

SEL-EESC-USP.

# JFET Introdução

P. R. Veronese  
2014

## SEL – EESC - USP

### 1. Dispositivos de Efeito de Campo

#### 1.1 – Introdução

O princípio do efeito de campo não é uma ideia nova. Por volta de 1925 cientistas como Lilienfeld e Heil já haviam desenvolvido teorias e já tinham idealizado dispositivos que utilizavam esse efeito. As válvulas eletrônicas, muito usadas na primeira metade do século vinte, também fazem uso desse efeito. Nos dispositivos valvulados, correntes elétricas geradas entre dois eletrodos metálicos, imersos no vácuo, são controladas por um campo elétrico oriundo de um potencial aplicado em um terceiro terminal, conhecido como grade de controle. Em semicondutores, esse princípio foi usado nos dispositivos chamados Transistores de Efeito de Campo ( $FET \equiv Field Effect Transistor$ ), nos quais o terminal de controle, denominado **porta** (*gate*), controla o fluxo de corrente em um canal semicondutor através da aplicação de um campo elétrico transversal ao sentido de condução. Conforme o tipo de construção física da porta, esses dispositivos podem ser: de **Junção** ( $JFET \equiv Junction Field Effect Transistor$ ) ou de **Porta Isolada** ( $IGFET \equiv Insulated-Gate Field Effect Transistor$ ). O  $FET$  demorou mais para ser lançado comercialmente do que o  $BJT$  porque, naquela época, o semicondutor usado era o germânio, não apropriado para a construção de dispositivos de efeito de campo. O primeiro  $JFET$  só foi desenvolvido em torno de 1952 por Shockley e outros, quando a tecnologia do uso de silício começou a ser aplicada. O primeiro  $IGFET$  só foi desenvolvido em torno de 1960, por Kahng e Atalla, quando a tecnologia de oxidação do silício começou a ser dominada.

#### 1.2 – Transistor de Efeito de Campo de Junção

##### 1.2.1 – Generalidades e Princípio de Funcionamento

###### 1.2.1.a – Estrutura Interna:

Transistores de Efeito de Campo de Junção são dispositivos eletrônicos ativos constituídos por um canal semicondutor, no qual a corrente é controlada por um campo elétrico aplicado transversalmente. Podem ser de silício, que é do grupo **IV**, ou de alguma liga entre materiais dos grupos **III** e **V**, como o  $GaAs$  por exemplo. Podem, também, ser do tipo **n** ou **p**, cuja condutividade é controlada através de um campo elétrico, originário de um potencial externamente aplicado em uma junção reversamente polarizada. Como o canal conduz apenas um tipo de portador (elétrons ou lacunas) o dispositivo é chamado de **unipolar**. Pelo fato de ser executado por um campo elétrico existente em uma junção reversa, o controle de condutividade desse dispositivo não consome corrente estática e não armazena minoritários em região alguma, não criando, portanto, capacitâncias de difusão. Por isso, quando comparados ao  $BJT$ , possuem atributos genéricos marcantes, como: alta impedância de entrada, menor consumo de energia, tempos de chaveamento menores, resposta em frequências mais estendida e baixo ruído interno.

A Figura 1.1a mostra o corte esquemático de um  $JFET$  canal **n** e a Figura 1.2a mostra o corte esquemático de um  $JFET$  canal **p**, ambos de silício.

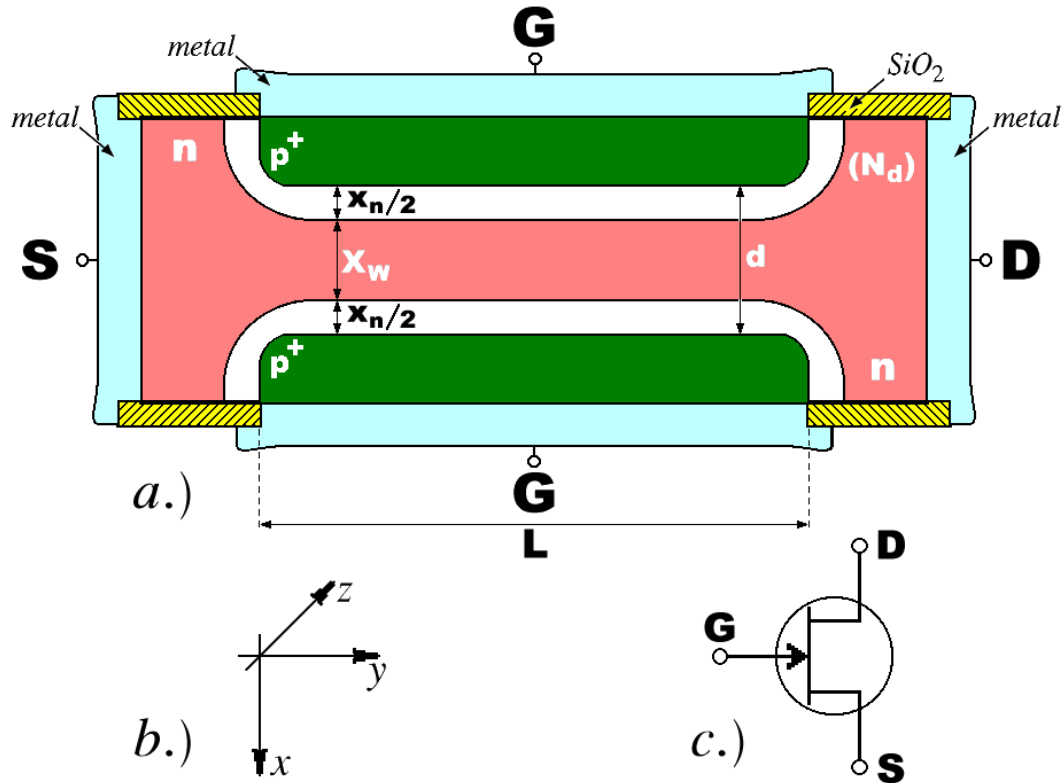


Figura 1.1 – JFET Canal *n*. a.) Corte Esquemático. b.) Eixos de Referência. c.) Símbolo.

A estrutura da Figura 1.1a é constituída por um canal de *Si* do tipo **n** (com excesso de elétrons livres), fraca ou medianamente dopado e terminado por dois eletrodos chamados **dreno** ( $D \equiv drain$ ) e **fonte** ( $S \equiv source$ ). Esse canal está ladeado, em cima e em baixo, por duas difusões **p+**, que formam junções **p+n** em toda a extensão  $L$  do mesmo. Essas difusões são ligadas externamente ao eletrodo de **porta** ( $G \equiv gate$ ), que serve para controlar a condutividade do canal através de uma tensão reversa aplicada nessa junção. Geometricamente o dispositivo apresenta as seguintes características:

- Comprimento de canal na direção  $y \equiv L$  [cm].
- Largura de canal na direção  $z \equiv W$  [cm].
- Profundidade metalúrgica de canal na direção  $x \equiv d$  [cm].
- Profundidade útil de canal na direção  $x \equiv x_w$  [cm].
- Secção útil de condução de canal,  $S = W \times x_w$  [cm<sup>2</sup>].

A estrutura da Figura 1.2a é geometricamente análoga à anterior, mas o canal é de *Si* do tipo **p** (com excesso de lacunas livres), fraca ou medianamente dopado, e as difusões laterais são do tipo **n+**, formando junções **pn+** com o canal. Essas junções também devem ser polarizadas reversamente.

#### 1.2.1.b – Simbologia:

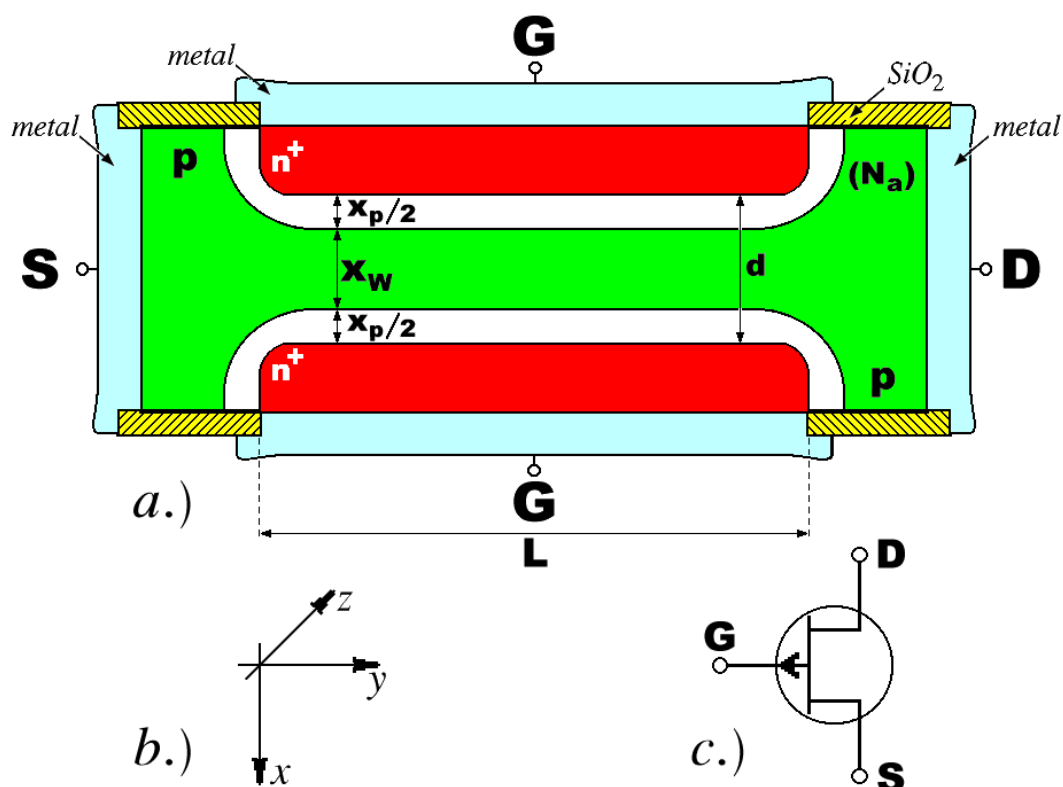


Figura 1.2 - JFET Canal p. a.) Corte Esquemático. b.) Eixos de Referência. c.) Símbolo.

As Figuras 1.1c e 1.2c mostram os símbolos usados para o JFET de canais **n** e **p**, respectivamente. As setas desenhadas nos terminais de porta, que são análogas aos símbolos dos diodos ali presentes, indicam o sentido das correntes diretas de entrada, contrário ao sentido das correntes reversas ( $I_S$ ) das junções.

#### 1.2.1.c – Princípio de Funcionamento:

Um corpo de silício, fraco ou medianamente dopado, apresenta uma resistividade relativamente elevada. A resistência elétrica desse corpo depende inversamente da área seccional de condução e diretamente de seu comprimento. Na estrutura da Figura 1.1a, se a temperatura for mantida constante, a resistividade do canal é constante. As dimensões  $L$  e  $W$  do canal são fixas, mas o mesmo não pode ser dito em relação à dimensão  $x_w$ . Como foi visto na literatura [4], junções **pn** sofrem depleção de cargas livres na fronteira e a depleção aprofunda-se mais no lado menos dopado e sua profundidade é diretamente proporcional à raiz quadrada do módulo da tensão reversa aplicada. Regiões em depleção não possuem cargas livres e, portanto, são, teoricamente falando, isolantes. Conclui-se, assim, que para a estrutura da Figura 1.1a, a condutância do canal pode ser controlada pela tensão reversa aplicada à porta do dispositivo ( $V_{GS}$ ). Quanto maior for o módulo de  $V_{GS}$ , maior será a profundidade total de depleção  $x_n$ , menor será a altura útil de condução  $x_w$  e, assim, menor será a condutância do canal. Em suma, o JFET funciona como um resistor não linear controlado por tensão e, pelo fato de ter sua condutância sempre diminuída em relação a um valor inicial  $G_o$ , é um componente quase passivo.

Se a tensão reversa de porta atingir ou ultrapassar, em módulo, o valor de uma certa tensão  $V_{To}$ , que causa a depleção completa do canal, o *JFET* estará cortado e, por isso, a tensão  $V_{To}$  é chamada de tensão de limiar de condução do dispositivo.

O dispositivo é de efeito de campo porque o fenômeno de depleção de junções acontece pela ação do campo elétrico, gerado pela tensão reversa aplicada, sobre as cargas livres da fronteira.

As grandezas elétricas estáticas que regem o *JFET* são:

- $I_D \equiv$  corrente de dreno. Convencionalmente penetra pelo dreno no *JFET* canal **n** (considerada, portanto, positiva) e sai pelo dreno no *JFET* canal **p** (considerada, portanto, negativa).
- $V_{DS} \equiv$  tensão entre dreno e fonte. Funcionalmente deve ser positiva para o *JFET* canal **n** e negativa para o *JFET* canal **p**.
- $V_{GS} \equiv$  tensão entre porta e fonte. Funcionalmente deve ser negativa para o *JFET* canal **n** ( $V_{To(n)} \leq V_{GS} \leq 0$ ) e positiva para o *JFET* canal **p** ( $0 \leq V_{GS} \leq V_{To(p)}$ ).
- $V_{To} \equiv$  tensão de limiar de condução de canal. Para o *JFET* canal **n**  $\Rightarrow V_{To} < 0$  e para o *JFET* canal **p**  $\Rightarrow V_{To} > 0$ .
- $I_G \equiv$  corrente de porta. Como a porta deve estar polarizada reversamente, a corrente desse terminal é igual à corrente de saturação reversa ( $I_S$ ) da junção e, portanto, desprezível na temperatura ambiente.

### 1.2.2 – Modelagem Idealizada

O equacionamento corriqueiro do *JFET* é feito pela modelagem analítica do dispositivo, na qual são usados os conceitos de física de semicondutores e os cálculos estatísticos de Boltzmann e Fermi [1]. Para que esse modelo seja totalmente válido, a junção de porta deve ser abrupta e o canal deve ser neutro em equilíbrio térmico, isto é, a densidade de dopagem nessa região deve ser homogênea.

