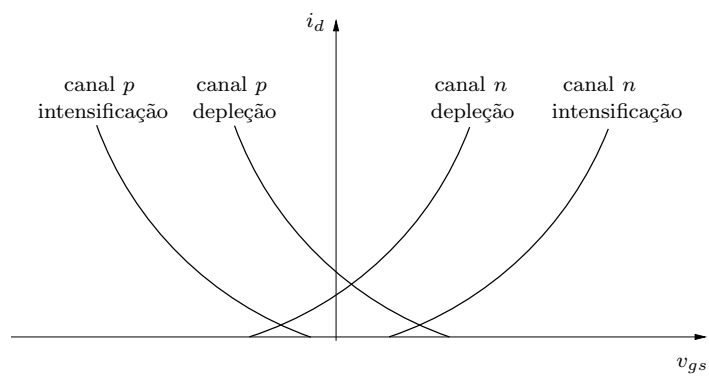


Figura 2.25: Comparação entre as características $i_d \times v_{gs}$ para os vários tipos de MOSFETs a operarem na região de saturação.

2.4 Circuitos com MOSFETs em corrente contínua

Depois de estudadas as características tensão - corrente dos MOSFETs, nesta secção vão ser mostrados alguns exemplos de circuitos a operarem em corrente contínua.

1. Calcule os valores das resistências do circuito da figura 2.26 para que o transístor opere com $I_d = 0.1 \text{ mA}$ e $V_d = 1 \text{ V}$. As características do transístor NMOS são: $V_t = 2 \text{ V}$, $k'_n = 20 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $L = 1.6 \mu\text{m}$ e $W = 12 \mu\text{m}$. Despreze o efeito da modulação do comprimento do canal, ou seja, $\lambda = 0$.

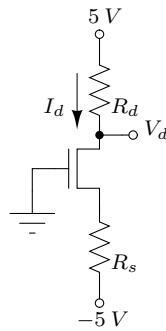


Figura 2.26:

R:

Inicialmente supõe-se que o transístor está a operar na região de saturação, portanto:

$$I_d = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)^2$$

$$0.1 \text{ mA} = \frac{1}{2} \times 20 \mu \times \frac{12 \mu}{1.6 \mu} (v_{gs} - 2)^2$$

$$v_{gs} = 0.845 \text{ V} \quad \vee \quad v_{gs} = 3.15 \text{ V}$$

O valor de $v_{gs} = 0.845 \text{ V}$ não faz sentido, uma vez que quando $v_{gs} < V_t$, o transístor não conduz e I_d seria nula.

Como a *gate* está ligada à terra,

$$V_g = 0 \text{ V}$$

$$V_s = -3.15 \text{ V}$$

$$V_{ds} = 1 - (-3.15) = 4.15 \text{ V}$$

$V_{ds} \geq V_{gs} - V_t$, logo a suposição inicial de que o transistor opera na saturação está correcta.

$$R_s = \frac{(-3.15) - (-5)}{0.1m} = 18.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_d = \frac{5 - 1}{0.1m} = 40 \text{ k}\Omega.$$

2. Considere que o transistor do exercício anterior está ligado conforme mostra a figura 2.27. Calcule os valores de R e de V_d , para que I_d seja igual a $0.1mA$.

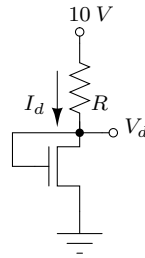


Figura 2.27:

R:

Como a tensão entre o *drain* e a *gate* é nula, $V_{ds} = V_{gs}$ (é maior do que $V_{gs} - V_t$), logo o transistor opera na região de saturação. Como a corrente I_d é igual à do exercício anterior, v_{gs} também o é, o que significa que:

$$V_{gs} = 3.15 \text{ V}$$

$$V_{ds} = V_{gs} = 3.15 \text{ V}$$

$$V_d = 3.15 \text{ V}$$

$$R = \frac{10 - 3.15}{0.1m} = 68.5 \text{ k}\Omega.$$

3. Calcule o valor da resistência R_d do circuito da figura 2.28 para que a tensão no *drain* seja de 0.1 V . Qual é a resistência efectiva entre o *drain* e a *source* neste ponto de operação? As características do transistor são: $V_t = 1 \text{ V}$, $k'_n = 250 \mu A/V^2$, $W = 10 \mu m$ e $L = 2.5 \mu m$.

R:

$$\text{Tensão na } gate: V_g = 5 \text{ V}$$

$$\text{tensão no } drain: V_d = 0.1 \text{ V}$$

$$V_{gs} = 5 \text{ V} \quad \text{e} \quad V_{ds} = 0.1 \text{ V}$$

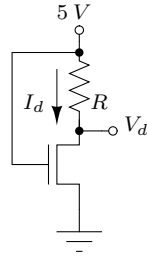


Figura 2.28:

Como $V_{ds} < V_{gs} - V_t$, o transistor opera na região de triodo. A corrente I_d é dada por

$$I_d = k'_n \frac{W}{L} \left[(V_{gs} - V_t)v_{ds} - \frac{1}{2}V_{ds}^2 \right]$$

$$I_d = 250\mu \frac{10\mu}{2.5\mu} \left[(5 - 1) \times 0.1 - \frac{1}{2} \times 0.1^2 \right] = 395 \mu A.$$

O valor de R_d é dado por:

$$R_d = \frac{5 - 0.1}{395\mu} = 12.4 k\Omega.$$

A resistência entre o *drain* e a *source* r_{ds} é dada por:

$$r_{ds} = \frac{V_{ds}}{I_d} = \frac{0.1}{395\mu} = 253.2 \Omega.$$

4. Considere que o transistor do exercício anterior é usado no circuito da figura 2.29. Determine as tensões em todos os nós e as correntes em todas as malhas. Despreze o efeito da modulação do comprimento do canal, ou seja, considere $\lambda = 0$.

R:

Como a corrente de *gate* é zero, a sua tensão é dada simplesmente pelo divisor de tensão formado pelas duas resistências de $10 M\Omega$,

$$V_g = 10 \frac{10M}{10M + 10M} = 5 V$$

Como à partida não se sabe exactamente qual é a região de operação do transistor, assume-se que este está na região de saturação.

$$V_s = 6k \times I_d$$

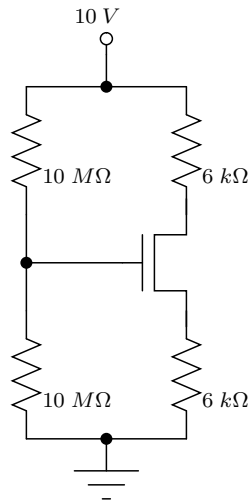


Figura 2.29:

$$V_{gs} = 5 - 6kI_d$$

$$I_d = \frac{1}{2}k'_n \frac{W}{L}(V_{gs} - V_t)^2$$

$$I_d = \frac{1}{2} \times 250\mu \frac{10\mu}{2.5\mu} \times (5 - 6kI_d - 1)^2 \Leftrightarrow$$

$$18kI_d^2 - 25I_d + 8m = 0 \Leftrightarrow$$

$$I_d = 888.9 \mu A \quad \vee \quad I_d = 500 \mu A.$$

A tensão na *source* é de:

$$V_s = 888.9\mu \times 6k \quad \vee \quad V_s = 500\mu 6k \Leftrightarrow$$

$$V_s = 5.33 V \quad \vee \quad V_s = 3 V.$$

O valor de $V_s = 5.33 V$ não é possível, já que daria um $V_{gs} = -0.33 V$, o que provocaria $I_d = 0 A$, portanto:

$$I_d = 500 \mu A$$

$$V_s = 3 V$$

$$V_{gs} = 5 - 3 = 2 V$$

$$V_d = 10 - 6k \times 500\mu = 7 V.$$

Como $V_{ds} = 7 - 3 = 4 V$ é maior do que $V_{gs} - V_t = 2 - 1 = 1 V$, o transistor está realmente a funcionar na região de saturação. Se não fosse o caso, teriam que ser repetidos todos os cálculos para a região de triodo.

5. Dimensione as resistências do circuito da figura 2.30 para que o transístor opere na região de saturação, com $I_d = 0.5 \text{ mA}$ e $V_d = 3 \text{ V}$. O transístor tem os seguintes parâmetros: $V_t = -1 \text{ V}$, $k'_p = 250 \mu\text{A/V}^2$, $W = 12 \mu\text{m}$ e $L = 3 \mu\text{m}$. Considere que $\lambda = 0$. Qual é o valor máximo que R_d pode ter sem que o transístor deixe a região de saturação?

