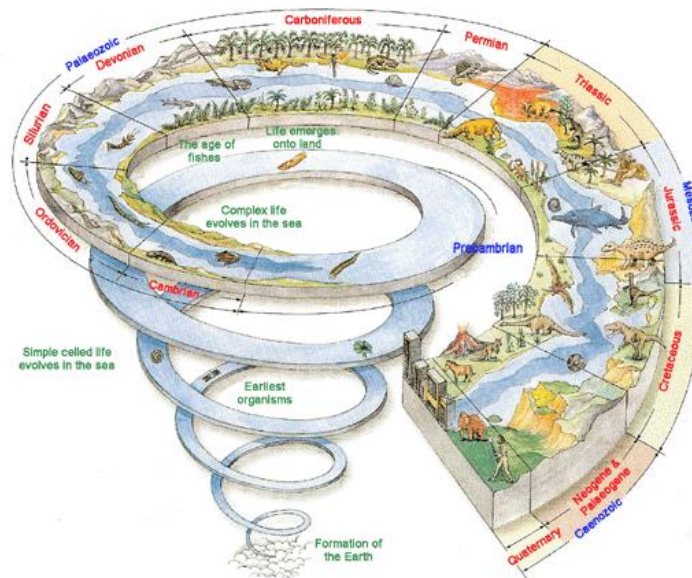


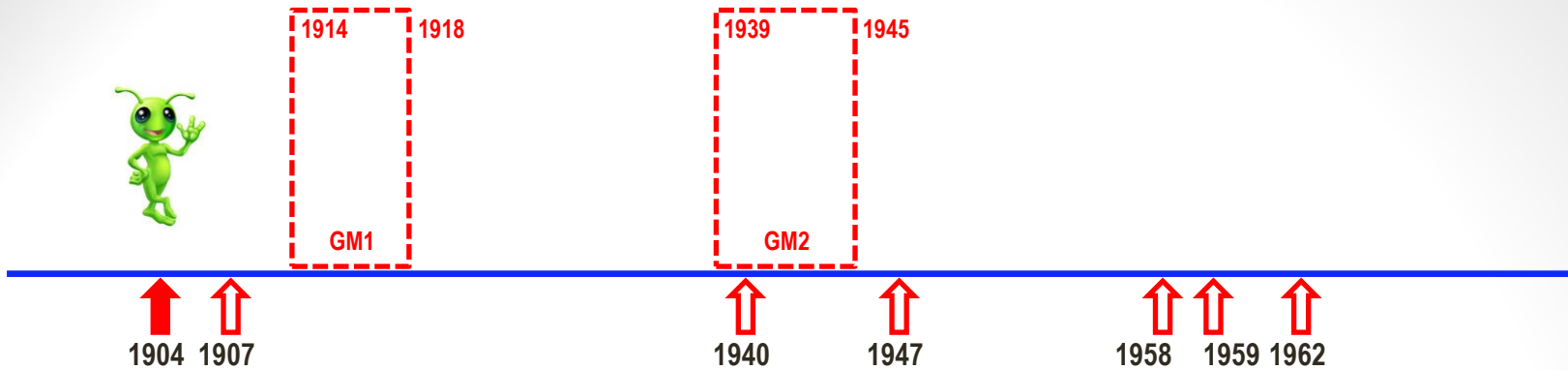
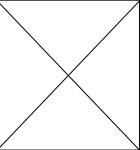
EN2719