Segue-se a dedução do equacionamento do *JFET* canal **n**.

#### 1.2.2.a – Região Ôhmica ( $V_{To} < V_{GS} < 0$ e $-0,5 \text{ V} \leq V_{DS} \leq 0,5 \text{ V}$ ):

O cálculo das relações entre as grandezas elétricas,  $I_D \times V_{DS} \times V_{GS}$ , do *JFET* é feito analisando-se o comportamento das estruturas esquematizadas das Figuras 1.1a e 1.2a em função das tensões aplicadas externamente. Tomando-se um *JFET* canal **n** e aplicando-se adequadamente as tensões de polarização  $V_{DS}$  e  $V_{GS}$ , como mostra a Figura 1.3a, pode-se calcular a corrente  $I_D$  em função dessas grandezas, usando-se as leis básicas de circuitos. Se  $V_{DS}$  permanecer pequena, isto é, se  $-0,5 \text{ V} \leq V_{DS} \leq 0,5 \text{ V}$ , as regiões de depleção que se aprofundam no canal tornam-se dependentes apenas de  $V_{GS}$  e são aproximadamente constantes em toda a sua extensão. Chamando-se de  $x_n$  a profundidade total de depleção no canal, pela teoria de junções abruptas [4], pode-se calcular:

$$x_n = \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_d}} \times (\phi_o - V_{GS}) \quad [\text{cm}] \quad (1.1)$$

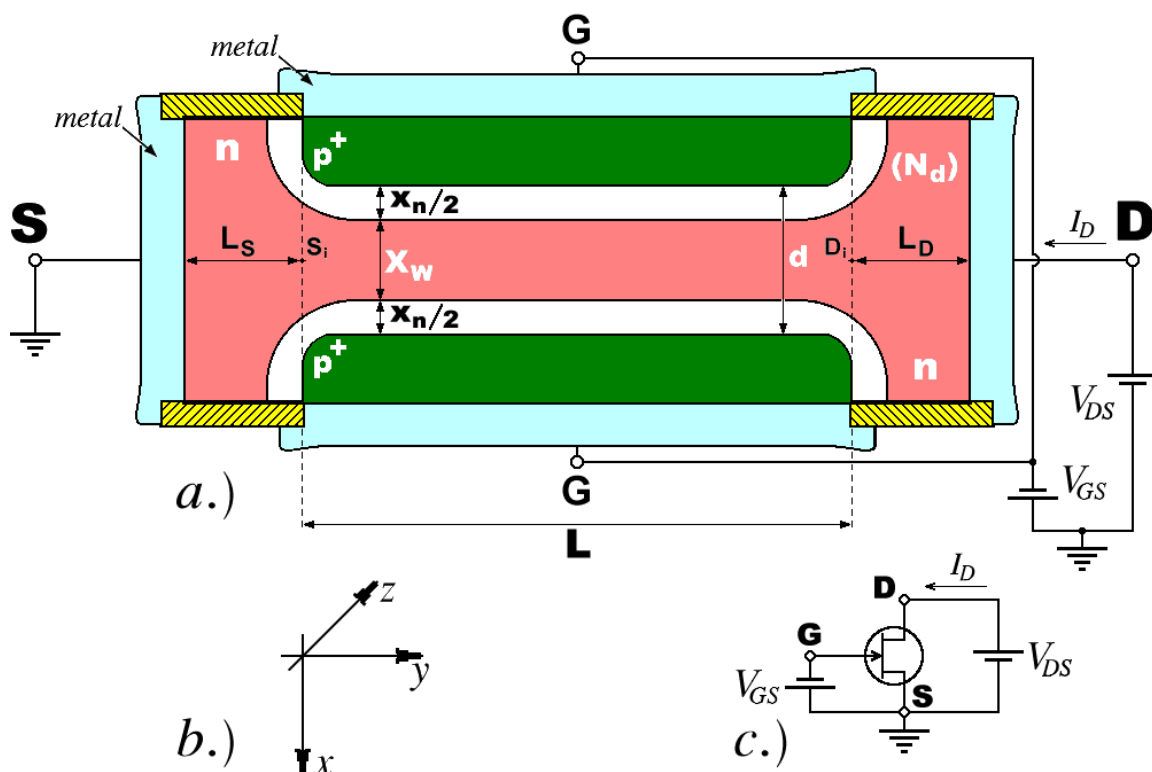


Figura 1.3 - JFET Canal  $n$  Polarizado com  $V_{T0} < V_{GS} \leq 0$  e  $-0,5 \text{ V} \leq V_{DS} \leq 0,5 \text{ V}$ . a.) Corte Esquemático. b.) Eixos de Referência. c.) Circuito de Polarização.

Na Equação 1.1, as grandezas são definidas como:

$\epsilon_{si} = 1,05364861 \times 10^{-12} \text{ [F/cm]}$   $\equiv$  constante dielétrica do silício.

$q = 1,60219 \times 10^{-19} \text{ [C]}$   $\equiv$  carga do elétron.

$N_d \text{ [cm}^{-3}\text{]}$   $\equiv$  concentração de dopantes no canal; doadores, no caso.

$\phi_o \text{ [V]}$   $\equiv$  potencial interno da junção calculado pela equação:

$$\phi_o = V_t \ln \left( \frac{N_a N_d}{n_i^2} \right) \text{ [V]} \quad (1.2)$$

Na Equação 1.2, as grandezas são definidas como:

$V_t = kT/q \text{ [V]}$   $\equiv$  potencial térmico da junção. Então:  $V_t = (\theta + 273.15) * 86.1734230121 \text{E-6}$ .

$N_a \text{ [cm}^{-3}\text{]}$   $\equiv$  concentração de dopantes nas regiões de difusão de porta; aceitadores, no caso.

$n_i = 1,45 \times 10^{10} \text{ [cm}^{-3}\text{]}$   $\equiv$  concentração intrínseca do silício @  $27^\circ \text{C}$ .

A resistividade do semiconductor de canal vale:

$$\rho = \frac{1}{q\mu_n N_d} \quad [\Omega\text{cm}]$$

A resistência elétrica do canal, como a de qualquer resistor, vale:

$$R = \rho \times \frac{L}{S} = \rho \times \frac{L}{W \times x_w} \quad [\Omega]$$

Onde:

$\mu_n$  [cm<sup>2</sup>/V.s]  $\equiv$  mobilidade do elétron no canal.

$L$  [cm]  $\equiv$  comprimento do canal.

$W$  [cm]  $\equiv$  largura do canal.

$x_w = d - x_n$  [cm]  $\equiv$  profundidade útil do canal.

Tem-se, portanto, que a resistência total do canal, constante no sentido da corrente  $I_D$ , vale:

$$R_{DS} = \frac{L}{q\mu_n N_d W (d - x_n)} \quad [\Omega]$$

Usando-se a Equação 1.1, conclui-se, ainda, que, com  $V_{GS} \leq 0$ , pode-se escrever que:

$$R_{DS} = \frac{L}{q\mu_n N_d W \left( d - \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_d} \times (\phi_o - V_{GS})} \right)} \quad [\Omega] \quad (1.3)$$

A Equação 1.3 define a característica de resistência controlada por tensão, e, consequentemente, por campo elétrico, do dispositivo.

A corrente de dreno vale  $I_D = V_{DS}/R_{DS}$  e, portanto:

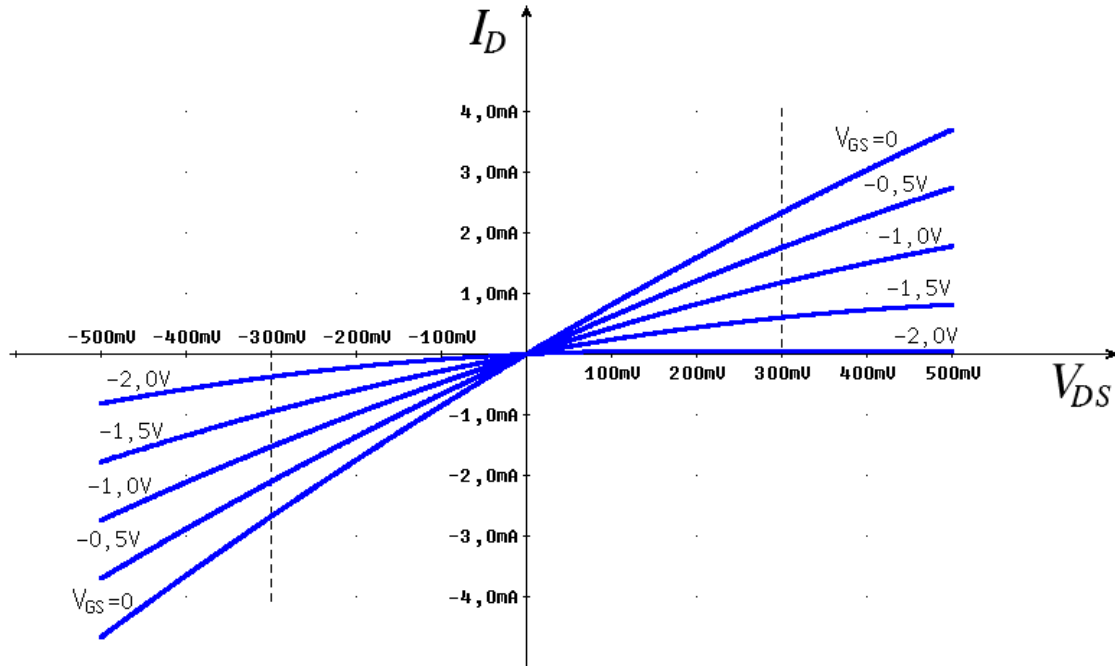
$$I_D = \frac{W}{L} \times \mu_n q N_d d \times \left[ 1 - \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{d^2 q N_d} \times (\phi_o - V_{GS})} \right] \times V_{DS} \quad [\text{A}] \quad (1.4)$$

Percebe-se pela Equação 1.4 que, se  $V_{DS}$  for suficientemente pequena para não influenciar na depleção do canal, a relação entre tensão e corrente no decorrer do canal é linear e, portanto, o dispositivo comporta-se como um resistor ôhmico cujo valor é controlado pela tensão  $V_{GS}$ .

Próximo da condição de repouso, isto é, com  $V_{GS} \rightarrow \phi_o \Rightarrow x_n \rightarrow 0$  e  $x_w \rightarrow d$ , a profundidade de depleção torna-se desprezível e, nesse caso, vale:

$$I_D \rightarrow \mu_n q N_d d \times \frac{W}{L} \times V_{DS}$$

Pode-se, então, definir a grandeza:



**Figura 1.4 – Curvas de  $I_D \times V_{DS} \times V_{GS}$  de um JFET Canal  $n$ , na Região Ôhmica, Segundo a Equação 1.4.**

$$G_o = \frac{W}{L} \mu_n q N_d d \quad [\Omega^{-1}] \quad (1.5)$$

Essa grandeza é a condutância metalúrgica inicial do canal. A grandeza  $R_{DS(on)} = \partial V_{DS} / \partial I_D$ , com  $V_{GS} = 0$ , é conhecida como a resistência de ligamento do canal e vale, portanto:

$$R_{DS(on)} = \frac{L}{W q \mu_n N_d d \times \left( 1 - \sqrt{\frac{2 \epsilon_{si} \phi_o}{q N_d d^2}} \right)} \quad [\Omega] \quad (1.6)$$

A Figura 1.4 mostra as curvas de um JFET canal  $n$  funcionando na região ôhmica. Percebe-se que na faixa  $-300 \text{ mV} \leq V_{DS} \leq 300 \text{ mV}$  a linearidade é bastante aceitável.

#### 1.2.2.b – Região Linear ou Tríodo ( $V_{To} < V_{GS} < 0$ e $0 \leq V_{DS} \leq V_{Dsat}$ ):

Se a tensão  $V_{DS}$  não for suficientemente pequena, a tensão reversa aplicada à junção de porta torna-se fortemente variável no decorrer do canal. Se o terminal de fonte do JFET estiver aterrado, a tensão reversa nessa região vale apenas  $|V_{GS}|$ . Já, no lado do dreno, a tensão reversa vale  $V_{DS} + |V_{GS}| \gg |V_{GS}|$ , devido à polarização de dreno. Nesse caso, a região em depleção não permanece constante e a área seccional do canal torna-se, em consequência, gradualmente variável no seu decorrer e esse gradualismo é função das duas tensões,  $V_{GS}$  e  $V_{DS}$ , aplicadas externamente.