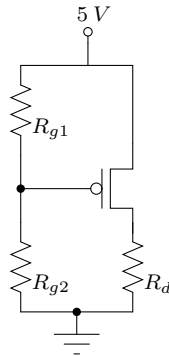


Figura 2.30:

R:

Como o transístor está na região de saturação e $I_d = 0.5 \text{ mA}$, pode escrever-se:

$$0.5 \text{ mA} = \frac{1}{2} \times 250 \mu \times \frac{12 \mu}{3 \mu} \times [V_{gs} - (-1)]^2$$

$$V_{gs} = 0 \text{ V} \quad \vee \quad V_{gs} = -2 \text{ V}.$$

Para o transístor PMOS conduzir corrente, $V_{gs} < V_t$, o que significa que apenas a solução $V_{gs} = -2 \text{ V}$ faz sentido. A *source* está a 5 V , logo $V_g = V_s + V_{gs} = 5 - 2 = 3 \text{ V}$. Fazendo $R_{g2} = 3 \text{ M}\Omega$, vem para R_{g1} :

$$V_g = 5 \frac{3 \text{ M}}{3 \text{ M} + R_{g1}} \Leftrightarrow R_{g1} = 2 \text{ M}\Omega.$$

O valor de R_d é dado por:

$$R_d = \frac{V_d}{I_d} = \frac{3}{0.5 \text{ mA}} = 6 \text{ k}\Omega.$$

Para o transístor operar na região de saturação, $V_{ds} \leq V_{gs} - V_t$, ou seja, $V_{ds_{max}} = -2 + 1 = -1 \text{ V}$. Como $V_s = 5 \text{ V}$, $V_{d_{max}} = 4 \text{ V}$. Este valor é obtido com

$$R_d = \frac{4}{0.5 \text{ mA}} = 8 \text{ k}\Omega.$$

6. O MOSFET do tipo depleção da figura 2.31 garante que a corrente na resistência R_d seja constante e igual a $100\text{ }\mu\text{A}$. Se $k'_n = 20\text{ }\mu\text{A}/\text{V}^2$ e $V_t = -1\text{ V}$, calcule a razão W/L . Qual é a gama de valores admissíveis para R_d para a qual a corrente mantém-se em $100\text{ }\mu\text{A}$?

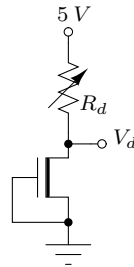


Figura 2.31:

R:

O transistor NMOS do tipo depleção conduz para $v_{gs} = 0$. Para que a corrente seja constante, mesmo com variações de R_d (e de V_d), o transistor deve operar na região de saturação, em que:

$$I_d = \frac{1}{2}k'_n \frac{W}{L}(V_{gs} - V_t)^2 \Leftrightarrow$$

$$100\mu = \frac{1}{2} \times 20\mu \times \frac{W}{L} \times (-1)^2 \Leftrightarrow$$

$$\frac{W}{L} = 10.$$

Para que o MOSFET funcione na região de saturação, $V_{ds} \geq V_{gs} - V_t$, ou seja, $V_{ds} \geq 1\text{ V}$. Como $V_{ds} = 5 - R_d I_d$, o valor máximo permitido para R_d será:

$$R_{d_{max}} = \frac{5 - 1}{100\mu} = 40\text{ k}\Omega.$$

A gama de valores permitida para R_d é portanto de 0 a $40\text{ k}\Omega$.

7. Calcule o valor de R_d do circuito da figura 2.32 para que a tensão na *source* do MOSFET do tipo depleção seja de 9.9 V . Neste ponto de operação, qual é a resistência efectiva entre a *source* e o *drain* do transistor? Parâmetros: $V_t = -1\text{ V}$, $k'_n = 200\text{ }\mu\text{A}/\text{V}^2$, $W = 15\text{ }\mu\text{m}$ e $L = 3\text{ }\mu\text{m}$.

R:

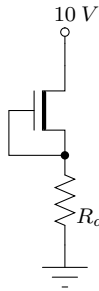


Figura 2.32:

Neste caso, $V_{ds} = 0.1\text{ V}$ e $V_{gs} = 0\text{ V}$. O transístor funciona na região de triódo já que $V_{ds} < V_{gs} - V_t$. A sua corrente de *drain* é dada por:

$$I_d = k'_n \frac{W}{L} \left[(V_{gs} - V_t)v_{ds} - \frac{1}{2}V_{ds}^2 \right] \Leftrightarrow$$

$$I_d = 200\mu \frac{15\mu}{3\mu} \left[1 \times 0.1 - \frac{1}{2} \times 0.1^2 \right] \Leftrightarrow$$

$$I_d = 95\mu\text{A}$$

$$R_d = \frac{9.9}{95\mu} = 104.2\text{ k}\Omega.$$

A resistência *source* - *drain* efectiva é dada por

$$r_{ds} = \frac{V_{ds}}{I_d} = \frac{0.1}{95\mu} = 1.05\text{ k}\Omega.$$

2.5 O MOSFET como amplificador

Nesta secção vai ser abordado o funcionamento do MOSFET como amplificador. Começa-se por analisar o circuito conceptual da figura 2.33. É usado um MOSFET de intensificação polarizado com uma tensão contínua V_{gs} . O sinal a ser amplificado v_{gs} é somado a V_{gs} . A tensão de saída é lida no terminal do *drain*. Este circuito não faz sentido na prática por duas razões:

- Polarizar o transístor com uma fonte V_{gs} independente é completamente impensável na prática. Na secção seguinte serão abordados alguns circuitos de polarização que não usam uma fonte independente.
- É usada uma resistência no circuito do *drain*. A maioria dos MOSFETs são fabricados em circuitos integrados, onde as resistências são difíceis de

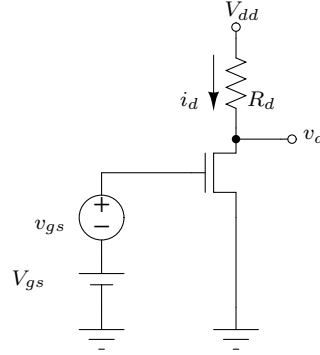


Figura 2.33: Circuito conceptual usado no estudo do funcionamento do MOSFET como amplificador.

implementar. Em vez delas, são usados MOSFETs a funcionarem como carga. Este tópico será discutido numa das secções seguintes.

Para já, no entanto, o circuito da figura 2.33 será suficiente para ilustrar o princípio básico da operação do MOSFET como amplificador.

2.5.1 Ponto de funcionamento em corrente contínua

Para que o MOSFET funcione como amplificador, deve ser polarizado num ponto da região de saturação. Isto é análogo ao caso do transístor bipolar, que para funcionar como amplificador é polarizado na zona activa. Para que se possa achar o ponto de funcionamento em corrente contínua do MOSFET da figura 2.33, coloca-se a fonte de tensão alternada (v_{gs}) a 0 V e calcula-se a corrente no *drain* a partir de:

$$I_d = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)^2, \quad (2.36)$$

em que a modulação do comprimento do canal é desprezada ($\lambda = 0$). A tensão contínua no *drain* é dada por:

$$V_d = V_{ds} = V_{dd} - R_d I_d. \quad (2.37)$$

Para garantir a saturação,

$$V_{ds} > V_{gs} - V_t$$

Salienta-se aqui o facto de que a tensão no *drain* ter uma componente alternada, por isso V_d deve ser suficientemente maior do que $(V_{gs} - V_t)$ para permitir as variações da componente alternada sem que o transístor deixe de funcionar na região de saturação.

2.5.2 Sinal em corrente no terminal do *drain*

Considere-se agora a situação em que o sinal de entrada v_{gs} não é nulo. A tensão instantânea entre a *gate* e a *source* é $v_{GS} = V_{gs} + v_{gs}$, resultando numa corrente de *drain* instantânea de:

$$\begin{aligned} i_D &= \frac{1}{2}k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} + v_{gs} - V_t)^2 \\ &= \frac{1}{2}k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)^2 + k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)v_{gs} + \frac{1}{2}k'_n \frac{W}{L} v_{gs}^2. \end{aligned} \quad (2.38)$$

O primeiro termo do lado direito da equação 2.38 é a corrente contínua de polarização, obtida pela equação 2.36. O segundo termo representa uma componente que é directamente proporcional ao sinal de entrada v_{gs} . O terceiro termo é uma componente da corrente que é proporcional ao quadrado do sinal de entrada. Esta última componente é indesejável já que representa distorção não linear. Para que a distorção não linear introduzida pelo MOSFET seja reduzida, o sinal de entrada deve ser mantido pequeno, ou seja,

$$\frac{1}{2}k'_n \frac{W}{L} v_{gs}^2 \ll k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)v_{gs},$$

resultando em:

$$v_{gs} \ll 2(V_{gs} - V_t). \quad (2.39)$$

A equação 2.39 traduz a condição de pequenos sinais, que se for satisfeita, o último termo da equação 2.38 pode ser desprezado. Nesse caso, pode dizer-se que a componente alternada da corrente do *drain* é dada por:

$$i_d = k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)v_{gs}. \quad (2.40)$$

O parâmetro que relaciona a corrente i_d com a tensão v_{gs} é a transcondutância do MOSFET, denotada de g_m e dado por:

$$g_m = \frac{i_d}{v_{gs}} = k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t). \quad (2.41)$$