Dispositivos Eletrônicos

O Transistor MOS - histórico e estrutura física

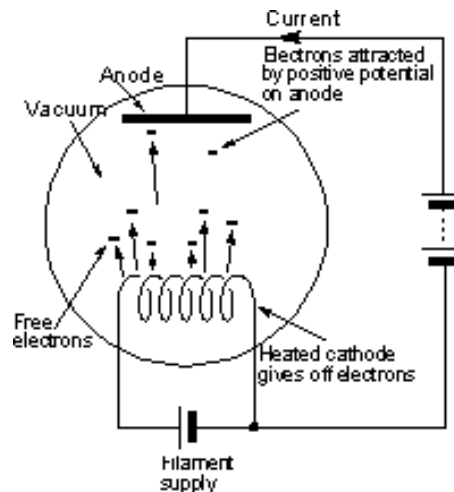


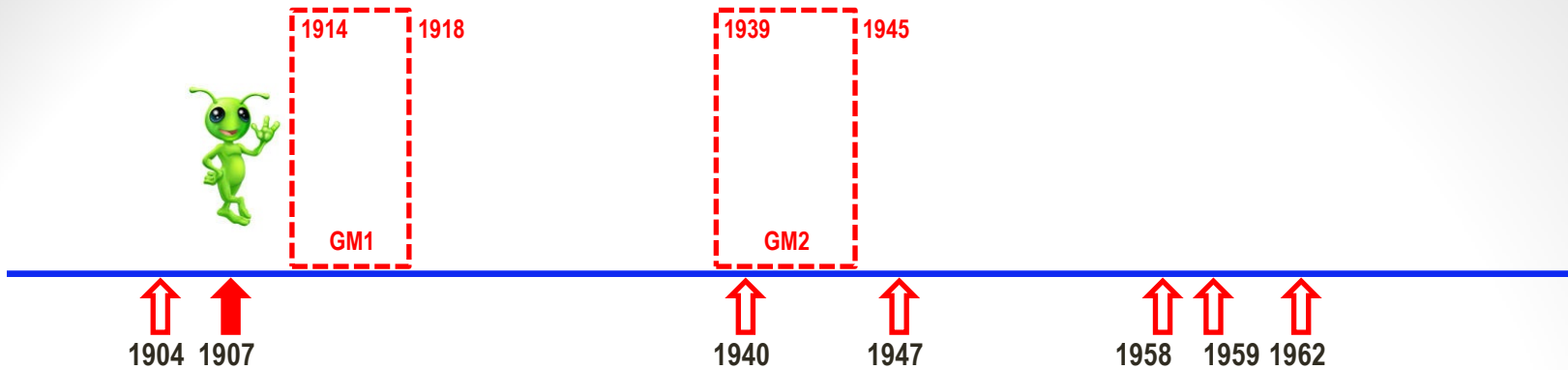
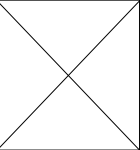
Prof. Carlos Reis
Sala:705-1-A



1904 - Invenção da válvula Termiônica (diodo)

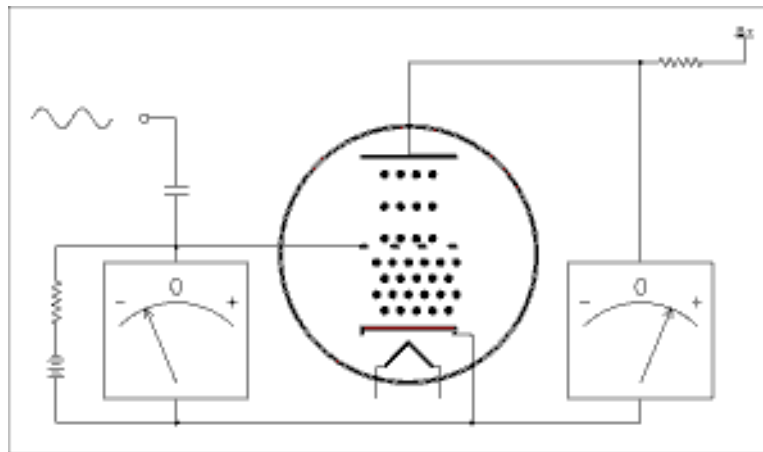
Sir John Ambrose Fleming, um professor de engenharia elétrica da University College em Londres e primeiro conselheiro científico para a Companhia Marconi, inventa a válvula termiônica, ou diodo, um retificador de dois eletrodos