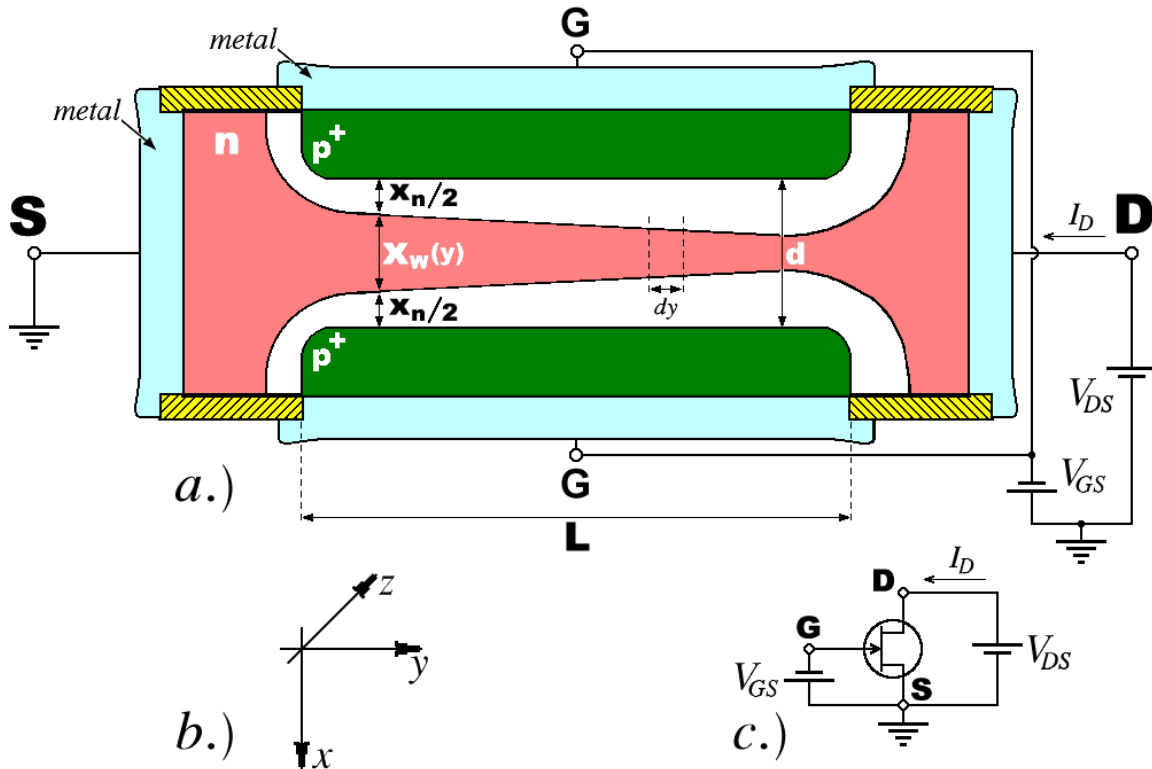


Figura 1.5 - JFET Canal  $n$  Polarizado com  $V_{To} < V_{GS} \leq 0$  e  $0 V \leq V_{DS} \leq V_{Dsat}$ . a.) Corte Esquemático. b.) Eixos de Referência. c.) Circuito de Polarização.

### - Aproximação de Canal Gradual

Pelo exposto, o canal do JFET passa a adquirir uma conformidade geométrica caracterizada por um comprimento total  $L$  constante, uma largura total  $W$  constante e uma profundidade gradual e suavemente variável na direção  $y$ , igual à  $x_w(y)$ , como ilustra o corte esquemático da Figura 1.5. O cálculo da corrente de dreno, em função das tensões aplicadas, deve, portanto, levar em conta essa variação. A profundidade total de depleção em cada seção infinitesimal do canal pode ser calculada, em função da tensão reversa aplicada, pela equação oriunda da teoria de junções abruptas [4]:

$$x_n(y) = \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_d} \times [\phi_o - V_{GS} + V(y)]} \quad [\text{cm}] \quad (1.7)$$

A grandeza  $V(y)$  é a tensão aplicada no decorrer do canal e vale:

$$V(y) = 0 \quad p/ \quad y = 0$$

e

$$V(y) = V_{DS} \quad p/ \quad y = L$$

A profundidade útil no decorrer do canal passa a valer, portanto:

$$x_w(y) = d - x_n(y) = d - \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_d} \times [\phi_o - V_{GS} + V(y)]} \quad [\text{cm}] \quad (1.8)$$

A corrente em qualquer ponto do canal é constante e seu valor é dado pela lei de Ohm, ou seja:

$$I_D = \frac{\partial V(y)}{\partial R_{DS}(y)}$$

A resistência incremental do canal, segundo as Equações 1.3 e 1.8, pode ser calculada por:

$$\partial R_{DS}(y) = \frac{\partial y}{q\mu_n N_d W \times \left( d - \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_d} \times [\phi_o - V_{GS} + V(y)]} \right)} \quad [\Omega] \quad (1.9)$$

Conclui-se, portanto, que o potencial incremental em qualquer ponto do canal vale:

$$\partial V(y) = \left\{ \frac{\partial y}{q\mu_n N_d W \times \left( d - \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_d} \times [\phi_o - V_{GS} + V(y)]} \right)} \right\} \times I_D$$

Ou, ainda:

$$\frac{I_D}{q\mu_n N_d W} \times \partial y = \left( d - \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_d} \times [\phi_o - V_{GS} + V(y)]} \right) \times \partial V(y)$$

Integrando-se os dois termos da equação anterior, dentro dos limites de integração impostos pelo comprimento do canal, tem-se que:

$$\frac{I_D}{q\mu_n N_d W} \times \int_0^L \partial y = \int_0^{V_{DS}} \left( d - \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_d} \times [\phi_o - V_{GS} + V(y)]} \right) \times \partial V(y)$$

A resolução das integrais dessa equação leva à solução da característica elétrica estática para essa região de funcionamento do JFET, ou seja:

$$I_D = \left\{ V_{DS} - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_d d^2}} \times \left[ \sqrt{(\phi_o - V_{GS} + V_{DS})^3} - \sqrt{(\phi_o - V_{GS})^3} \right] \right\} \times G_o \quad [\text{A}] \quad (1.10)$$

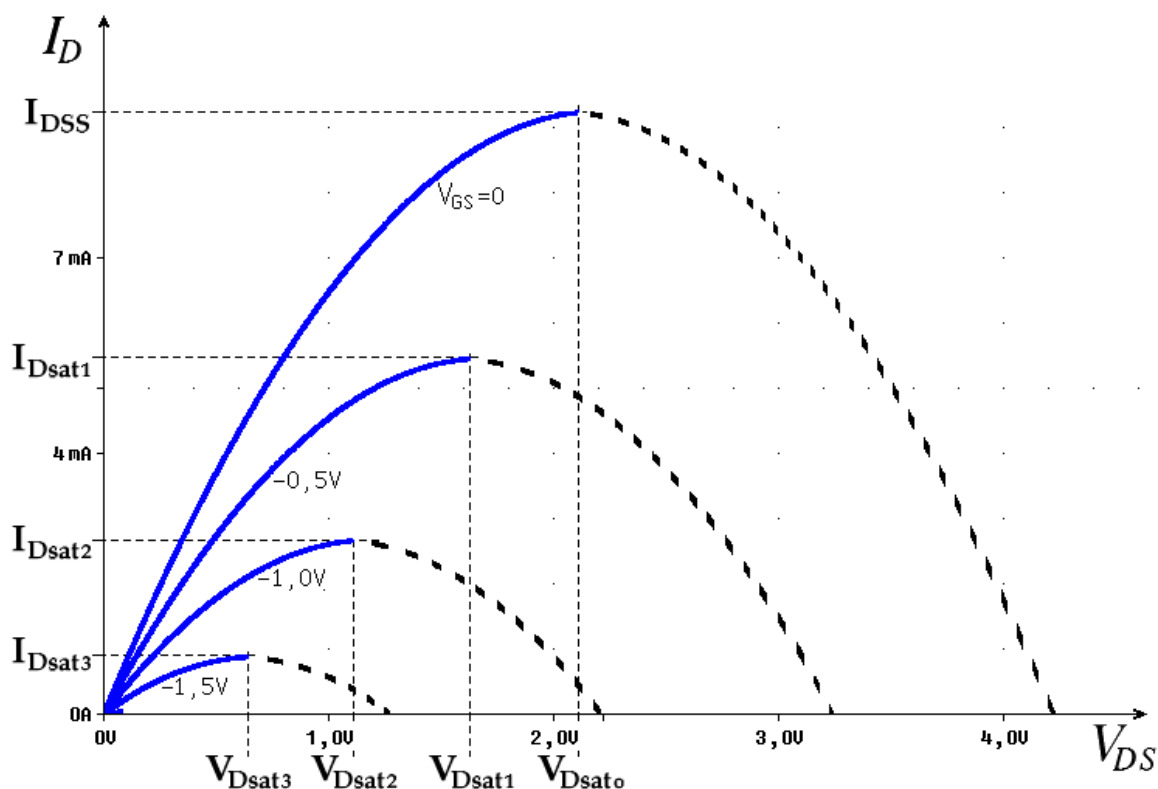


Figura 1.6 - Curvas de  $I_D \times V_{DS} \times V_{GS}$  de um JFET Canal  $n$ , na Região Linear ou Tríodo, Segundo a Equação 1.10.

Na Equação 1.10,  $G_o$  é a condutância inicial do canal calculada pela Equação 1.5. Para ser possível a dedução da Equação 1.10, algumas condições de contorno, nem sempre verdadeiras, foram estabelecidas e atribuídas para a estrutura do JFET. Essas condições, que dão à solução um caráter analítico idealizado, são:

- Junção considerada abrupta em toda a extensão do canal.
- Mobilidade de portadores,  $\mu_n$ , considerada constante em toda a extensão do canal.
- Concentração de dopantes,  $N_d$ , considerada homogênea em toda a extensão do canal.
- Análise bidimensional ( $xy$ ) de campo elétrico, com  $E_x$  prevalecendo sobre  $E_y$  e com dispersão desprezível nas bordas do canal.

O último termo da Equação 1.10 é do tipo  $(a+x)^{\frac{3}{2}} - (a)^{\frac{3}{2}}$ , onde  $a = \phi_o - V_{GS}$  e  $x = V_{DS}$ . Expandindo-se esse termo em série, tem-se:

$$(a+x)^{\frac{3}{2}} - (a)^{\frac{3}{2}} = \frac{3}{2}x\sqrt{a} + \frac{3x^2}{8\sqrt{a}} - \frac{x^3}{16\sqrt{a}^3} + \dots$$

Aplicando-se esse resultado na Equação 1.10, pode-se escrever que:

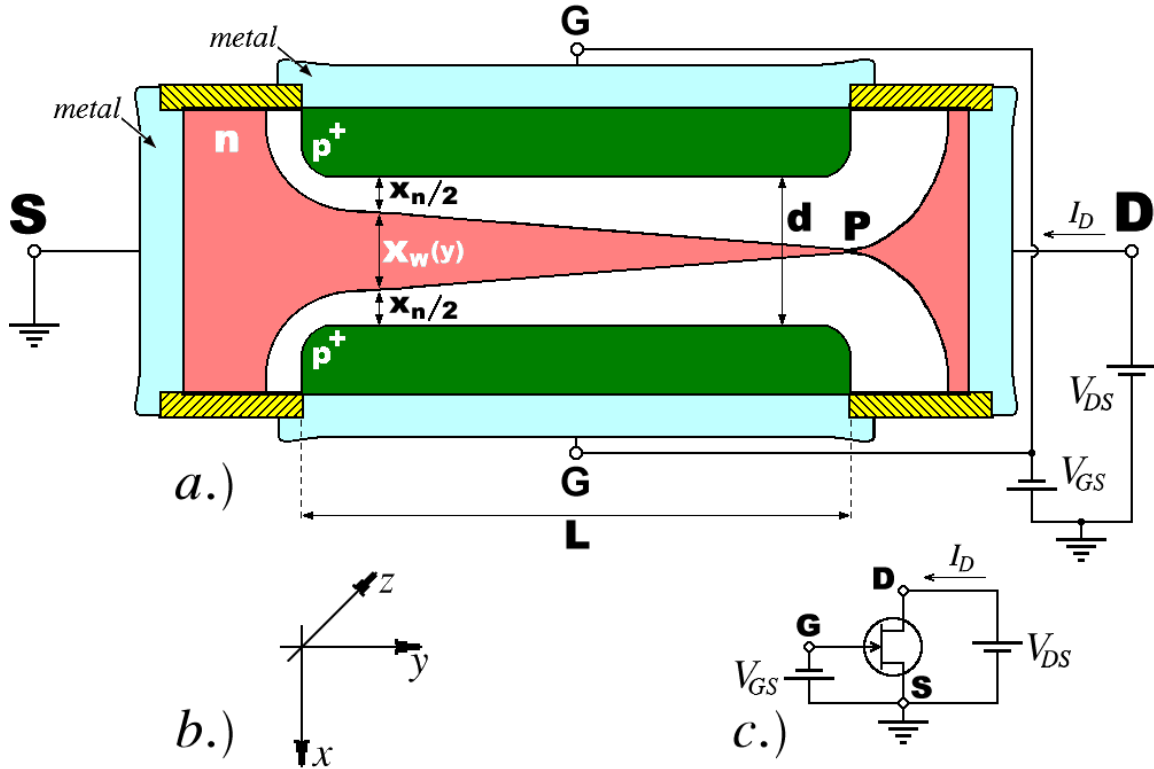


Figura 1.7 - JFET Canal  $n$  Polarizado com  $V_{T0} < V_{GS} \leq 0$  e  $V_{DS} = V_{Dsat}$ . a.) Corte Esquemático. b.) Eixos de Referência. c.) Circuito de Polarização.

$$I_D = \left\{ V_{DS} - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_d d^2}} \times \left[ \frac{3}{2} V_{DS} \sqrt{\phi_o - V_{GS}} + \frac{3V_{DS}^2}{8\sqrt{\phi_o - V_{GS}}} - \frac{V_{DS}^3}{16\sqrt{(\phi_o - V_{GS})^3}} + \dots \right] \right\} \times G_o$$

Como nessa região de trabalho a tensão  $V_{DS}$  ainda é relativamente pequena e como os denominadores da equação anterior crescem rapidamente, os termos da série com ordem três ou superiores podem ser desprezados e a equação da corrente de dreno do JFET assume a seguinte forma:

$$I_D \cong \left\{ \left[ 1 - \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_d d^2}} \times (\phi_o - V_{GS}) \right] \times V_{DS} - \frac{1}{4} \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_d d^2}} \times \frac{V_{DS}^2}{\sqrt{\phi_o - V_{GS}}} \right\} \times G_o \quad [A] \quad (1.11)$$

Matematicamente a Equação 1.11 representa uma família de parábolas, parametrizadas em relação à  $V_{GS}$ , que passam pela origem, atingem pontos de máximo e decrescem novamente, como mostra a Figura 1.6. Fisicamente essa equação retrata a relação entre a corrente de dreno e as tensões aplicadas externamente ao dreno e à porta do JFET e, portanto, têm validade da origem até os pontos de máximo, isto é, para  $0 \leq V_{DS} \leq V_{Dsat}$ . Pelo fato de poderem ser aproximadas para segmentos de reta em boa parte de sua excursão, essas curvas definem uma região de funcionamento chamada região linear do dispositivo.