A figura 2.34 apresenta uma interpretação gráfica da operação do MOSFET como amplificador de pequenos sinais. É de notar que g_m é igual ao declive da tangente à curva $i_d \times v_{gs}$ no ponto de funcionamento Q , ou seja,

$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial v_{GS}} \right|_{v_{gs}=0}. \quad (2.42)$$

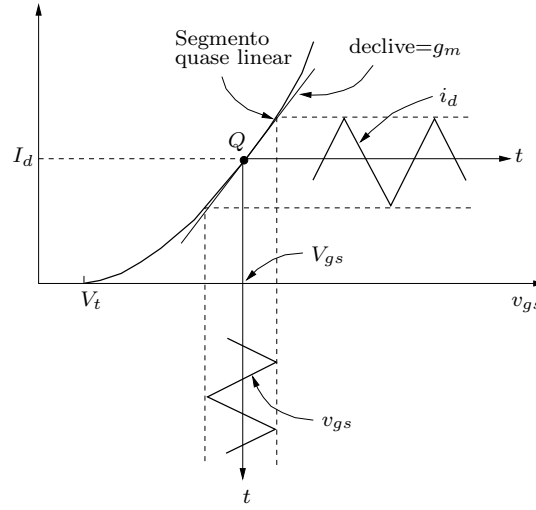


Figura 2.34: Operação do MOSFET de intensificação como amplificador para pequenos sinais.

2.5.3 Ganho em tensão

Voltando ao amplificador da figura 2.33, a tensão instantânea no *drain* pode ser expressa por:

$$v_D = V_{dd} - R_d i_D.$$

Verificando-se a condição dos pequenos sinais, fica

$$v_D = V_{dd} - R_d (I_d + i_d),$$

que pode ser escrita na forma de

$$v_D = V_d - R_d i_d.$$

Portanto se se considerar apenas a componente alternada, a tensão no *drain* é

$$v_d = -R_d i_d = -g_m v_{gs} R_d,$$

que indica que o ganho em tensão é dado por

$$A_v = \frac{v_d}{v_{gs}} = -g_m R_d. \quad (2.43)$$

O sinal de menos da equação 2.43 indica que a tensão de saída v_d está desfasada de 180° em relação à de entrada v_{gs} . Isto está ilustrado na figura 2.35. Assume-se que o sinal de entrada tem uma forma triangular com uma amplitude muito menor do que $2(V_{gs} - V_t)$ (condição de pequenos sinais da equação 2.39), para que seja

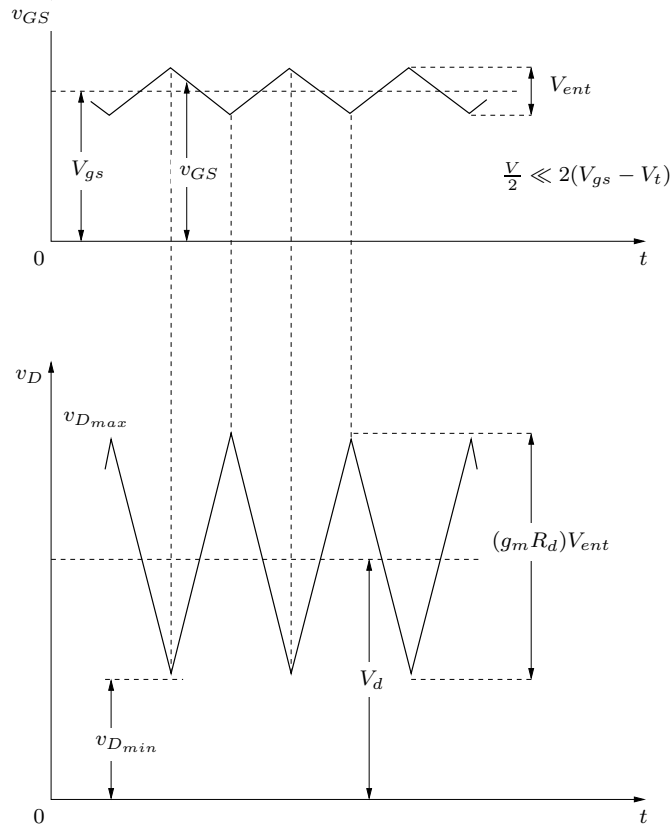


Figura 2.35: Tensões instantâneas à entrada e à saída do circuito da figura 2.33. $v_{D_{min}} \geq v_{G_{max}} - V_t$ e $v_{D_{max}} \leq V_{dd}$.

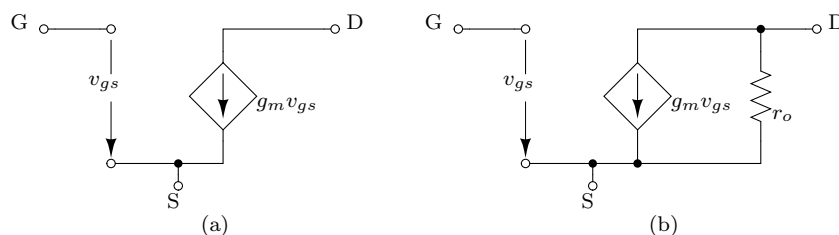


Figura 2.36: Modelo para pequenos sinais do MOSFET. (a) Desprezando a modulação do comprimento do canal. (b) Incluindo o efeito da modulação do comprimento do canal.

garantida uma operação linear. Para que o transistor não saia da saturação, o valor mínimo da tensão instantânea do *drain* v_D não deve descer abaixo do valor de v_{GS} correspondente em mais de V_t . Também o valor máximo teórico de v_D deve ser menor do que V_{dd} , para evitar que o MOSFET entre na região de corte nos picos positivos do sinal de saída.

2.5.4 Distinção entre a análise em corrente contínua e a análise em corrente alternada

A partir da análise anterior, pode ver-se que na aproximação para pequenos sinais, as tensões e as correntes alternadas estão sobrepostas às correspondentes contínuas. Portanto, a corrente total instantânea do *drain* i_D é igual à soma da corrente contínua I_d com a corrente alternada i_d . A tensão total de *drain* $v_D = V_d + v_d$, e por aí fora. Isto leva a que a análise e o projecto dos circuitos com MOSFETs pode ser muito simplificado separando os cálculos de corrente contínua dos de corrente alternada.

2.5.5 Modelos equivalentes para pequenos sinais

Sob o ponto de vista da tensão alternada, o MOSFET funciona como uma fonte de corrente controlada por tensão. Aceita um sinal v_{gs} entre a *gate* e a *source* e fornece a corrente $g_m v_{gs}$ no terminal do *drain*. A impedância de entrada desta fonte de corrente controlada é muito alta (idealmente infinita). A impedância de saída também é alta e tem sido assumido que também é infinita. Isto leva ao modelo equivalente da figura 2.36(a), que representa o modelo para pequenos sinais do MOSFET.

Na análise do circuito amplificador, o MOSFET pode ser substituído pelo modelo equivalente mostrado na figura 2.36(a). O restante circuito deixa-se inalterado, excepto que as fontes de tensão contínuas são substituídas por curto-circuitos.

Isto resulta do facto de que a tensão aos terminais de uma fonte de tensão contínua não se alterar, fazendo com que a componente alternada seja sempre nula. Por seu lado, as fontes de corrente constante podem ser substituídas por circuitos abertos, já que se a corrente aos seus terminais é constante, a componente alternada é nula. O circuito resultante pode então ser usado na análise dos circuitos em corrente alternada.

A maior limitação do modelo da figura 2.36(a) é que se assume que a corrente do *drain* na saturação é independente da sua tensão. No estudo realizado anteriormente, verificou-se que a corrente do *drain* depende da sua tensão de uma forma linear. Essa dependência é modelada por uma resistência r_o entre o *drain* e a *source* da figura 2.36(b), cujo valor é aproximadamente

$$r_o \simeq \frac{|V_A|}{I_d}, \quad (2.44)$$

em que $V_A = 1/\lambda$ é um parâmetro do MOSFET. Tipicamente, r_o está na gama de valores entre $10\text{ k}\Omega$ e $1\text{ M}\Omega$. A inclusão de r_o no modelo para pequenos sinais torna-o muito mais preciso.

É de notar que os parâmetros do modelo para pequenos sinais g_m e r_o dependem do ponto de funcionamento em corrente contínua do MOSFET.

Voltando ao amplificador da figura 2.33 e substituindo o MOSFET pelo seu modelo equivalente para pequenos sinais, resulta na seguinte expressão para o ganho em tensão:

$$\frac{v_d}{v_{gs}} = -g_m(R_d || r_o). \quad (2.45)$$

A resistência de saída r_o provoca uma diminuição do valor do ganho em tensão.

Apesar de a análise anterior ter sido feita para um transistor NMOS, os resultados também são válidos para os dispositivos PMOS e para os MOSFETs de depleção. Em particular, os modelos da figura 2.36 aplicam-se a todos os MOSFETs.