1907 - Invenção da válvula triodo

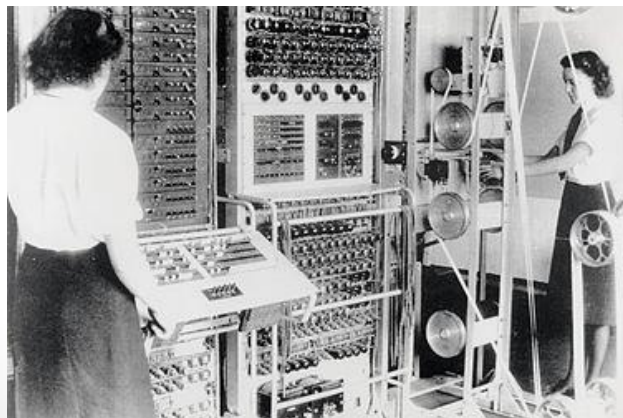
Lee De Forest, um inventor americano, agregou valor ao díodo de Fleming introduzindo uma grade condutora entre os dois elementos no tubo de vácuo. A válvula triodo permitiu implementar um amplificador de sinais.



Tecnologia dos anos 20-40



Osram CMG8 Foto Célula p/
indústria cinematográfica
(1920)

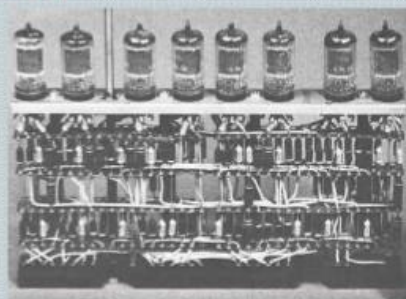


Colossus
1943–1945

First Generation [1940-1954]

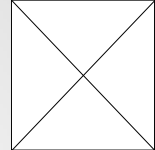
14

- Time period : 1940-1954
- Technology : Vacuum Tube based Computer / Used Vacuum tubes for circuitry and magnetic drums for memory
- Cost : Very Expensive
- Size : Bigger in size
- Input / Output : Punch Card



Created by Tarikur Rahman - IUBAT

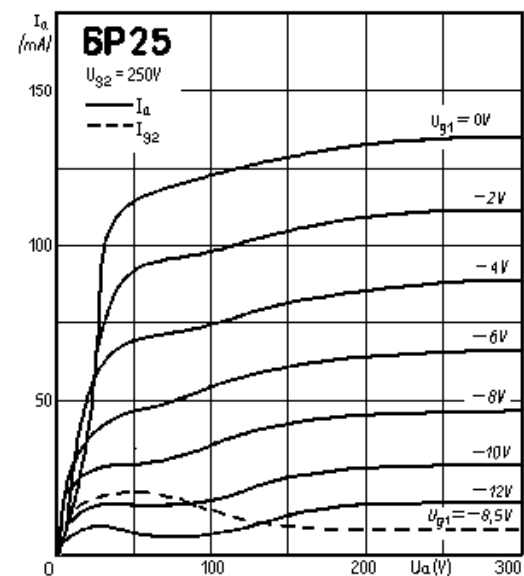
Tecnologia dos anos 20-40



4/14/2019

UFABC – Dispositivos Eletrônicos

[5]



Característica $I_x V$ de
uma válvula triodo
(1952)



Transmissor
(1952)