Essa região também é conhecida como região tríodo, pela semelhança das curvas com as curvas características desse tipo de válvula.

O aumento de  $V_{DS}$ , como foi visto, causa uma diminuição na área seccional útil do canal devido ao aumento das regiões em depleção, mas continua a aumentar a corrente de dreno devido ao campo elétrico longitudinal aplicado no canal. Quando a tensão  $V_{DS}$  atinge o valor limite, chamado  $V_{Dsat}$ , o canal é totalmente estrangulado, isto é,  $x_w \rightarrow 0$  e  $x_n \rightarrow d$ , como ilustra a Figura 1.7, no ponto **P**. Quando isso acontece, diz-se que houve o pinçamento (*pinch-off*) do canal. A partir desse ponto, para  $V_{DS} > V_{Dsat}$ , a Equação 1.11 perde seu significado físico e o dispositivo entra em outra região de funcionamento.

Deve-se esclarecer que a precisão da Equação 1.11, quando comparada à Equação 1.10, é muito boa enquanto  $V_{DS} \leq 1$  V. Para tensões maiores entre dreno e fonte, os termos com ordem igual ou superiores a três da série não são tão desprezíveis e as equações podem diferir significativamente, nessa região.

Deve-se esclarecer também que a região ôhmica está inserida na região linear e, por isso, a Equação 1.10 tende à Equação 1.4 quando a tensão  $V_{DS}$  for muito pequena.

#### - Cálculo da Tensão de Pinçamento do Canal ( $V_{Dsat}$ )

Define-se como tensão de pinçamento à tensão, que aplicada entre o dreno e a fonte, estrangula ou pinça o canal do JFET.

Fazendo-se  $x_n(y) = d$  e  $V(y) = V_{Dsat}$  na Equação 1.7, obtém-se:

$$d = \sqrt{\frac{2\epsilon_{si}}{qN_d} \times (\phi_o - V_{GS} + V_{Dsat})} \quad [\text{cm}]$$

$\Rightarrow$

$$V_{Dsat} = \frac{qN_d}{2\epsilon_{si}} \times d^2 + V_{GS} - \phi_o \quad [\text{V}] \quad (1.12)$$

As tensões  $V_{Dsat1}$ ,  $V_{Dsat2}$ ,  $V_{Dsat3}$ ,.....correspondem respectivamente às tensões  $V_{GS1}$ ,  $V_{GS2}$ ,  $V_{GS3}$ ,.....e definem os pontos limítrofes da região linear ou tríodo do JFET, como mostra a Figura 1.6.

A tensão  $V_P$ , dada pela Equação 1.13, é definida como a tensão de pinçamento inicial do canal do JFET, ou seja, é a tensão, que aplicada entre dreno e fonte, estrangula ou pinça o canal na ausência de qualquer depleção no mesmo.

$$V_P = \frac{qN_d}{2\epsilon_{si}} \times d^2 \quad [\text{V}] \quad (1.13)$$

#### - Cálculo da Tensão de Limiar de Condução do Canal ( $V_{To}$ )

Se a tensão aplicada à porta do JFET canal **n** for excessivamente negativa, as regiões de depleção aprofundam-se totalmente no canal e, por não possuírem portadores livres, impedem completamente a condução de corrente elétrica.

Diz-se, nesse caso, que o *JFET* está cortado e a tensão de porta que inicia esse processo é chamada de tensão de limiar de condução e denotada por  $V_{(P)GS}$ ,  $V_{GS(off)}$  ou  $V_{To}$ . A tensão de limiar de condução é definida, portanto, como sendo a tensão que aplicada entre porta e fonte do *JFET*, estrangula ou pinça o canal, cortando sua condução independentemente da tensão  $V_{DS}$ .

Quando  $V_{GS} = V_{To} \Rightarrow V_{Dsat} = 0$  e, portanto, usando-se a Equação 1.12, calcula-se:

$$V_{To} = \phi_o - V_P \quad [\text{V}] \quad \{1.14\}$$

#### - Cálculo da Corrente Máxima de Dreno ( $I_{DSS}$ )

Tomando-se a Equação 1.10 e reescrevendo-a com o valor de  $V_P$  calculado pela Equação 1.13, tem-se:

$$I_D = \left[ V_{DS} - \frac{2}{3} \frac{\sqrt{(\phi_o - V_{GS} + V_{DS})^3} - \sqrt{(\phi_o - V_{GS})^3}}{\sqrt{V_P}} \right] \times G_o \quad [\text{A}]$$

A máxima corrente de dreno possível para o *JFET*, conhecida como  $I_{DSS}$ , ocorre quando  $V_{GS} = 0$  e  $V_{DS} = V_{Dsat} = V_P - \phi_o$ . Substituindo-se esses resultados na equação anterior, tem-se:

$$I_{DSS} = \left[ V_P - \phi_o - \frac{2}{3} \times \frac{\sqrt{V_P^3} - \sqrt{\phi_o^3}}{\sqrt{V_P}} \right] \times G_o \quad [\text{A}]$$

Então:

$$I_{DSS} = \left[ 1 - 3 \times \frac{\phi_o}{V_P} + 2 \times \sqrt{\left( \frac{\phi_o}{V_P} \right)^3} \right] \times \frac{G_o V_P}{3} \quad [\text{A}] \quad (1.15)$$

#### - Cálculo da Corrente de Dreno em Função dos Parâmetros Elétricos

A Equação 1.10, embora idealizada, retrata com boa precisão o comportamento do *JFET* na região tríodo, mas sua complexidade algébrica dificulta seu uso em cálculos manuais corriqueiros. A Equação 1.11, por outro lado, é algebricamente mais simples, mas muito imprecisa na região de transição ( $V_{DS} \rightarrow V_{Dsat}$ ). Além disso, ambas são escritas em função de parâmetros internos, físicos e geométricos, desconhecidos para o usuário de componentes eletrônicos comerciais. Por esse motivo, foi desenvolvida uma equação quadrática, escrita em função de parâmetros elétricos mensuráveis em laboratórios [2] e com precisão compatível com a Equação 1.10.

A Equação 1.16 cumpre esses requisitos e é usada corriqueiramente para modelar o *JFET* na região linear ou tríodo.

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_{To}^2} \times [2 \times (V_{GS} - V_{To}) - V_{DS}] \times V_{DS} \quad [\text{A}] \quad (1.16)$$

Pode-se dizer que a Equação 1.16 seja a versão de Engenharia da Equação 1.10, puramente física.

*1.2.2.c – Região de Saturação ou Pêntodo ( $V_{To} < V_{GS} < 0$  e  $V_{DS} \geq V_{Dsat}$ ):*

Quando o canal é pinçado pela ação de  $V_{GS}$  ( $|V_{GS}| \geq |V_{To}|$ ), isto é, pela ação de um campo elétrico transversal ao sentido de condução do mesmo, a possibilidade de existência de corrente elétrica através dele cessa devido à ausência de cargas livres nas regiões em depleção. Nesse caso, o JFET permanece cortado, ou seja,  $I_D = 0$  para  $\forall V_{DS}$ .

Quando, no entanto, o canal é pinçado pela ação de  $V_{DS}$  ( $|V_{DS}| \geq |V_{Dsat}|$ ), isto é, pela ação de um campo elétrico longitudinal ao sentido de condução do mesmo, a corrente de dreno, como mostra a Figura 1.7, é obrigada a continuar existindo, pois se isso não acontecesse a queda de tensão no decorrer do canal cessaria e as regiões de depleção diminuiriam novamente. Nesse caso, o campo longitudinal associado a  $V_{DS}$  mantém uma corrente de dreno e, no ponto **P** da Figura 1.7, as regiões de depleção permanecem afastadas a uma distância  $\delta$  suficientemente larga para conduzir uma lâmina de cargas. Nesse ponto, o campo elétrico  $\xi_y$  atinge um valor muito elevado e a mobilidade  $\mu_n$  começa a decrescer de modo inversamente proporcional a  $\xi_y$ . A velocidade de deriva (*drift*) dos portadores, dada pela relação  $v_y = \mu_n \xi_y$ , tende, portanto, a se tornar constante e, conseqüentemente, a corrente  $I_D$ , idem. Diz-se, então, que o canal atingiu o seu ponto de saturação, a partir do qual a corrente de dreno tende teoricamente a permanecer constante em função de  $V_{DS}$ . Nessa região de funcionamento, chamada de região de saturação ou pêntodo, por analogia às curvas desse tipo de válvula, as correntes de dreno, chamadas de  $I_{Dsat}$ , são representadas por uma família de retas horizontais, como mostra a Figura 1.8.

**- Cálculo da Corrente de Saturação de Dreno ( $I_{Dsat}$ )**

Quando a tensão total longitudinal no canal atinge o valor de pinçamento, a corrente de dreno alcança seu valor máximo teórico, isto é, para  $V_{DS} = V_{Dsat} \Rightarrow I_D = I_{Dsat}$ . Usando esse resultado na Equação 1.11, pode-se escrever que:

$$I_{Dsat} = \left\{ \left[ 1 - \sqrt{\frac{\phi_o - V_{GS}}{V_P}} \right] \times V_{Dsat} - \frac{1}{4} \times \frac{V_{Dsat}^2}{\sqrt{(\phi_o - V_{GS}) \times V_P}} \right\} \times G_o \quad [\text{A}] \quad (1.17)$$

**- Cálculo da Tensão de Saturação do Canal ( $V_{Dsat}$ )**

A tensão de saturação ou de pinçamento do canal,  $V_{Dsat}$ , é a tensão que, aplicada longitudinalmente entre dreno e fonte, pinça o canal e já foi calculada pela Equação 1.12. Pela combinação das Equações 1.12 e 1.13, no entanto, essa grandeza pode ser calculada de forma mais simples e passa a valer:

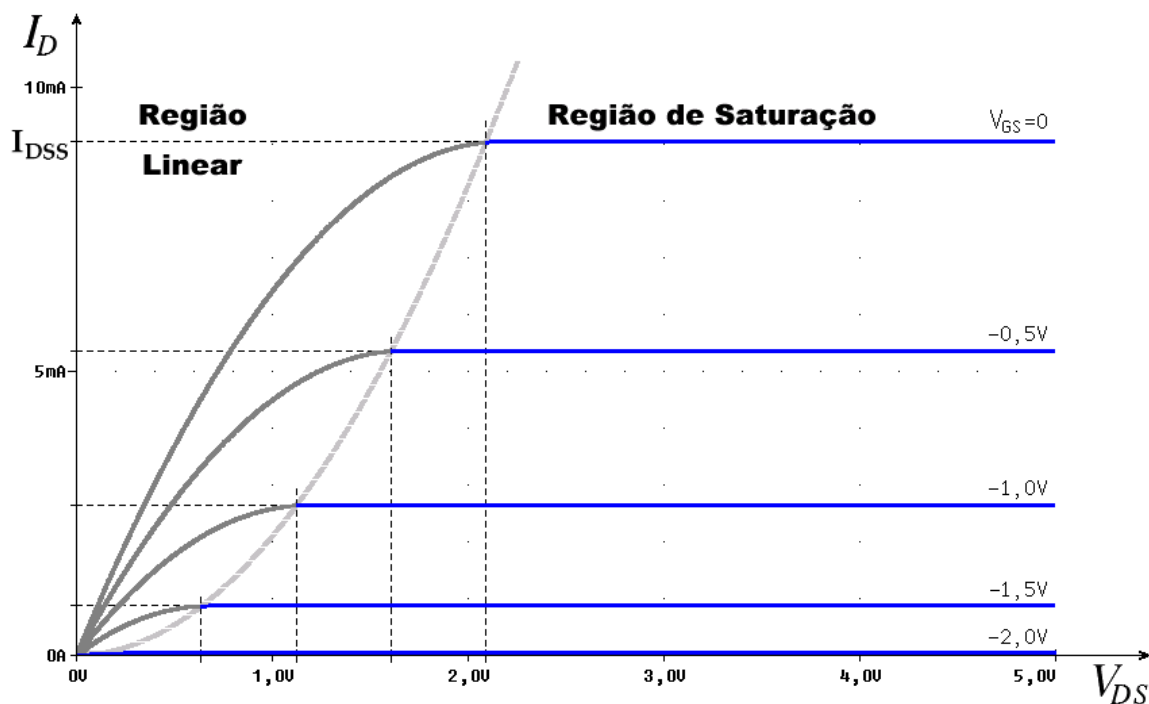


Figura 1.8 - Curvas de  $I_D \times V_{DS} \times V_{GS}$  de um JFET Canal  $n$ , na Região de Saturação ou Pêntodo, Segundo a Equação 1.17.

$$V_{Dsat} = V_P + V_{GS} - \phi_o \quad [\text{V}] \quad (1.18)$$

Usando-se a Equação 1.14 na Equação 1.18, conclui-se que:

$$V_{Dsat} = V_{GS} - V_{To} \quad [\text{V}] \quad (1.19)$$

#### - Cálculo da Corrente de Dreno em Função dos Parâmetros Elétricos

Tomando-se a Equação 1.10 com  $V_{DS} = V_{Dsat}$  e  $V_{Dsat} = V_P + V_{GS} - \phi_o$ , tem-se que:

$$I_D = \left\{ V_P + V_{GS} - \phi_o - \frac{2}{3\sqrt{V_P}} \times \left[ \sqrt{V_P^3} - \sqrt{(\phi_o - V_{GS})^3} \right] \right\} \times G_o$$

$\Rightarrow$

$$I_D = \left[ V_P + V_{GS} - \phi_o - \frac{2}{3} \times V_P + \frac{2}{3} \times \sqrt{\frac{(\phi_o - V_{GS})^3}{V_P}} \right] \times G_o$$

$\Rightarrow$

$$I_D = \left\{ \frac{V_P}{3} - (\phi_o - V_{GS}) \times \left[ 1 - \frac{2}{3} \times \sqrt{\frac{\phi_o - V_{GS}}{V_P}} \right] \right\} \times G_o$$

$\Rightarrow$



$$I_D = \left[ 1 - 3 \times \frac{\phi_o - V_{GS}}{V_P} + 2 \times \sqrt{\left( \frac{\phi_o - V_{GS}}{V_P} \right)^3} \right] \times \frac{G_o V_P}{3} \quad [\text{A}]$$

Da mesma forma como foi feito para a região tríodo, se a equação anterior for desenvolvida em série e tiver seus termos com ordem igual ou superior a três desprezados e se sobre ela for executada uma fatoração adequada [2], obtém-se:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_{To}^2} \times (V_{GS} - V_{To})^2 \quad [\text{A}] \quad (1.20)$$

A Equação 1.20 define a modelagem idealizada do *JFET* para a região de saturação ou pñtado. Os parâmetros  $V_{To}$  e  $I_{DSS}$  podem ser calculados pelas Equações 1.14 e 1.15, respectivamente, ou podem ser obtidos por medições em laboratórios ou em folhas de dados de fabricantes.