2.5.6 A transcondutância g_m

Como foi visto anteriormente, a transcondutância do MOSFET é dada por

$$g_m = k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t). \quad (2.46)$$

Esta relação indica que g_m é proporcional ao parâmetro de transcondutância do processo de fabrico $k'_n = \mu_n C_{ox}$ e à razão W/L do transistor. Para que a transcondutância seja alta, é necessário que o transistor seja curto e largo. Também se observa que a transcondutância é proporcional à tensão entre a *gate* e a *source*

que excede o valor de *threshold* $V_{gs} - V_t$. No entanto, aumentar o g_m aplicando uma tensão contínua V_{gs} maior tem a desvantagem de diminuir a excursão máxima possível dos sinais alternados no *drain*.

A partir da equação 2.36 obtém-se:

$$I_d = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)^2 \Rightarrow (V_{gs} - V_t) = \sqrt{\frac{2I_d L}{k'_n W}}.$$

Substituindo na equação 2.46 resulta noutra expressão útil para g_m :

$$g_m = \sqrt{2k'_n I_d \frac{W}{L}} \quad (2.47)$$

Esta expressão mostra que:

- Para um dado MOSFET, g_m é proporcional à raiz quadrada da corrente contínua de polarização.
- Para uma dada corrente de polarização, g_m é proporcional a $\sqrt{W/L}$.

Como exemplo, considere-se um transistor NMOS com $k'_n = 20 \mu A/V$ a operar com $I_d = 1 mA$. Para uma razão $W/L = 1$, $g_m = 0.2 mA/V$. Se a largura aumentar 100 vezes, g_m passa a ser de $2 mA/V$.

Ainda outra expressão para a transcondutância do MOSFET pode ser obtida rearranjando os termos da equação 2.36 do seguinte modo:

$$I_d = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)^2 \Rightarrow k'_n \frac{W}{L} = \frac{2I_d}{(V_{gs} - V_t)^2}.$$

Substituindo na equação 2.46 obtém-se,

$$g_m = \frac{2I_d}{V_{gs} - V_t}. \quad (2.48)$$

Considere-se o amplificador da figura 2.37, no qual o sinal de entrada v_i está ligado à *gate* e a saída está ligada à carga através de condensadores suficientemente grandes para poderem ser considerados curto-circuitos em corrente alternada. Pretende-se calcular o ganho para pequenos sinais e a impedância de entrada. Os parâmetros do transistor são: $V_t = 1.5 V$, $k'_n(W/L) = 250 \mu A/V^2$ e $\lambda = 20 mV^{-1}$.

Em primeiro lugar, calcula-se o ponto de funcionamento em corrente contínua:

$$I_d = \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t)^2 (1 + \lambda V_{ds})$$

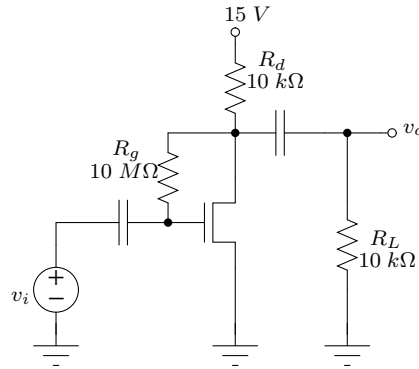


Figura 2.37: Circuito amplificador.

A queda de tensão em R_g é nula, uma vez que não existe corrente de *gate*. Isto significa que $V_{gs} = V_{ds}$, portanto:

$$I_d = \frac{1}{2} \times 250\mu(V_{ds} - 1.5)^2(1 - 20\mu \times V_{ds}).$$

Como $(1 - 20\mu \times V_{ds}) \simeq 1$, a equação anterior fica:

$$I_d = \frac{1}{2} \times 250\mu(V_{ds} - 1.5)^2.$$

Por outro lado,

$$V_{ds} = 15 - R_d I_d = 15 - 10k I_d$$

Resolvendo um sistema com as duas equações, obtém-se:

$$I_d = 1.06 \text{ mA} \quad \text{e} \quad V_{ds} = V_{gs} = 4.4 \text{ V}$$

É de notar que a equação de I_d é de segundo grau tendo duas soluções. Uma delas não tem sentido prático.

O valor de g_m é dado por:

$$g_m = k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t) = 250\mu(4.4 - 1.5) = 725 \mu\text{A/V}.$$

A resistência de saída é dada por:

$$r_o = \frac{V_A}{I_d}$$

em que $V_A = 1/\lambda$ é a tensão de antecipação.

$$r_o = \frac{1}{1.06\text{mA} \times 20\text{m}} = 47.17 \text{ k}\Omega.$$

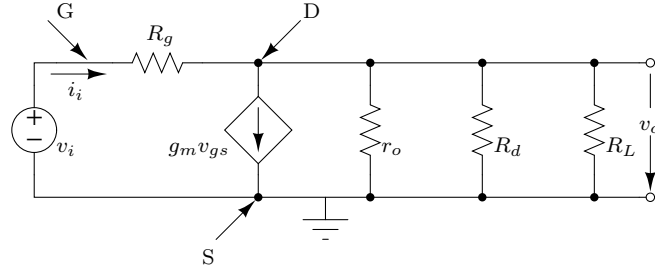


Figura 2.38: Modelo equivalente para pequenos sinais do circuito amplificador da figura 2.37.

A figura 2.38 mostra o modelo equivalente para pequenos sinais do amplificador. Como o valor de R_g é muito grande ($10\text{ M}\Omega$) a sua corrente pode ser desprezada quando comparada com a da fonte $g_m v_{gs}$. Neste caso, a tensão de saída é dada por:

$$v_o \simeq -g_m v_{gs} (r_o || R_d || R_L).$$

Como $v_{gs} = v_i$, o ganho é:

$$A = \frac{v_o}{v_i} = -750\mu(47.17k || 10k || 10k) = -3.39.$$

Cálculo da impedância de entrada:

$$\begin{aligned} i_i &= \frac{v_i - v_o}{R_g} \Leftrightarrow \\ i_i R_g &= v_i + 3.39 v_i \\ z_i &= \frac{v_i}{i_i} = \frac{R_g}{4.39} = 2.28\text{ M}\Omega \end{aligned}$$

2.5.7 O modelo equivalente em T

Com uma transformação no circuito, é possível desenvolver um modelo equivalente alternativo para o MOSFET. O desenvolvimento do modelo, conhecido como equivalente em T, está ilustrado na figura 2.39(b).

Como se pode verificar, os dois modelos são equivalentes já que a corrente $I_d = g_m v_{gs}$ fornecida pela fonte controlada provoca na resistência uma queda de tensão $(1/g_m) \times g_m v_{gs} = v_{gs}$ igual à tensão na *gate*. Nesse caso a corrente de *gate* $i_g = 0$.

No modelo em T da figura 2.39(b) não foi incluída a resistência r_o . Esta resistência pode ser colocada entre o *drain* e a *source*. O modelo fica conforme está representado na figura 2.40.

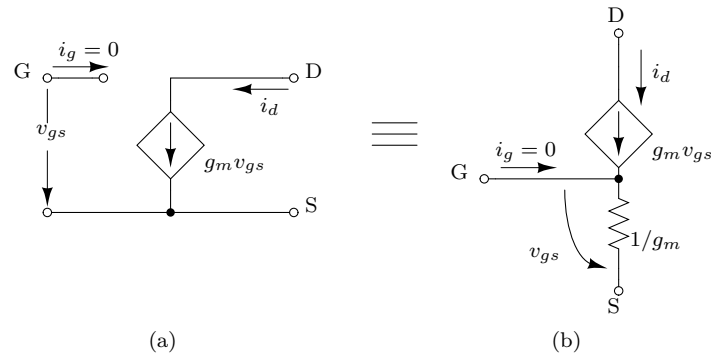


Figura 2.39: (a) Modelo equivalente em π . (b) Modelo equivalente em T.

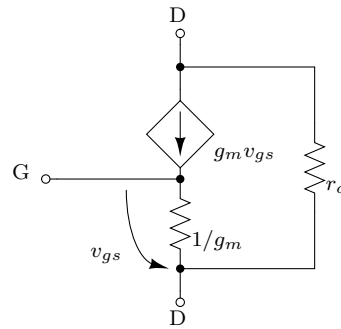


Figura 2.40: Modelo em T do MOSFET com a resistência entre o *drain* e a *source*, r_o .

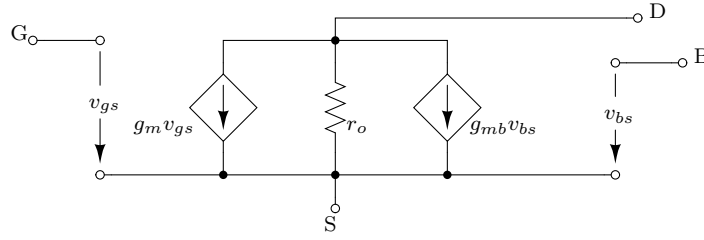


Figura 2.41: Modelo equivalente para pequenos sinais do MOSFET no qual o substrato não está ligado à source.