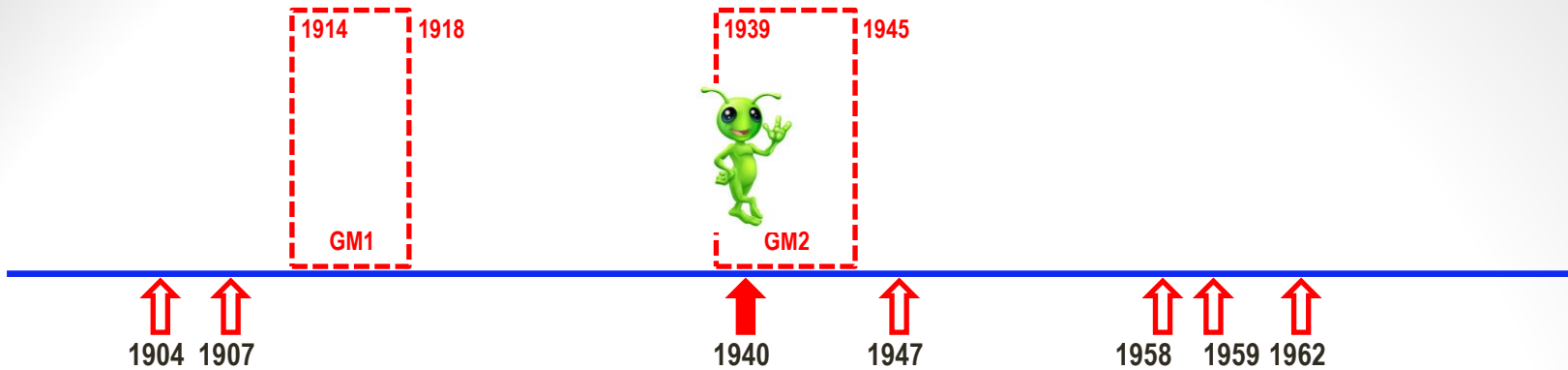
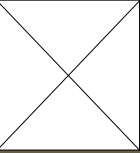
Receptor militar
(1944)



RADIO (1935)



TV (1949)

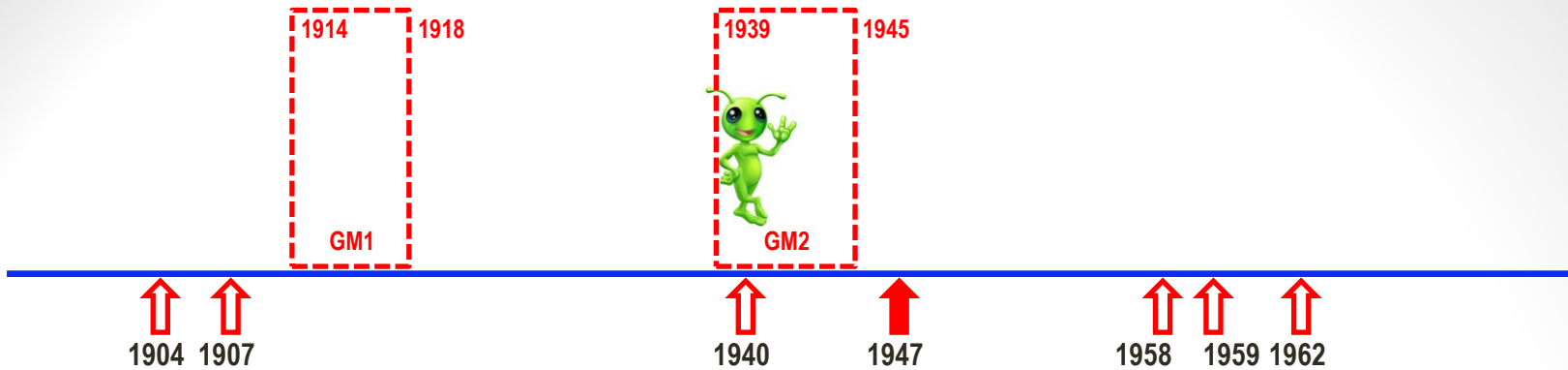
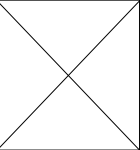


1940 – *Descoberta do efeito fotoelétrico em cristais*

Russell Ohl, um pesquisador da Bell Labs, descobre que pequenas quantidades de impurezas em cristais semicondutores criam propriedades fotoelétricas e outras propriedades potencialmente úteis.