As Equações 1.16 e 1.20 possuem o mesmo valor numérico para  $V_{DS} = V_{Dsat} = V_{GS} - V_{To}$ .

#### 1.2.2.d – Conclusão:

O *JFET*, ao contrário do *BJT*, não permite uma modelagem estática globalizada, isto é, as equações não são válidas concomitantemente para todas as regiões de operação. Programas simuladores necessitam, para calcularem corretamente circuitos que usam esse dispositivo, estabelecer testes condicionais do tipo *IF....THEN....ELSE....*, identificando a região de funcionamento e usando a equação correta para aquela região. Para cálculos manuais vale o mesmo raciocínio. A região normal de operação, também chamada de região ativa, compreende as regiões pñtado e tríodo, com a região ôhmica englobada. Nesse caso, deve-se obedecer as seguintes condições de operação:

- *JFET* canal **n**:

- Polarização de porta  $\equiv V_{To} \leq V_{GS} \leq 0$ . No caso de dispositivo de silício, é suportada uma pequena polarização direta na junção de porta sem que ela conduza significativamente na temperatura ambiente. Por isso, em casos excepcionais, pode-se usar  $V_{To} \leq V_{GS} \leq 0,3 \text{ V}$ , como polarização de porta. Deve-se lembrar, ainda, que se a porta for diretamente polarizada por longos períodos, as características do *JFET* são degradadas irremediavelmente.
- Polarização de dreno  $\equiv 0 \leq V_{DS} \leq V_{DS(max)}$ . Em casos excepcionais, como no uso do *JFET* na função de resistor controlado por tensão, pode-se usar a faixa  $-0,5 \text{ V} \leq V_{DS} \leq 0,5 \text{ V}$ . A tensão  $V_{DS(max)}$  é estabelecida pelas condições de ruptura reversa da junção de porta.
- Corrente de dreno  $\equiv 0 \leq I_D \leq I_{DSS}$ . A corrente de dreno do *JFET* canal **n** é convencionalmente positiva (penetra no dreno).

- *JFET* canal **p**:

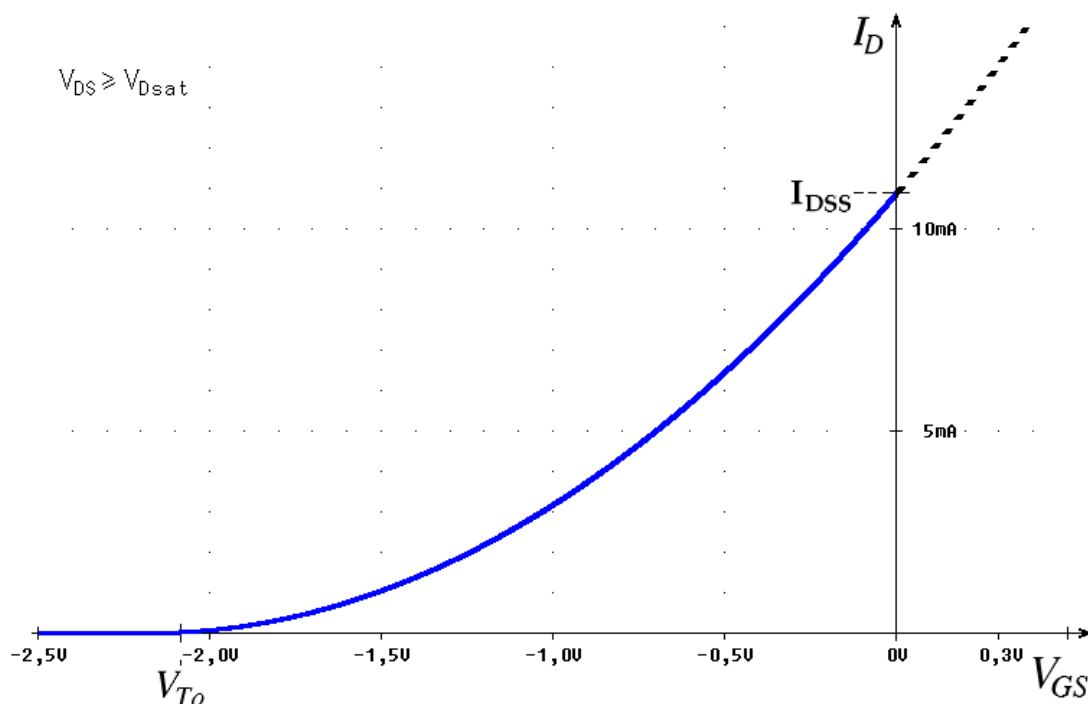


Figura 1.9 – Curva  $I_D \times V_{GS}$  de um *JFET* Canal *n*, na Região Ôhmica.

- Polarização de porta  $\equiv 0 \leq V_{GS} \leq V_{T0}$ . No caso de dispositivo de silício, é suportada uma pequena polarização direta na junção de porta sem que ela conduza significativamente na temperatura ambiente. Por isso, em casos excepcionais, pode-se usar  $-0,3 \text{ V} \leq V_{GS} \leq V_{T0}$ , como polarização de porta. Deve-se lembrar, ainda, que se a porta for diretamente polarizada por longos períodos, as características do *JFET* são degradadas irremediavelmente.
- Polarização de dreno  $\equiv -|V_{DS(max)}| \leq V_{DS} \leq 0$ . Em casos excepcionais, como no uso do *JFET* na função de resistor controlado por tensão, pode-se usar a faixa  $-0,5 \text{ V} \leq V_{DS} \leq 0,5 \text{ V}$ . A tensão  $V_{DS(max)}$  é estabelecida pelas condições de ruptura reversa da junção de porta.
- Corrente de dreno  $\equiv -|I_{DSS}| \leq I_D \leq 0$ . A corrente de dreno do *JFET* canal **p** é convencionalmente negativa (sai no dreno).

As equações que idealmente modelam estaticamente o *JFET* são:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_{T0}^2} \times [2 \times (V_{GS} - V_{T0}) - V_{DS}] \times V_{DS} \quad [\text{A}] \quad \text{p/ } 0 \leq V_{DS} \leq V_{DSat} \quad (1.21a)$$

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_{T0}^2} \times (V_{GS} - V_{T0})^2 \quad [\text{A}] \quad \text{p/ } V_{DSat} \leq V_{DS} \leq V_{DS(max)} \quad (1.21b)$$

$$V_{DSat} = V_{GS} - V_{T0} \quad [\text{V}] \quad (1.21c)$$

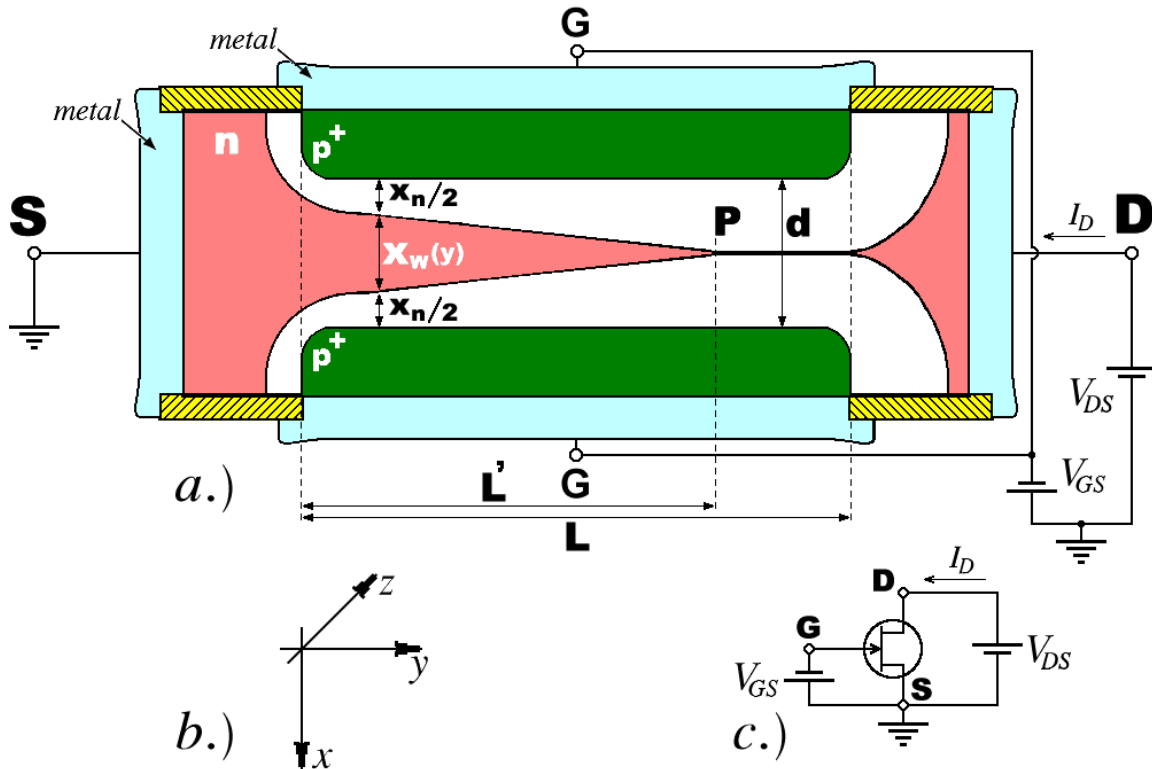


Figura 1.10 - JFET Canal **n** Polarizado com  $V_{To} < V_{GS} \leq 0$  e  $V_{DS} > V_{Dsat}$ . a.) Corte Esquemático. b.) Eixos de Referência. c.) Circuito de Polarização.

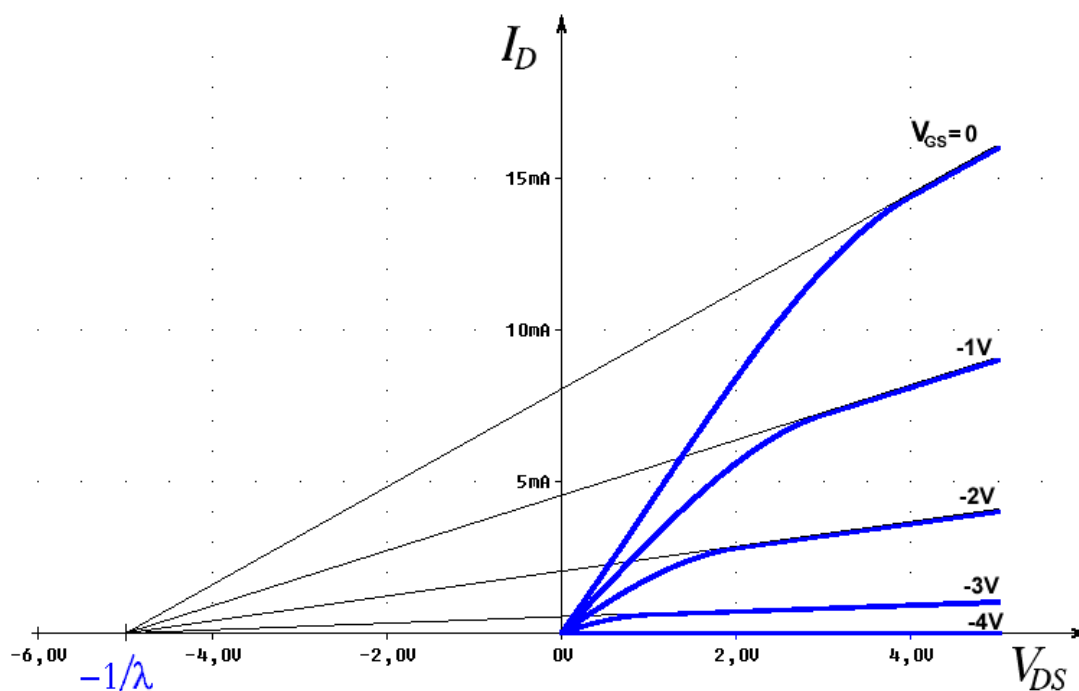
As relações dadas pela Equação 1.21 valem para os dois tipos de JFET, canal **n** e canal **p**. No caso do canal **p**, o cálculo deve ser feito “em módulo” e os sinais algébricos dos resultados devem ser trocados.

A Figura 1.8 mostra as curvas características de um JFET canal **n** na região ativa. O lugar geométrico das tensões de saturação de canal é definido por uma parábola, chamada parábola de  $V_{Dsat}$ , que é a fronteira entre as duas regiões, triodo e pêntodo. A equação da parábola de  $V_{Dsat}$  é dada por:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_{To}^2} \times V_{Dsat}^2 = \frac{I_{DSS}}{V_{To}^2} \times (V_{GS} - V_{To})^2 \quad [A] \quad (1.22)$$

A Figura 1.9 mostra a curva característica de saída  $\times$  entrada de um JFET canal **n** na região de saturação. Essa curva é única para  $V_{DS} \geq V_{Dsat}$  no modelo idealizado e permite que os parâmetros  $V_{To}$  e  $I_{DSS}$  sejam determinados na prática. Essa curva permite ainda uma avaliação do ganho de transferência saída  $\times$  entrada admitido pelo dispositivo, em função do ponto de polarização.