2.5.8 O efeito de corpo

Como foi mencionado anteriormente, o efeito de corpo ocorre num MOSFET quando o substrato não está ligado à *source*, mas sim ao potencial mais negativo do circuito. Portanto o substrato estará ligado à terra, mas a desde que *source* não esteja, existe uma tensão v_{bs} entre o substrato (*body*, B) e a *source*. Numa das secções anteriores foi mencionado que o substrato actuava como uma segunda *gate* para o MOSFET. Sendo assim, a tensão v_{bs} aumenta a corrente de *drain* de um valor denotado de $g_{mb}v_{bs}$, em que g_{mb} é a transcondutância do substrato, definida por:

$$g_{mb} = \left. \frac{\partial i_D}{\partial v_{BS}} \right|_{\substack{v_{GS}=\text{constant} \\ v_{DS}=\text{constant}}} \quad (2.49)$$

Como i_d depende de v_{bs} devido ao facto de V_t depender de V_{bs} , as seguintes equações (descritas anteriormente) podem ser usadas para obter g_{mb} :

$$\begin{aligned} i_d &= \frac{1}{2} k'_n \frac{W}{L} v_{ds}^2 \\ V_t &= V_{to} + \gamma \left[\sqrt{2\phi_f + V_{sb}} - \sqrt{2\phi_f} \right] \\ g_m &= k'_n \frac{W}{L} (V_{gs} - V_t) \\ g_{mb} &= \chi g_m \end{aligned} \quad (2.50)$$

onde

$$\chi = \frac{\partial V_t}{\partial V_{sb}} = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_f + V_{sb}}} \quad (2.51)$$

Tipicamente, os valores de χ estão na gama de 0.1 a 0.3.

A figura 2.41 mostra o modelo em π do MOSFET alterado para incluir o efeito do substrato. Este modelo deve ser usado sempre que o substrato não esteja ligado à *source*.

2.6 Polarização dos MOSFETs em circuitos amplificadores discretos

Como foi salientado na secção anterior, um passo importante no projecto de circuitos amplificadores com MOSFETs é o estabelecimento de um ponto de funcionamento em corrente contínua adequado para o transistor. Um ponto de funcionamento em corrente contínua apropriado é caracterizado por uma corrente de *drain* estável e uma tensão *drain source* que assegure o funcionamento na região de saturação para todos os níveis do sinal de entrada.

Todos os métodos usados na polarização de transístores bipolares também podem ser usados com MOSFETs em circuitos discretos. Como os circuitos discretos com MOSFETs já não são muito comuns no presente e as técnicas já foram estudadas, não vão ser repetidas aqui com grande detalhe. Em vez disso, a atenção vai ser concentrada em métodos de polarização usados no projecto de circuitos integrados.

2.6.1 Polarização de MOSFETs discretos

A figura 2.42 mostra quatro circuitos de polarização do MOSFET em projectos de circuitos discretos.

O circuito da figura 2.42(a) mostra a montagem clássica que é usada quando existe apenas uma fonte de alimentação. O divisor de tensão formado por R_{g1} e R_{g2} estabelece uma tensão fixa na *gate*. Uma resistência de auto-polarização é ligada à *source*. Como $I_g = 0$, as resistências R_{g1} e R_{g2} podem ser escolhidas numa gama muito alta (dos $M\Omega$) permitindo uma impedância de entrada da montagem correspondentemente alta. Esta é uma vantagem dos amplificadores com MOSFETs em relação aos que usam transístores bipolares. A resistência R_s estabelece uma realimentação negativa que ajuda na estabilização do valor de I_d . Finalmente, R_d é seleccionada de modo a que a montagem tenha um ganho elevado e ao mesmo tempo permita que a excursão máxima do sinal mantenha o MOSFET na região de saturação.

Quando existe uma fonte de alimentação simétrica, pode ser utilizada a montagem da figura 2.42(b). Este circuito é baseado no da figura 2.42(a). A resistência R_g estabelece uma tensão nula na *gate* e ao mesmo tempo uma impedância de entrada elevada quando a fonte de sinal é ligada à *gate* através de um condensador.

Uma montagem muito simples é mostrada na figura 2.42(c). Aqui, o terminal da *source* é alimentado por uma fonte de corrente constante I , fazendo com que $I_d = I$. Mais tarde será visto como é que se pode fazer uma fonte de corrente constante com MOSFETs. As resistências R_g e R_d servem para o mesmo fim que nos dois circuitos anteriores.

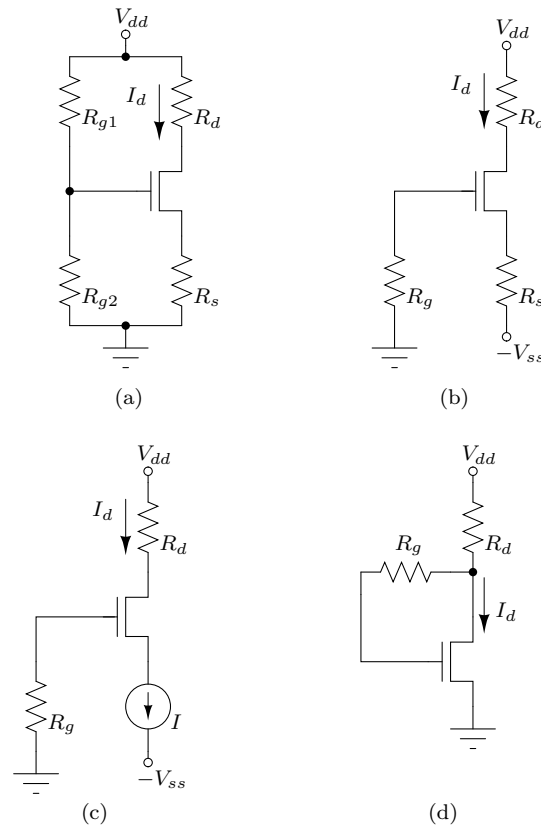


Figura 2.42: Circuitos de polarização do MOSFET em amplificadores de componentes discretos. (a) Polarização com tensão fixa na *gate*. (b) Versão simplificada do anterior quando existem duas fontes de tensão. (c) Com fonte de corrente na *source*. (d) Circuito *source* comum com realimentação negativa.

Finalmente, o circuito da figura 2.42(d) usa uma resistência de realimentação alta que força a tensão contínua da *gate* a ser igual à do *drain*. O sinal de entrada pode ser ligado através de um condensador à *gate* e o de saída é tomado do *drain*, resultando numa configuração amplificadora *source* comum básica. Nesta montagem, a excursão negativa do sinal é limitada por V_t . A tensão de *drain* não pode descer abaixo de $V_{gs} - V_t$, pois isso faria com que o dispositivo deixasse a região de saturação. Para terminar, no caso de os transístores serem do tipo PMOS, usam-se as mesmas montagens, aplicando-se apenas as transformações complementares que têm sido vistas até aqui.

2.6.2 Polarização dos MOSFETs em circuitos amplificadores integrados

Os circuitos da figura 2.42 não são viáveis quando se pretende fabricar circuitos integrados amplificadores. Isto deve-se ao facto de usarem muitas resistências. No projecto de circuitos integrados MOS (NMOS, PMOS ou CMOS) o uso de resistências é muito desencorajado, já que uma resistência, mesmo com valor baixo requer uma área significativa do chip, o que é considerado “caro” em termos de preço de fabrico. Além disso, as resistências apresentam valores de tolerâncias muito altos. Contrastando com isto, um MOSFET pode ser fabricado numa área muito pequena do chip e os seus parâmetros são relativamente bem controlados. Isto leva a que a filosofia num projecto de circuito integrado é minimizar o número e o valor das resistências e sempre que possível, substitui-las por transístores. Outra razão pela qual as montagens da figura 2.42 não são viáveis na construção de circuitos integrados é o facto de os sinais de entrada e de saída serem acoplados capacitivamente. Ainda não foi visto, mas também são necessários condensadores de derivação, tal como no caso dos transístores bipolares. Apesar de ser possível fabricar condensadores num circuito integrado, devido ao facto de existirem limitações em termos de espaço, o valor destes não ultrapassa os picofarads. Isto limita muito o uso de condensadores de acoplamento e de derivação.

A fonte de corrente com MOSFETs

Normalmente, a polarização de amplificadores MOS utiliza fontes de corrente constantes. Normalmente é criada uma fonte de corrente que depois é replicada ao longo do circuito, através de espelhos de corrente, fornecendo a polarização a todos os estágios do amplificador.