Ao incidir luz sobre um cristal de silício com uma rachadura no seu interior, um voltímetro ligado ao cristal mostra uma variação próxima de meio volt. A fenda, é uma junção PN natural com impurezas, tendo em um lado excesso de elétrons (cargas negativas) e no outro um déficit (cargas positivas).

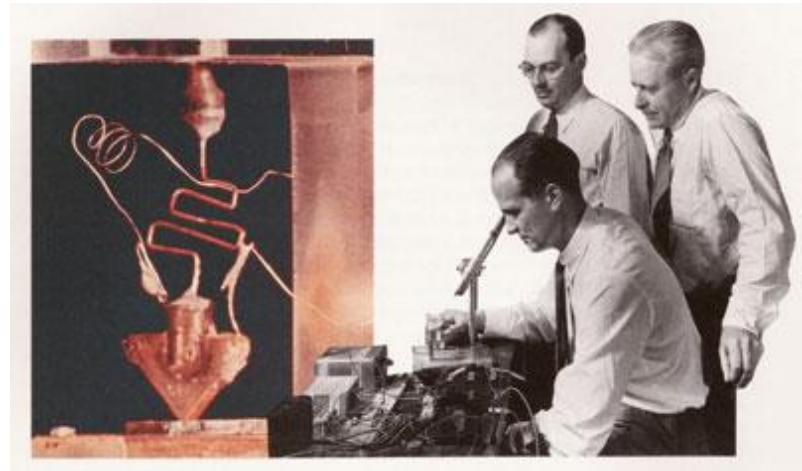


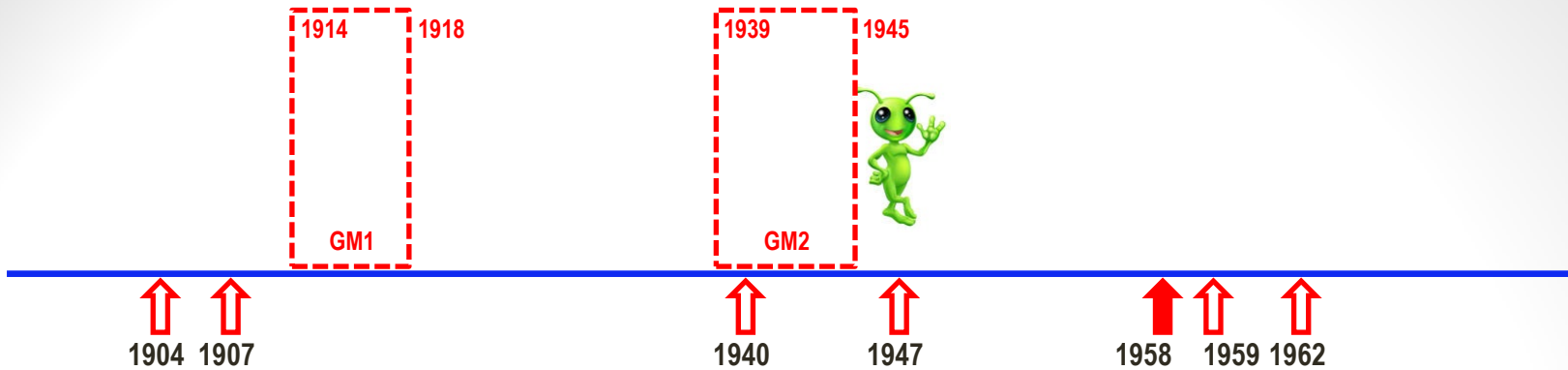
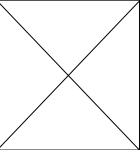


1947 - Invenção do transistor de contato de ponto

John Bardeen, Walter Brattain H., e William B. Shockley, da Bell Labs inventam o transistor. Brattain e Bardeen constroem o primeiro transistor de contato de ponto, feito de dois contatos de folha de ouro sobre um cristal de germânio.