### 1.2.3 - Modelagem Não-Idealizada

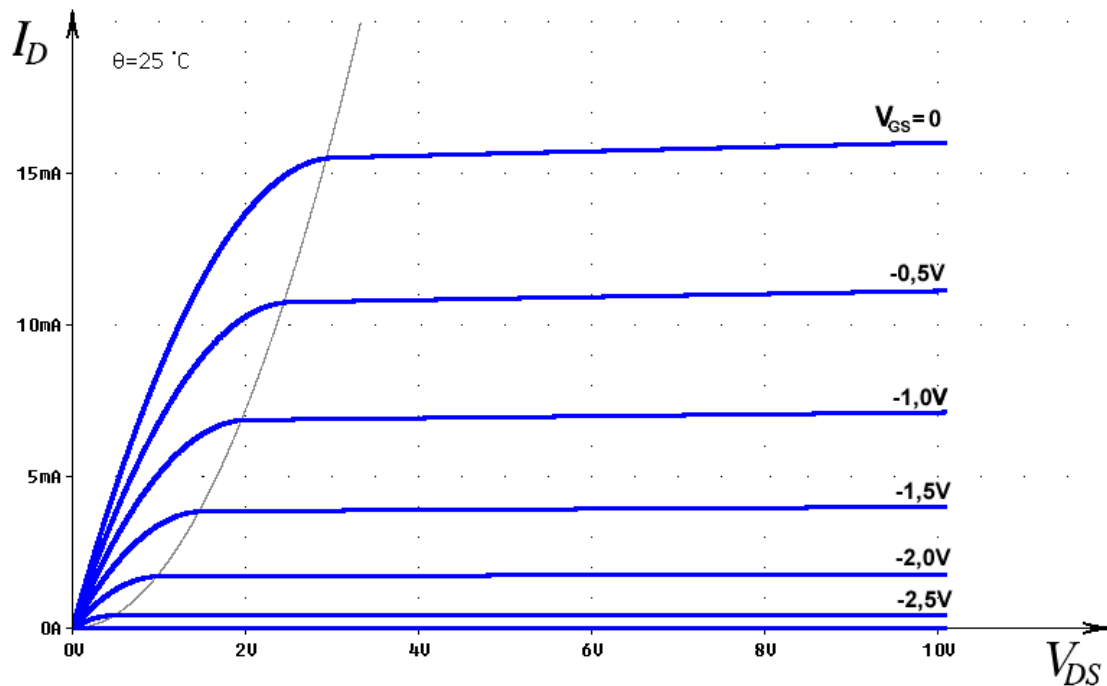


**Figura 1.11 - Curvas de  $I_D \times V_{DS} \times V_{GS}$  de um JFET Canal  $n$ , na Região Ativa, com Efeito de Modulação de Comprimento de Canal Ampliado.**

As relações dadas pela Equação 1.21 definem um modelo físico analítico idealizado, deduzido a partir da física de semicondutores, das proposições estatísticas de Boltzmann e Fermi e das leis básicas de circuitos elétricos. Alguns efeitos de segunda ordem, não cobertos por essas teorias, não estão, no entanto, computados. A adição de efeitos de segunda ordem é sempre feita de modo empírico e a complexidade final do modelo depende da importância que o dispositivo representa nas aplicações corriqueiras de eletrônica. O JFET é um dispositivo de aplicações restritas, possui uma família comercial pequena e, por isso, não é considerado um componente de primordial importância em eletrônica. Por esse fato, os modelos usados para esse dispositivo, em programas simuladores de circuitos, possuem a complexidade mínima necessária para uma modelagem razoável e os efeitos de segunda ordem adicionados são, apenas, os mais óbvios.

### 1.2.3.a – Efeito de Modulação do Comprimento de Canal:

Foi visto que, ao atingir a situação apresentada na Figura 1.7, o canal do JFET é pinçado e a corrente de dreno fica impossibilitada de crescer com o aumento de  $V_{DS}$ . Na prática isso não pode ser verdade, pois contraria o princípio da conservação de energia. Aumentando-se  $V_{DS}$ , o campo elétrico  $\xi_y$  é obrigado a aumentar longitudinalmente no decorrer do canal. Como a energia desse campo não pode ser empregada para acelerar os portadores de carga na região de saturação, seu dispêndio é usado para continuar a aprofundar a depleção na região de cargas livres. Por isso, o ponto **P** da Figura 1.7 é obrigado a se deslocar para o interior do canal, como mostra a Figura 1.10.



**Figura 1.12 - Curvas de  $I_D \times V_{DS} \times V_{GS}$  de um JFET Canal  $n$ , na Região Ativa, com Efeito de Modulação de Comprimento de Canal Adicionado.**

O deslocamento do ponto **P** causa um encurtamento elétrico do canal ( $L' < L$ ) e a corrente  $I_D$ , inversamente proporcional a esse comprimento, é obrigada a crescer quando  $V_{DS} > V_{Dsat}$ . Esse efeito é análogo ao efeito Early do *BJT* e é chamado de modulação de comprimento de canal pela tensão aplicada entre dreno e fonte. Um equacionamento empírico desse efeito foi desenvolvido, já que a modelagem analítica, baseada em física de semicondutores, se mostrou complexa e pouco eficiente.

Assim como acontece com o efeito Early do *BJT*, a modulação de comprimento de canal inclina as curvas do JFET na região de saturação e as extrapolações das tangentes a essas curvas concorrem, aproximadamente, a um mesmo ponto situado sobre o eixo de  $V_{DS}$ . A Figura 1.11 ilustra esse efeito de modo ampliado. A tensão no ponto de concorrência, equivalente a  $-V_{AF}$  do *BJT, é definida como sendo de valor igual a  $-1/\lambda$ , sendo  $\lambda$  [ $V^{-1}$ ] o parâmetro de modulação de comprimento de canal, idealmente nulo.*

A modelagem desse efeito é conseguida simplesmente multiplicando-se a equação de  $I_D$  por uma equação de reta dependente de  $V_{DS}$  e cujo coeficiente angular seja  $\lambda$ . Têm-se, assim:

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_{To}^2} \times [2 \times (V_{GS} - V_{To}) - V_{DS}] \times V_{DS} \times (1 + \lambda V_{DS}) \quad [\text{A}] \quad \text{p/} \quad 0 \leq V_{DS} \leq V_{Dsat} \quad (1.23a)$$

$$I_D = \frac{I_{DSS}}{V_{To}^2} \times (V_{GS} - V_{To})^2 \times (1 + \lambda V_{DS}) \quad [\text{A}] \quad \text{p/} \quad V_{Dsat} \leq V_{DS} \leq V_{DS(max)} \quad (1.23b)$$

$$V_{Dsat} = V_{GS} - V_{To} \quad [\text{V}] \quad (1.23c)$$

O efeito de modulação de comprimento de canal não é sentido igualmente nos vários tipos de *JFET*. Como o aprofundamento da saturação no canal ( $L-L'$ ), para uma mesma concentração de dopantes, depende apenas da tensão  $V_{DS}$  aplicada, em um *JFET* de canal longo o percentual de encolhimento ( $L'/L$ ) é muito menos significativo do que em um *JFET* de canal curto. Consequentemente, dispositivos de canal muito longo ( $L \geq 8 \mu m$ ) possuem efeito de modulação de comprimento de canal bem pequeno ( $\lambda \rightarrow 0$ ) e, em um *JFET* de canal curto, onde o efeito é mais sentido, pode-se ter  $\lambda \rightarrow 0,1 V^{-1}$ . Na prática, para dispositivos discretos comerciais, tem-se que:  $0,001 V^{-1} \leq \lambda \leq 0,05 V^{-1}$ .

A Figura 1.12 expõe as curvas características @ 25 °C de um *JFET* comercial canal **n** que possui os seguintes parâmetros:  $I_{DSS} = 15,3 mA$ ;  $V_{To} = -3 V$  e  $\lambda = 0,0047 V^{-1}$ .

A inclusão desse efeito faz com que a malha dreno-fonte do *JFET*, na região de saturação, ainda permaneça equivalente a uma fonte de corrente com uma resistência interna incremental finita, da qual espera-se um valor prático elevado ( $\geq 10 k\Omega$ ).

### 1.2.3.b – Perdas Ôhmicas:

As regiões de canal não confinadas pelas junções de porta representam resistências ôhmicas causadas pelo cristal de alta resistividade com o qual são construídas. A não adoção dessas resistências pode causar erros graves de avaliação no comportamento do dispositivo, principalmente quando ele estiver trabalhando como chave, pois a resistência interna do canal, no estado de chave fechada ( $R_{DS(on)}$ ), é aumentada e, juntamente com as capacitâncias internas da junção, promovem constantes de tempo que causam atrasos de chaveamento. Esses resistores parasitas estão situados em série com o canal e com o terminal de porta e são designados como:

#### - Resistência de Perdas de Dreno ( $r_D$ ):

É a parcela resistiva, situada entre o dreno interno ( $D_i$ ) e o dreno externo ( $D$ ), formada pelo segmento do cristal semiconductor de alta resistividade e pelo contato ôhmico da ligação externa, como mostra a Figura 1.3. Teoricamente, a parcela devida ao cristal vale:

$$r_{Dsi} = \frac{L_D}{Wq\mu_n N_d d_{epi}} \quad [\Omega] \quad (1.24)$$

A grandeza  $d_{epi}$  é a profundidade da camada epitaxial, melhor explicitada na Figura 1.18.

Em função de  $\mu_n$ ,  $r_{Dsi}$  possui dependência térmica e, pela alteração de  $N_d$ , essa resistência sofre decréscimo em regime de alta injeção. Na modelagem do *JFET*, no entanto, o valor de  $r_D$  é considerado fixo. Na prática,  $r_D \leq 100 \Omega$ , sendo que valores típicos na faixa  $5 \Omega \leq r_D \leq 15 \Omega$  são comumente encontrados em dispositivos comerciais de uso geral. Percentualmente, a resistência de perdas de dreno vale, em geral, de 10% a 15% do valor da resistência de ligamento de canal,  $R_{DS(on)}$ , dada teoricamente pela Equação 1.6.

#### - Resistência de Perdas de Fonte ( $r_s$ ):

É a parcela resistiva situada entre a fonte interna ( $S_i$ ) e a fonte externa ( $S$ ), formada pelo segmento do cristal semiconductor de alta resistividade e pelo contato ôhmico da ligação externa, como mostra a Figura 1.3. Teoricamente, a parcela devida ao cristal vale:

$$r_{ssi} = \frac{L_s}{Wq\mu_n N_d d_{epi}} \quad [\Omega] \quad (1.25)$$

Tal como em  $r_D$ , em função de  $\mu_n$ ,  $r_{ssi}$  possui dependência térmica e, pela alteração de  $N_d$ , essa resistência sofre decréscimo em regime de alta injeção. Na modelagem do *JFET*, no entanto, o valor de  $r_s$  é considerado fixo. Na prática,  $r_s \leq 100 \, \Omega$ , sendo que valores típicos na faixa  $5 \, \Omega \leq r_s \leq 15 \, \Omega$  são comumente encontrados em dispositivos comerciais de uso geral. Percentualmente, a resistência de perdas de dreno vale, em geral, de 10% a 15% do valor da resistência de ligamento de canal,  $R_{DS(on)}$ , dada teoricamente pela Equação 1.6.

#### - Resistência de Perdas de Porta ( $r_G$ ):

A porta, na realidade, é um diodo de junção **pn** e, como tal, possui uma resistência de perdas em série, como foi visto na Secção 3.3.2. Pelo fato, porém, do *JFET* trabalhar normalmente com essa junção reversamente polarizada, e, portanto, com corrente estática desprezível, essa resistência é desconsiderada, isto é,  $r_G = 0$ .