A figura 2.43 mostra uma fonte de corrente constante. O funcionamento do circuito baseia-se no transístor Q_1 cujo *drain* é curto-circuitado com a *gate*, o que

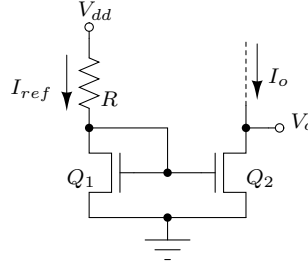


Figura 2.43: Circuito de uma fonte de corrente constante.

faz com que ele funcione na região de saturação:

$$I_{d1} = \frac{1}{2}k'_n \frac{W_1}{L_1} (V_{gs} - V_t)^2 \quad (2.52)$$

onde foi desprezada a modulação do comprimento do canal ($\lambda = 0$). A corrente de *drain* de Q_1 é fornecida por V_{dd} através de R (que em alguns casos é colocado fora do chip). Como as correntes de *gate* são nulas,

$$I_{d1} = I_{ref} = \frac{V_{dd} - V_{gs}}{R}, \quad (2.53)$$

em que a corrente através de R é considerada a corrente de referência e é denotada de I_{ref} . Dados os parâmetros de Q_1 e o valor da corrente I_{ref} desejada, as equações 2.52 e 2.53 podem ser usadas para determinar o valor de R .

Considere-se agora o transistor Q_2 . Tem a mesma tensão V_{gs} que Q_1 , o que, se for assumido que está na saturação, a sua corrente de *drain*, que é igual à corrente de saída I_o , é dada por

$$I_o = I_{d2} = \frac{1}{2}k'_n \frac{W_2}{L_2} (V_{gs} - V_t)^2, \quad (2.54)$$

mais uma vez desprezando o efeito da modulação do comprimento do canal. A partir das equações 2.52 e 2.54 se os dois transistores tiverem os mesmos parâmetros de fabrico (por fazerem parte do mesmo chip, por exemplo) pode relacionar-se a corrente de saída com a de entrada do seguinte modo:

$$\frac{I_o}{I_{ref}} = \frac{(W_2/L_2)}{(W_1/L_1)}. \quad (2.55)$$

Depois de tantas equações complicadas, aqui está uma simples e atractiva! A corrente de saída I_o está relacionada com a corrente de referência I_{ref} pela razão entre os comprimentos e as larguras dos canais dos transistores, ou seja, a relação

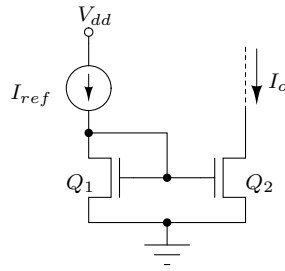


Figura 2.44: Espelho de corrente básico.

entre I_o e I_{ref} é determinada apenas pela geometria dos transístores, que se forem iguais, $I_o = I_{ref}$ e o circuito apenas replica o valor de I_{ref} , ou seja, funciona como um espelho de corrente. O nome de espelho de corrente também é usado no caso mais geral de os transístores terem dimensões diferentes.

A figura 2.44 mostra um espelho de corrente com uma fonte de referência. O ganho em corrente, ou a razão de transferência de corrente do espelho é dado pela equação 2.55. É de notar que o circuito da figura 2.44 mostra a forma mais básica de um espelho de corrente. Outras implementações mais avançadas serão mostradas no próximo capítulo. Os espelhos de corrente são os blocos mais básicos que constituem um amplificador integrado.

Efeito de V_o em I_o

Na descrição da fonte de corrente da figura 2.43, assume-se que Q_2 está na região de saturação. Isto é obviamente essencial já que se pretende uma corrente constante. Para garantir que Q_2 está saturado, o circuito onde ele estiver ligado deve estabelecer uma tensão de *drain* (V_o na figura) que satisfaça a relação

$$V_o \geq V_{gs} - V_t. \quad (2.56)$$

Por outras palavras, a fonte de corrente só funcionará correctamente para tensões de saída V_o que não desçam V_t volts abaixo de V_{gs} .

Apesar de ter sido desprezada, a modulação do comprimento do canal pode ter um efeito significativo na operação da fonte de corrente. Considere-se por simplicidade o caso de Q_1 e Q_2 serem dispositivos idênticos. A corrente de *drain* de Q_2 , I_o será igual à corrente de Q_1 , I_{ref} , somente no caso em que V_o é igual à tensão V_{ds} do primeiro transístor, ou seja, $V_o = V_{gs}$. Se V_o aumentar, I_o também aumenta devido à resistência de saída r_o de Q_2 . Isto está ilustrado na figura 2.45, que mostra o valor de I_o em função de V_o . Uma vez que Q_2 está a funcionar com um V_{gs} constante, a curva da figura 2.45 é simplesmente uma das curvas características $I_d \times V_{ds}$ do transístor, para este v_{gs} em particular.

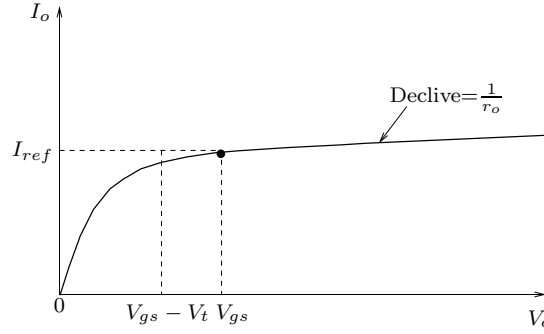


Figura 2.45: Característica de saída da fonte de corrente da figura 2.43, para o caso de Q_2 ser igual a Q_1 .

Como conclusão, pode dizer-se que a fonte de corrente da figura 2.43 e o espelho da figura 2.44 têm uma resistência de saída R_o finita, que é dada por:

$$R_o = \frac{\Delta V_o}{\Delta I_o} = r_{o2} = \frac{V_{A2}}{I_o}, \quad (2.57)$$

em que V_{A2} é a tensão de antecipação de Q_2 . Convém lembrar que V_A é proporcional ao comprimento do canal do transistor, portanto, para se obterem valores de resistências de saída altos, as fontes de corrente são normalmente projectadas com transístores com canais compridos.

Exemplo: Para $V_{dd} = 5\text{ V}$ e $I_{ref} = 100\text{ }\mu\text{A}$, pretende-se projectar uma fonte de corrente como a da figura 2.43 para obter uma corrente de saída de $100\text{ }\mu\text{A}$. Os transístores têm $10\text{ }\mu\text{m}$ de comprimento e $100\text{ }\mu\text{m}$ de largura, $V_t = 1\text{ V}$ e $k'_n = 20\text{ }\mu\text{A/V}^2$. Qual é o menor valor possível para V_o ? Se a tensão de antecipação for de 100 V , qual é a resistência de saída da fonte de corrente? Qual é a variação provocada na corrente de saída por um aumento de 1 V em V_o ?

$$I_{d1} = I_{ref} = \frac{1}{2} \times 20\mu \times \frac{100\mu}{10\mu} (V_{gs} - 1)^2 = 100\mu \Leftrightarrow$$

$$V_{gs} = 2\text{ V}$$

$$R = \frac{5 - 2}{100\mu} = 30\text{ k}\Omega$$

$$V_{o_{min}} = V_{gs} - V_t = 1\text{ V}$$

$$r_o = \frac{V_A}{I_d} = \frac{100}{100\mu} = 1\text{ M}\Omega$$

A corrente de saída será de $100\text{ }\mu\text{A}$ para $V_o = V_{gs} = 2\text{ V}$. Se V_o aumentar 1 V , o valor de I_o será de:

$$\Delta I_o = \frac{\Delta V_o}{r_o} = \frac{1}{1\text{ M}} = 1\text{ }\mu\text{A}$$

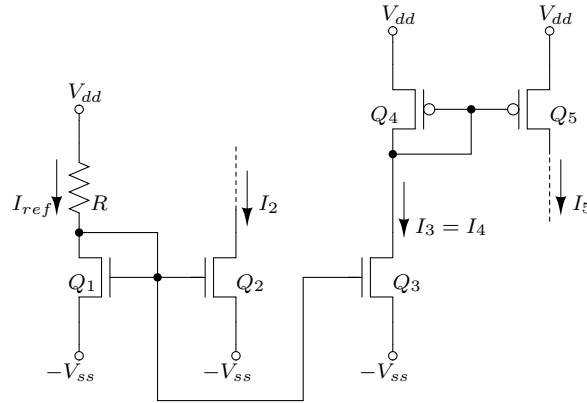


Figura 2.46: Circuito replicador de corrente.

Circuitos de replicação de corrente

Como foi mencionado anteriormente, uma fonte de corrente pode ser replicada para fornecer a corrente contínua de polarização necessária aos vários estágios de um amplificador. Obviamente que esta replicação é feita à base de espelhos de corrente. A figura 2.46 mostra um circuito replicador simples. O transistor Q_1 e a resistência R determinam a corrente de referência I_{ref} . Os transístores Q_2 e Q_3 funcionam como espelhos de corrente, fazendo com que:

$$I_2 = I_{ref} \frac{(W_2/L_2)}{(W_1/L_1)}$$

$$I_3 = I_{ref} \frac{(W_3/L_3)}{(W_1/L_1)}$$

As tensões dos *drains* de Q_2 e Q_3 estão limitadas por:

$$V_{d2} > -V_{ss} + V_{gs1} - V_{tn} \quad \text{e} \quad V_{d3} > -V_{ss} + V_{gs1} - V_{tn}.$$

onde V_{tn} é a tensão de *threshold* dos dispositivos de canal n . Estes valores limite normalmente significam que as tensões V_{d2} e V_{d3} devem estar cerca de um ou dois volts acima de $-V_{ss}$. A corrente I_3 alimenta a entrada de outro espelho de corrente formado pelos dispositivos de canal p Q_4 e Q_5 . Este espelho fornece:

$$I_5 = I_4 \frac{(W_5/L_5)}{(W_4/L_4)}.$$

onde $I_4 = I_3$. Para manter Q_5 na saturação, a sua tensão de *drain* está limitada por:

$$V_{d5} < V_{dd} - V_{sg5} + V_{tp},$$

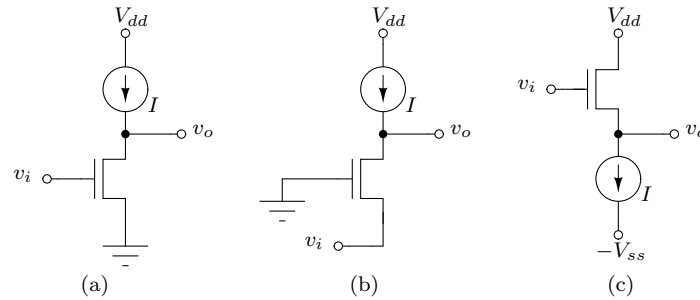


Figura 2.47: Essência das três configurações amplificadoras básicas: (a) *source-comum*. (b) *gate-comum*. (c) *drain-comum*.

em que V_{tp} é a tensão de *threshold* dos dispositivos de canal p .

Finalmente, um ponto importante a salientar é que enquanto Q_2 “puxa” a corrente da sua de saída da carga, Q_5 “empurra” a sua corrente para a carga. Portanto Q_5 funciona como fonte fornecedora de corrente, enquanto Q_2 funciona como fonte absorvedora de corrente. Num circuito integrado, tanto as fontes fornecedoras como as absorvedoras de corrente são necessárias, logo há uma necessidade de ter lado a lado transístores NMOS com PMOS, o que faz com que a tecnologia mais conveniente para este tipo de projectos seja a CMOS.

2.7 Configurações amplificadoras básicas

Nesta secção irão ser vistas as configurações básicas usadas no projecto de amplificadores integrados MOS. Os circuitos considerados aqui seguem a filosofia de projecto de circuitos integrados discutida na secção anterior, nomeadamente, a utilização de componentes activos na implementação de praticamente todos os elementos do circuito. Também já foi vista na secção anterior uma aplicação desta filosofia, em que eram usadas fontes de corrente para polarizar o MOSFET. Aqui irá avançar-se mais um passo e empregar fontes de corrente em vez das resistências de carga. Os amplificadores resultantes são chamados de carga activa, em contraste directo com as cargas passivas implementadas com resistências.

A figura 2.47 mostra a essência das três configurações básicas de amplificadores: *source-comum* (figura 2.47(a)), *gate-comum* (figura 2.47(b)) e *drain-comum*, também chamada de seguidor de *source* figura 2.47(c)). As fontes de corrente são implementadas com os circuitos descritos na secção anterior. Obviamente, para as montagens *source-comum* e *gate-comum* é necessária uma versão PMOS da fonte de corrente, enquanto que para a *drain-comum* é usada uma fonte de corrente como a da figura 2.43. Daqui se conclui que na implementação dos circuitos amplificadores básicos da figura 2.47 são necessários tanto os MOSFETs de canal n como

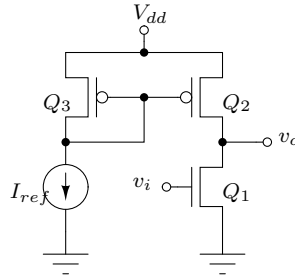


Figura 2.48: Circuito do amplificador *source-comum* CMOS.

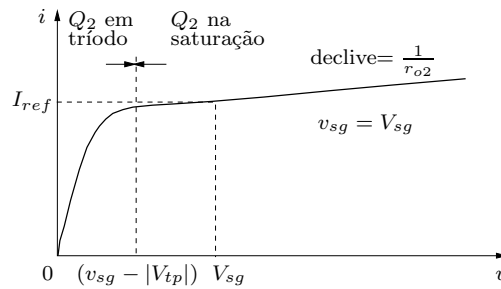


Figura 2.49: Característica $I \times V$ da carga activa Q_2 do circuito da figura 2.48.

os de canal p , ou seja, é necessária a tecnologia CMOS. Actualmente a tecnologia CMOS é a mais popular tanto em projectos de electrónica analógica como digital.

2.7.1 O amplificador *source-comum* CMOS

A figura 2.48 mostra o circuito de um amplificador *source-comum* CMOS. Este circuito, baseado no da figura 2.47(a), com a fonte de corrente que forma a carga implementada com o transistor Q_2 que é o transistor de saída do espelho de corrente formado por Q_2 e Q_3 , alimentado por I_{ref} . Aqui assume-se que os transistores Q_2 e Q_3 são iguais e a característica $I \times V$ do dispositivo de carga é a mostrada na figura 2.49. Esta é simplesmente a característica $i_d \times v_{sd}$ do MOSFET de canal p para uma tensão *source-gate* constante. O valor de V_{sg} é obtido fazendo-se passar a corrente de referência I_{ref} através de Q_3 . Pode observar-se que q_2 comporta-se como uma fonte de corrente quando funciona na região de saturação, que é obtida quando $v = v_{sd}$ é maior do que $(V_{sg} - |V_{tp}|)$. Quando Q_2 está na saturação apresenta uma resistência r_{o2} que é dada por:

$$r_{o2} = \frac{|V_{A2}|}{I_{ref}}, \quad (2.58)$$

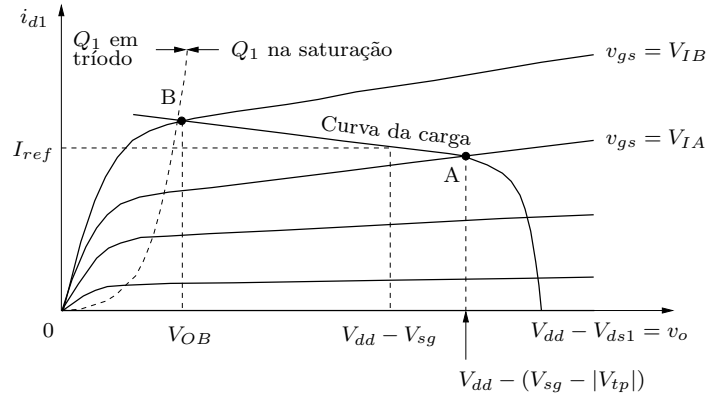


Figura 2.50: Construção gráfica usada para determinar a característica de transferência do circuito da figura 2.48.

em que $V_{A2} = 1/\lambda_2$ é a tensão de antecipação do transistor Q_2 . Por outras palavras, a fonte de corrente não é ideal, mas apresenta uma resistência de saída finita e igual a r_{o2} .

Antes de se proceder à obtenção do ganho da montagem para pequenos sinais, é interessante examinar a característica de transferência $v_o \times v_i$. Esta característica pode ser determinada usando-se a construção gráfica da figura 2.50. Na figura estão representadas as curvas $I_d \times V_{ds}$ do transistor Q_1 , às quais se sobrepõe a característica da carga (curva da figura 2.49 invertida e deslocada de V_{dd} volts ao longo do eixo horizontal). Fazendo $V_{gs1} = v_i$, cada uma das curvas $I_d \times V_{ds}$ corresponde a uma tensão V_i em particular. A interseção de cada curva em particular com a curva da carga dá o valor correspondente de V_{ds1} , que é igual a v_o . Portanto, deste modo, pode obter-se a característica $v_o \times v_i$, ponto por ponto. O resultado está na figura 2.51. Como está indicado, existem quatro segmentos distintos, denotados de I, II, III e IV, obtidos para cada uma das quatro combinações possíveis de modos de operação de Q_1 e Q_2 . Também foram marcados dois pontos importantes da característica, A' e B' que correspondem aos pontos A e B da figura 2.50. Para uma operação como amplificador, apenas o segmento III interessa. No segmento III, a curva de transferência é aproximadamente linear muito inclinada, o que significa que existe um ganho em tensão elevado. No segmento III ambos os transistores operam na saturação. O modelo para pequenos sinais pode ser determinado substituindo-se o transistor Q_1 pelo seu modelo equivalente para pequenos sinais e substituindo Q_2 apenas pela sua resistência de saída, r_{o2} . No modelo não é incluída a fonte de corrente controlada de Q_2 pois trata-se de uma fonte de corrente contínua funcionando como circuito aberto para tensões e correntes alternadas. A resistência de saída de Q_2 representa a resistência de carga de Q_1 . Este modelo equivalente está na figura 2.52 e é válido para qualquer polarização

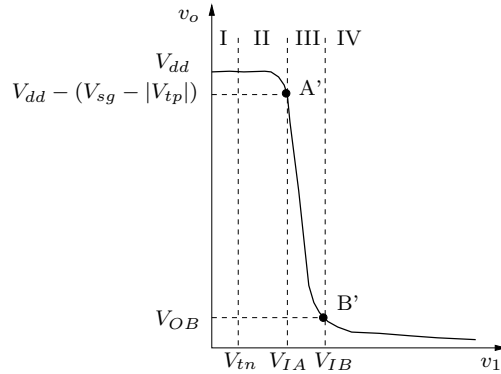


Figura 2.51: Característica de transferência $v_o \times v_i$ do circuito da figura 2.48. I - Q_1 ao corte. II - Q_1 na saturação e Q_2 em triodo. III - Q_1 e Q_2 na saturação. IV - Q_1 em triodo e Q_2 na saturação.