#### 1.2.3.c – Efeitos de Segunda Ordem da Junção de Porta:

A porta do *JFET* é uma junção **pn** distribuída ao longo do canal. Na modelagem do dispositivo, essa junção é dividida em dois diodos localizados, com as mesmas características elétricas, ligando a porta ao dreno e à fonte, respectivamente ( $D_{GD}$  e  $D_{GS}$ ). Nos programas simuladores de última geração, a modelagem desses diodos segue a mesma sistemática usada para diodos isolados, como foi visto na Secção 3.3.2. A corrente total genérica de porta é calculada pela soma das correntes nesses diodos, ou seja:

$$I_G = I_{Gd} + I_{Gs} \quad [\text{A}] \quad (1.26)$$

Na Equação 1.26,  $I_{Gd}$  é a corrente pelo diodo  $D_{GD}$  e  $I_{Gs}$  é a corrente pelo diodo  $D_{GS}$ . Essas correntes valem:

$$I_{Gd} = I_{Gd(id)} + I_{Gd(rec)} + I_{Gd(ion)} \quad [\text{A}] \quad (1.27a)$$

e

$$I_{Gs} = I_{Gs(id)} + I_{Gs(rec)} \quad [\text{A}] \quad (1.27b)$$

As correntes  $I_{Gd(id)}$  e  $I_{Gs(id)}$  são as correntes convencionais nos diodos e valem:

$$I_{Gd(id)} = I_s \times \left[ \exp\left(\frac{V_{GD}}{NV_t}\right) - 1 \right] \quad [\text{A}] \quad (1.28a)$$

e

$$I_{Gd(id)} = I_S \times \left[ \exp\left(\frac{V_{GS}}{N V_t}\right) - 1 \right] \quad [\text{A}] \quad (1.28b)$$

As correntes  $I_{Gd(rec)}$  e  $I_{Gs(rec)}$  são as correntes de recombinação dentro da região de carga espacial das junções dos diodos e valem:

$$I_{Gd(rec)} = I_{SR} \times \left[ \exp\left(\frac{V_{GD}}{N_R V_t}\right) - 1 \right] \times \left[ \left(1 - \frac{V_{GD}}{P_B}\right)^2 + 0,005 \right]^{m/2} \quad [\text{A}] \quad (1.29a)$$

e

$$I_{Gs(rec)} = I_{SR} \times \left[ \exp\left(\frac{V_{GS}}{N_R V_t}\right) - 1 \right] \times \left[ \left(1 - \frac{V_{GS}}{P_B}\right)^2 + 0,005 \right]^{m/2} \quad [\text{A}] \quad (1.29b)$$

A corrente  $I_{Gd(ion)}$  é a corrente gerada em ionizações por impacto na região de dreno. No *JFET*, principalmente de canal curto e mais fortemente dopado, quando o pinçamento é alcançado pela ação de  $V_{DS}$ , um efeito de segunda ordem, não previsto pelo equacionamento anterior, pode vir à tona. Como já foi mencionado anteriormente, na região pinçada do canal representada pelo segmento  $L - L'$  do corte esquemático da Figura 1.10, o campo elétrico longitudinal  $\xi_y$  cresce significativamente. Quando os portadores, em deslocamento por essa região, atingem a velocidade de saturação, o aumento do campo elétrico, se muito intenso, consegue bombear minoritários através da junção de dreno com uma energia cinética suficientemente elevada para, devido aos impactos com a cadeia cristalina, liberar novos pares elétron-lacuna dentro da região de cargas espaciais. Esse processo, conhecido por ionização por impacto, promove uma multiplicação de cargas livres em avalanche que faz crescer a corrente reversa da porta. Como os elétrons liberados são absorvidos pelo dreno, a corrente  $I_D$  passa a crescer a partir do início desse fenômeno, enquanto que a corrente de fonte permanece invariável. Esse fenômeno causa, então, uma pré-ruptura de dreno, na qual  $I_D$  passa a crescer indiscriminadamente.

Em simuladores de última geração, esse efeito é adicionado através da equação:

$$I_{Gd(ion)} = -\alpha \times I_{Di} \times (V_{DS} - V_{GS} + V_{To}) \times \exp\left(-\frac{v_K}{V_{DS} - V_{GS} + V_{To}}\right) \quad [\text{A}] \quad (1.30)$$

Na Equação 1.30,  $\alpha$  é o coeficiente de ionização da junção e  $v_K$  é a tensão de limiar de ionização.

Quando o canal é muito curto e fracamente dopado, ele pode ser totalmente pinçado ( $L' \rightarrow 0$ ) por efeito de  $V_{DS}$ . Nesse caso, as curvas de  $I_D \times V_{DS}$  tornam-se mais verticalizadas do que o normal, na região de saturação. Esse efeito também pode ser modelado de modo razoável, fazendo-se  $\alpha \neq 0$  e  $v_K = |V_{To}|$ , na Equação 1.30.

Todos os parâmetros estáticos usados nas Equações 1.28; 1.29 e 1.30 estão listados na Tabela 1.1.



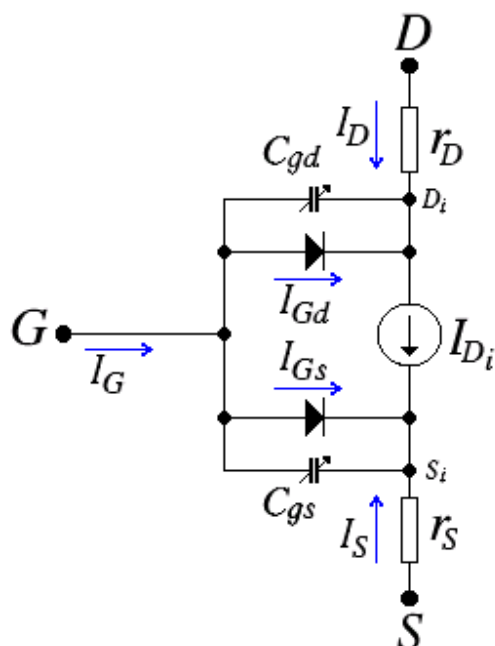


Figura 1.13 – Modelo de Grandes Sinais Usado Para o JFET Canal *n*.

#### 1.2.4 - Modelagem Para Simulação

Nos programas simuladores baseados no *SPICE*, o JFET é retratado pelo modelo analítico quadrático, descrito anteriormente, com os efeitos de segunda ordem adicionados. A Figura 1.13 apresenta o circuito equivalente para grandes sinais usado para o JFET canal *n*. O circuito de porta é modelado por dois diodos ligados ao dreno e à fonte, respectivamente. Os diodos trazem consigo as capacitâncias das junções,  $C_{gd}$  e  $C_{gs}$ . O canal é modelado por uma fonte de corrente  $I_{Di}$ , relacionada com  $V_{GSi}$  e  $V_{DSi}$  pelas equações quadráticas anteriormente descritas. Os índices *i* indicam grandezas elétricas tomadas em relação aos terminais internos do dispositivo. As resistências de perdas de dreno e de fonte,  $r_D$  e  $r_S$ , são colocadas em série com o canal, interligando os terminais internos aos externos, respectivamente.

Nos simuladores, a corrente  $I_{DSS}$  não é usada como parâmetro de modelagem. Usa-se, por outro lado, um parâmetro chamado fator de transcondutância e designado por  $\beta$ , que se relaciona com  $I_{DSS}$  através da equação:

$$\beta = \frac{I_{DSS}}{V_{To}^2} \quad [\text{A/V}^2] \quad (1.31)$$

##### 1.2.4.a – Modelagem Estática:

A modelagem estática leva em conta apenas os efeitos que afetam as grandezas elétricas contínuas (*DC*). O modelo estático é usado, portanto, para o cálculo do ponto quiescente (*.OP*), em varreduras de grandezas contínuas (*DC Sweep*) ou em análises de grandes sinais (*.TRAN* ou *Transient*) em uma faixa de baixas frequências (áudio).

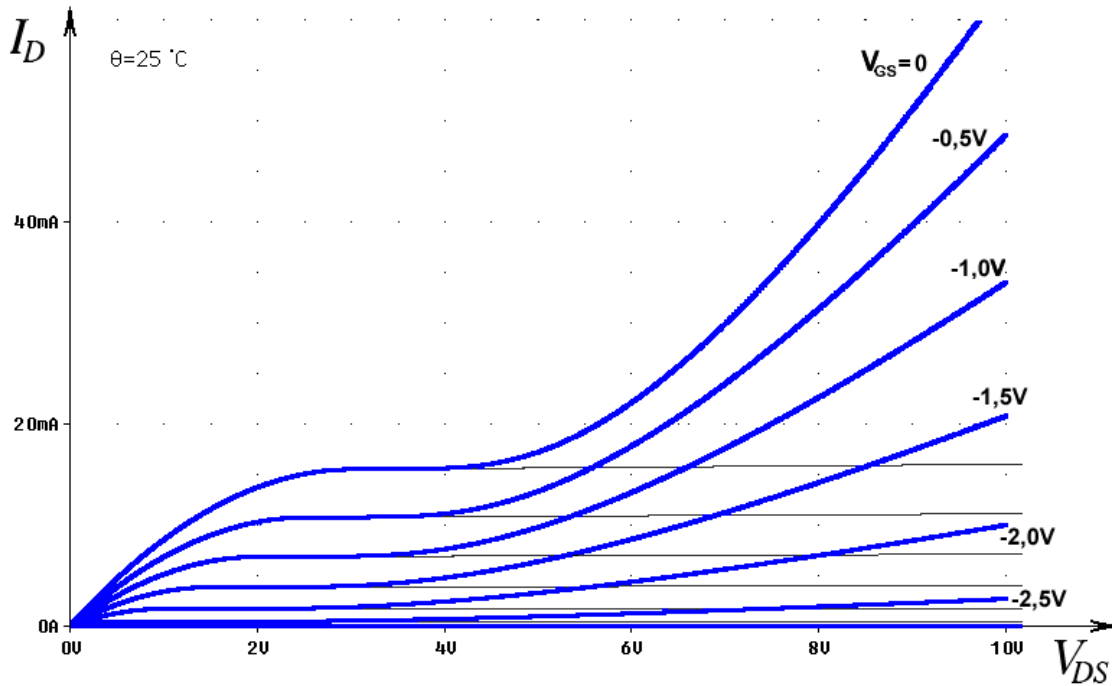


Figura 1.14 - Curvas de  $I_D \times V_{DS} \times V_{GS}$  de um JFET Canal  $n$ , na Região Ativa, com a Adição do Efeito de Ionização por Impacto de Cargas no Dreno.

Nesse modelo, valem, então, as relações:

$$I_D = I_{Di} - I_{Gd} \quad [\text{A}] \quad (1.32a)$$

e

$$I_S = -I_{Di} - I_{Gs} \quad [\text{A}] \quad (1.32b)$$

As correntes  $I_{Gd}$  e  $I_{Gs}$  são calculadas pelas Equações 1.27a e 1.27b e são desprezíveis na região ativa. A corrente  $I_{Di}$  é calculada, nas várias regiões de funcionamento, pelas equações a seguir:

- **Região de Corte ( $V_{GSi} \leq V_{To}$  p/  $\forall V_{DS}$ ):**

O JFET está cortado porque o canal está totalmente pinçado pela ação de  $V_{GS}$ . Então:

$$I_D = 0$$

- **Região Linear ou Tríodo ( $V_{To} \leq V_{GSi} \leq 0$  e  $0 \leq V_{DSi} \leq V_{Dsat}$ ):**

Na região tríodo, como foi estipulado pela Equação 1.23a, tem-se que:

$$I_D = \beta \times [2 \times (V_{GSi} - V_{To}) - V_{DSi}] \times V_{DSi} \times (1 + \lambda V_{DSi}) \quad [\text{A}] \quad (1.33a)$$

- **Região de Saturação ou Pêntodo** ( $V_{To} \leq V_{GSi} \leq 0$  e  $V_{DSi} \geq V_{Dsat}$ ):

Na região pêntodo, como foi estipulado pela Equação 1.23b, tem-se que:

$$I_D = \beta \times (V_{GSi} - V_{To})^2 \times (1 + \lambda V_{DSi}) \quad [\text{A}] \quad (1.33b)$$

Incluindo-se o efeito de ionização por impacto de cargas no dreno ( $\alpha \neq 0$ ), a corrente total de dreno, na região ativa, passa a valer:

$$I_D = \beta (V_{GSi} - V_{To})^2 (1 + \lambda V_{DSi}) \left[ 1 + \alpha (V_{DSi} - V_{GSi} + V_{To}) \times \exp\left(-\frac{v_K}{V_{DSi} - V_{GSi} + V_{To}}\right) \right] \quad (1.33c)$$

A Figura 1.14 apresenta as curvas de um *JFET* que possui o efeito de ionização por impacto, modelado por  $\alpha = 1 \text{ V}^{-1}$  e  $v_K = 6 \text{ V}$ .

- **Relação entre Grandezas Elétricas Internas e Externas:**

Todas as equações de modelagem de corrente são deduzidas em função de tensões entre os nós internos do circuito equivalente para grandes sinais do *JFET*. Por somatória de tensões nas malhas, podem-se estabelecer relações entre essas grandezas e as externamente aplicadas. A Equação 1.34 resume essas relações.

$$V_{GSi} = V_{GS} - r_s I_D \quad [\text{V}] \quad (1.34a)$$

$$V_{DSi} = V_{DS} - (r_s + r_d) \times I_D \quad [\text{V}] \quad (1.34b)$$

$$V_{GDi} = V_{GS} - V_{DS} + r_d I_D \quad [\text{V}] \quad (1.34c)$$

- **Modelagem Usada em Cálculos Manuais:**

Para cálculos manuais, pelo bem da simplificação, as resistências de perdas,  $r_d$  e  $r_s$ , são consideradas nulas. Em muitos casos pode-se, também, considerar  $\lambda = 0$ , evitando-se, assim, a resolução de sistemas com equações de terceiro grau. As equações genéricas usadas em cálculos manuais são:

- *Região Tródo ou Linear:*

$$I_D = \beta \times [2 \times (V_{GS} - V_{To}) - V_{DS}] \times V_{DS} \times (1 + \lambda V_{DS}) \quad [\text{A}] \quad (1.35a)$$

- *Região Pêntodo ou de Saturação:*

$$I_D = \beta \times (V_{GS} - V_{To})^2 \times (1 + \lambda V_{DS}) \quad [\text{A}] \quad (1.35b)$$

Símbolo	SPICE	Descrição	Unidade	Default
$\beta$	Beta	Fator de Transcondutância	A/V <sup>2</sup>	100 $\mu$
$V_{To}$	VTO	Tensão de Limiar de Condução de Canal	V	-2,0
$\lambda$	Lambda	Modulação de Comprimento de Canal	V <sup>-1</sup>	0
$I_S$	IS	Corrente de Saturação Reversa de Porta	A	10f
$I_{SR}$	ISR	Corrente de Recombinação de Porta	A	0
$N$	N	Coefficiente de Emissão de Porta	-	1,0
$N_R$	NR	Coefficiente de Emissão p/ $I_{SR}$	-	2,0
$P_B$	PB	Potencial Interno da Junção	V	1,0
$m$	m	Coefficiente de Gradualismo	-	0,5
$r_D$	RD	Resistência de Perda de Dreno	$\Omega$	0
$r_S$	RS	Resistência de Perda de Fonte	$\Omega$	0
$\alpha$	Alpha	Coefficiente de Ionização	V <sup>-1</sup>	0
$V_K$	Vk	Tensão de Limiar de Ionização	V	0

Tabela 1.1 – Parâmetros Estáticos do JFET @ 27 °C.

#### - Resumo dos Parâmetros Estáticos:

Os treze parâmetros envolvidos na modelagem estática do JFET, para a temperatura de 27 °C, estão listados na Tabela 1.1. Nos programas simuladores, se algum parâmetro não for fornecido, é usado um valor à revelia (*default*).

Nas bibliotecas de programas simuladores o JFET é declarado da seguinte forma:

#### - Canal n:

```
.model NOME NJF (VTO=-3 BETA=1,7m LAMBDA=4,7m ALPHA=1 VK=6 RD=2
+ RS=2 IS=23f NR=1.5)
```

Onde:

NOME  $\equiv$  nome qualquer dado ao componente. Esse nome, que pode ser o nome comercial do JFET, deve ser iniciado, em algumas versões de simuladores, com caractere alfabético (Ex.: BF245B; J2N4856, etc.)

NJF  $\equiv$  Indica JFET canal n.

$V_{To} < 0 \equiv$  JFET de depleção canal n.

#### - Canal p:

```
.model NOME PJF (VTO=-2 BETA=500 $\mu$  LAMBDA=9m PB=0,75 M=0,333 RD=1
+ RS=1 ISR=10f N=1.1)
```

Onde:

NOME  $\equiv$  nome qualquer dado ao componente. Esse nome, que pode ser o nome comercial do *JFET* (Ex.: J2N5114 ou 2N5114, BF254C, etc.)

PJF  $\equiv$  define *JFET* canal **p**.

$V_{To} > 0 \equiv$  *JFET* de depleção canal **p**.

Obs.:  $V_{To}$  deve ser declarado sempre como sendo uma tensão *negativa*, para ambos os tipos. O simulador identificará a polaridade do canal pela declaração *NJF* ou *PJF*.

### - Dados Construtivos:

A Figura 1.15 mostra uma estrutura corriqueira usada na fabricação de um *JFET* canal **n** em circuitos integrados lineares. O corte seccional da Figura 1.15a evidencia algumas diferenças estruturais em relação ao corte esquemático apresentado na Figura 1.1 e usado na dedução das equações teóricas. No transistor real, o canal não está confinado entre duas regiões equipotenciais ( $p^+$ ) de porta, mas entre a porta ( $p^+$ ) e o substrato ( $p^-$ ). Esse fato faz com que o perfil de depleção do canal seja alterado e as equações teóricas, embora não invalidadas, tornem-se imprecisas. A depleção total  $x_n$ , considerada para o cálculo das equações, continua sendo controlada pela porta através da tensão reversa total aplicada,  $V_{GS}$  no lado da fonte e  $V_{GS} - V_{DS}$  no lado do dreno. Essa depleção está situada quase que totalmente na parte superior da camada epitaxial. A junção **np**, situada na parte inferior da camada epitaxial, contribui pouco para o pinçamento do canal, pois sua depleção depende da tensão reversa  $V_{DB}$ , que é a tensão entre o dreno e o substrato. Nesse tipo de estrutura, geralmente o canal é pinçado com uma tensão menor do que a prevista pelas equações teóricas e a tensão de limiar  $V_{To}$  torna-se menos negativa, isto é, menor em módulo [1]. O lugar geométrico de  $V_{Dsat}$  também deixa de ser uma parábola perfeita e a região de transição entre trítodo e pêntodo, por isso, não é bem modelada pelo modelo teórico.

Essa imprecisão de modelagem agrava-se quando a fonte e o substrato não estão ligados no mesmo ponto, isto é, quando  $V_{SB} \neq 0$ , como acontece frequentemente em circuitos integrados.

O *JFET* é construído com a mesma tecnologia de construção do *BJT* e, por isso, pode ser implementado sem nenhum trauma conjuntamente com transistores bipolares, em circuitos integrados analógicos conhecidos como *BIFET*. Comparando-se o corte seccional da Figura 1.15a com o equivalente do *BJT* percebe-se uma grande semelhança entre as duas estruturas. A camada epitaxial,  $d_{epi}$ , é a mesma para os dois componentes. Excetuando-se a camada enterrada **n**<sup>+</sup>, não difundida para o *JFET* canal **n**, as difusões **n**<sup>+</sup> de contato de fonte e dreno são feitas conjuntamente com as difusões **n**<sup>+</sup> de contato de coletor e de emissor, usando-se a mesma máscara fotográfica. Da mesma forma, a difusão **p**<sup>+</sup> de porta pode ser feita conjuntamente com a difusão de base do *BJT*.

As grandezas que mais influenciam no espalhamento dos valores dos parâmetros de modelagem do *JFET* são:  $W$ ,  $L$ ,  $d$  e  $N_d$ . As dimensões  $W$  e  $L$  são planares e podem ser estabelecidas com grande precisão pelas máscaras fotográficas. A concentração de dopantes  $N_d$  pode ser bem controlada no processo de crescimento epitaxial.

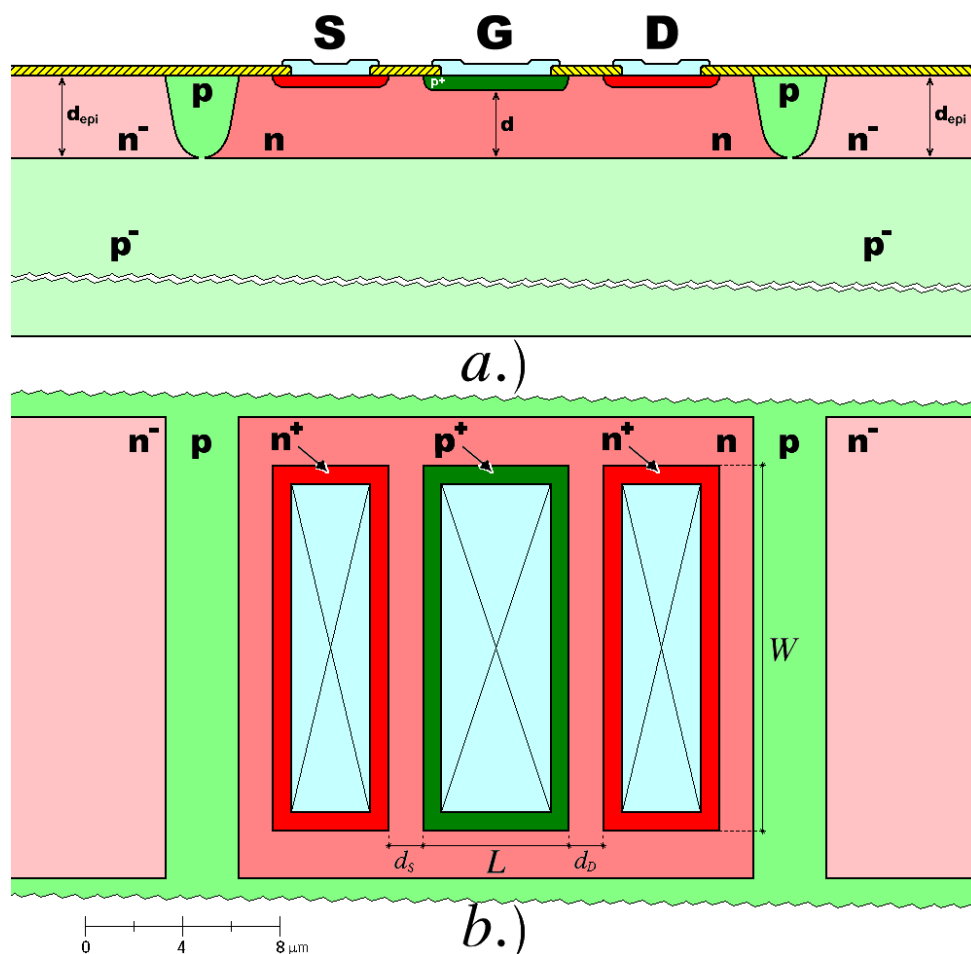


Figura 1.15 – Dados Construtivos de um JFET Canal  $n$  Típico de Circuitos Integrados. a.) Corte Seccional. b.) Planta.

O ponto fraco do processo é, portanto, a obtenção precisa da profundidade de canal,  $d$ , que depende de um processo de difusão  $p^+$ . Em alguns  $CI$ 's, mais precisos e mais onerosos, a região  $p$  de canal é obtida por implantação iônica, como no exemplo da Figura 1.16. A profundidade  $d$  também é obtida pela implantação iônica da região  $n^+$  de porta. Como a implantação iônica é um processo muito preciso, a geometria do JFET fica otimizada.

As dimensões  $d_D$  e  $d_S$ , mostradas na Figura 1.15b, são quase que totalmente responsáveis pelas resistências de perdas  $r_D$  e  $r_S$ , respectivamente. Essas regiões devem ser minimizadas o máximo possível, desde que não violem nenhuma regra do processo de fabricação.

A estrutura da Figura 1.15 é totalmente simétrica em relação à porta e, portanto, os terminais de dreno e de fonte podem ser intercambiados sem nenhuma alteração. A maioria dos JFET's comerciais possuem estrutura simétrica. Em alguns casos, porém, quando se deseja uma resposta em frequências mais estendida para o componente, a capacitância Miller  $C_{GD}$  pode ser minimizada por geometrias diferentes ou dopagens graduais de canal. Nesse caso, a estrutura deixa de ser simétrica. Em estruturas simétricas têm-se as seguintes igualdades de parâmetros:  $r_D = r_S$  e  $C_{GD} = C_{GS}$ . As estruturas assimétricas são feitas de modo que as seguintes relações sejam satisfeitas:  $r_D \ll r_S$  e  $C_{GD} \ll C_{GS}$ .

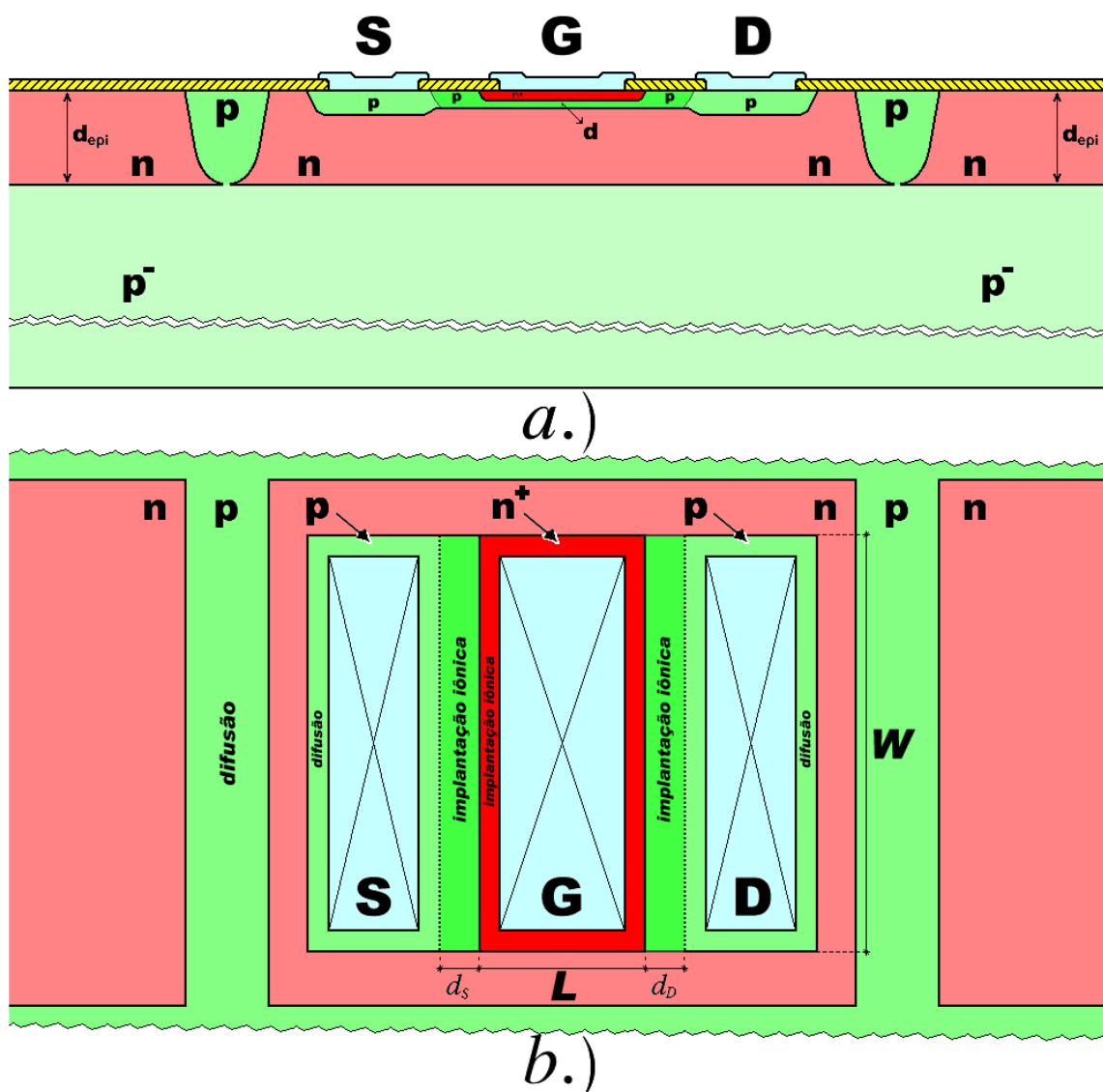


Figura 1.16 - Dados Construtivos de um JFET Canal  $p$  Típico de Circuitos Integrados BiFET's. a.) Corte Seccional. b.) Planta.

### 1.3 - Referências

1. R. S. Muller, T. I. Kamins, *Device Electronics for Integrated Circuits*, 2<sup>th</sup> Edition, John Wiley & Sons, Inc., N. York, USA, 1986, Cap. 4.
2. P. Antognetti, G. Massobrio, *Semiconductor Device Modeling with SPICE*, McGraw-Hill Book Co., Singapore, Mal., 1988, Cap. 3.
3. A. S. Sedra, K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, 4<sup>th</sup> Edition, Oxford University Press, N. York, 1998, Cap. 5.
4. P. R. Veronese, *Junções*, SEL, EESC, USP, 2009.