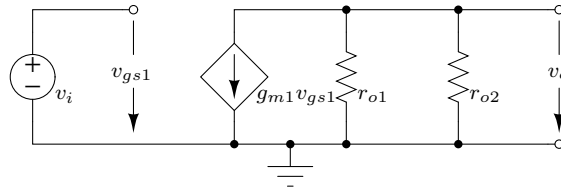


Figura 2.52: Modelo equivalente para pequenos sinais do amplificador *source-comum* CMOS.

em corrente contínua ao longo do segmento III da figura 2.50, onde a corrente de polarização de Q_1 é aproximadamente I_{ref} . A partir do circuito equivalente da figura 2.52 obtém-se o seguinte ganho em tensão:

$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = -g_{m1}(r_{o1} || r_{o2}). \quad (2.59)$$

A resistência de carga vista pelo *drain* de Q_1 é dada pelo paralelo de r_{o1} com r_{o2} . Como os seus valores normalmente são altos, a carga vista por Q_1 é alta o que lhe permite ter um ganho em tensão elevado, mesmo sabendo que g_{m1} não é muito elevado. De facto, a alta resistência de carga efectiva torna as montagens com carga activa bastante atractivas: permitem um alto ganho sem a necessidade de resistências altas no *drain*, que necessitariam de uma área significativa de silício num chip.

A expressão do ganho da equação 2.59 pode ser escrita em termos dos parâmetros físicos dos MOSFETs e da corrente de polarização I_{ref} :

$$g_{m1} = \sqrt{2k'_n \left(\frac{W_1}{L_1} \right) I_{ref}}$$

$$\begin{aligned}
r_{o1} &= \frac{|V_{A1}|}{I_{ref}} = \frac{1}{\lambda_1 I_{ref}} \\
r_{o2} &= \frac{|V_{A2}|}{I_{ref}} = \frac{1}{\lambda_2 I_{ref}} \\
r_{o1} || r_{o2} &= \frac{1}{(\lambda_1 + \lambda_2) I_{ref}} \\
A_v &= -g_m(r_{o1} || r_{o2}) = \frac{\sqrt{2k'_n \left(\frac{W_1}{L_1}\right) I_{ref}}}{(\lambda_1 + \lambda_2) I_{ref}} \\
A_v &= \frac{\sqrt{2k'_n \left(\frac{W_1}{L_1}\right)}}{(\lambda_1 + \lambda_2) \sqrt{I_{ref}}} \quad (2.60)
\end{aligned}$$

O amplificador *source*-comum CMOS pode ser projectado para fornecer ganhos que normalmente variam de 20 a 100. Apresenta uma muito alta impedância de entrada, no entanto a sua impedância de saída também é alta. Além disso, o amplificador *source*-comum apresenta mais duas propriedades interessantes:

1. O circuito não é afectado pelo efeito de corpo, uma vez que o terminal da *source* de Q_1 está ligado ao potencial mais negativo do circuito e os terminais de *source* de Q_2 e Q_3 estão ligados ao potencial mais positivo do circuito. Por outras palavras, a tensão V_{sb} é sempre nula.
2. O circuito normalmente faz parte de um amplificador com vários andares. Nesse caso, normalmente é utilizada realimentação negativa para garantir que o circuito opera de facto na região III da sua característica.

Exemplo: Considere o amplificador da figura 2.48. $V_{dd} = 10 \text{ V}$, $V_{tn} = -V_{tp} = 1 \text{ V}$, $k'_n = 20 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $k'_p = 10 \mu\text{A}/\text{V}^2$, $W = 100 \mu\text{m}$, $L = 10 \mu\text{m}$, $\lambda = 10 \text{ mV}^{-1}$ para todos os transístores e $I_{ref} = 100 \mu\text{A}$. Calcule o ganho da montagem para pequenos sinais.

$$\begin{aligned}
g_{m1} &= \sqrt{2k'_n \frac{W_1}{L_1} (I_{ref} = 100 \mu\text{A})} \\
&= \sqrt{2 \times 20 \mu \times \frac{100 \mu}{10 \mu} \times 100 \mu} = \\
&= 200 \mu\text{A}/\text{V}.
\end{aligned}$$

$$r_{o1} = r_{o2} = \frac{V_A}{I_{ref}} =$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{\lambda I_{ref}} = \\ &= \frac{1}{10m \times 100\mu} = 1 \text{ } M\Omega. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_v &= -g_{m1}(r_{o1} || r_{o2}) = \\ &= -0.2m \times 500k = 100. \end{aligned}$$

2.8 Inversor digital CMOS

FALTA

2.9 O MOSFET como interruptor analógico

FALTA

2.10 Capacitâncias internas e modelo para altas frequências

FALTA

2.11 O JFET

FALTA

2.12 Dispositivos em GaAs: O MESFET

FALTA

Capítulo 3

Amplificador diferencial

FALTA

3.1 O par diferencial com transístores bipolares (BJTs)

FALTA

3.2 Modelo para pequenos sinais do amplificador diferencial com BJTs

FALTA

3.3 Características não ideais do amplificador diferencial

FALTA

3.4 Polarização dos circuitos integrados com BJTs

FALTA

3.5 O amplificador diferencial com carga activa

FALTA

3.6 Amplificadores diferenciais MOS

FALTA

3.7 Amplificadores BiCMOS

FALTA

3.8 Amplificadores em GaAs

FALTA

3.9 Amplificadores multiestágio

FALTA

Capítulo 4

Estágios de saída e amplificadores de potência

FALTA

4.1 Classificao dos estágios de saída

FALTA

4.2 Estágio de saída classe A

FALTA

4.3 Estágio de saída classe B

FALTA

4.4 Estágio de saída classe AB

FALTA

4.5 Polarizao do circuito de classe AB

FALTA

4.6 Transistores bipolares de potência

FALTA

4.7 Variantes da configuração AB

FALTA

4.8 Amplificadores de potência integrados

FALTA

4.9 MOSFETs de potência

FALTA

Capítulo 5

Amplificador operacional

FALTA

5.1 Princípios bsicos e características do AM-POP

FALTA

5.2 Circuitos lineares com AMPOPs

FALTA

5.2.1 Amplificador de tensão no inversor

FALTA

5.2.2 Amplificador de tensão inversor

FALTA

5.2.3 Circuitos inversores/não inversores

FALTA

5.2.4 Amplificador somador

FALTA

5.2.5 Circuitos para aumentar a potência de saída

FALTA

5.2.6 Fontes de corrente

FALTA

5.2.7 Amplificador diferença e de instrumentação

FALTA

5.2.8 Integrador e diferenciador

FALTA

5.2.9 Filtros activos de primeira ordem

FALTA

5.3 Circuitos não lineares com AMPOPs

FALTA

5.3.1 Rectificadores activos

FALTA

5.3.2 Comparadores

FALTA

5.3.3 Comparador de janela

FALTA

5.3.4 O schmitt trigger

FALTA

5.3.5 Convergência de formas de onda

FALTA

Capítulo 6

Osciladores

FALTA

6.1 O critério de Barkhausen

FALTA

6.2 O oscilador RC por deslocamento de fase

FALTA

6.3 O oscilador em ponte de Wien

FALTA

6.4 O Oscilador colpitts

FALTA

6.5 O oscilador Hartley

FALTA

6.6 Osciladores de relaxação

FALTA

Bibliografia

- [1] Adel S. Sedra and Kenneth C. Smith, *Microelectronic Circuits, 4th edition*, Oxford University Press, 1998.
- [2] Albert P. Malvino, *Electrónica, Volume II*, McGraw-Hill, 1986.
- [3] Theodore F. Bogart Jr., *Linear Electronics*, Macmillan Publishing Company - New York, 1994.