O dispositivo com dimensões milimétricas permite a amplificação de sinais. Shockley melhora o conceito do transistor introduzindo a estrutura tipo sanduíches de junções N e P de germânio.

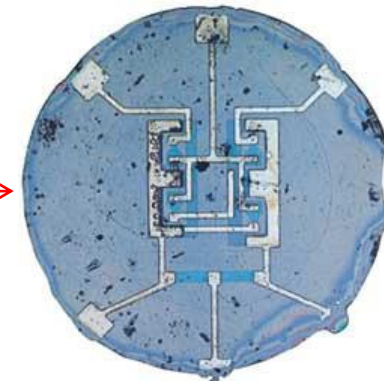
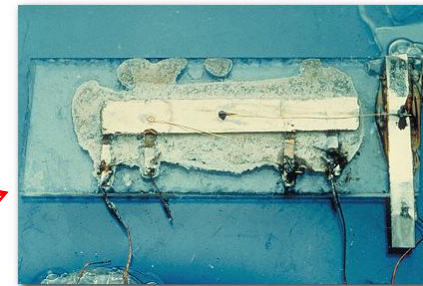


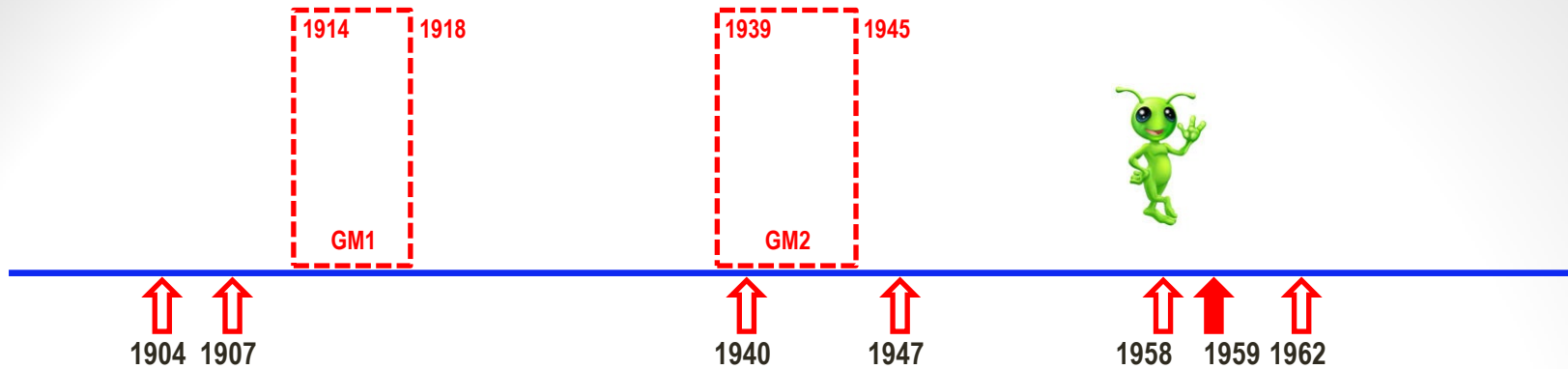
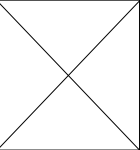


1958 - Invenção do Circuito Integrado

Jack Kilby, um engenheiro eletrônico da Texas Instruments, e Robert Noyce da Fairchild Semiconductor independentemente inventaram o circuito integrado. Em setembro de 1958, Kilby constrói um circuito integrado que inclui vários componentes ligados com fios de ouro em um minúsculo chip de silício, criando um "circuito integrado." (Em 06 de fevereiro de 1959, uma patente é concedida a TI para "circuitos eletrônicos miniaturizados.").

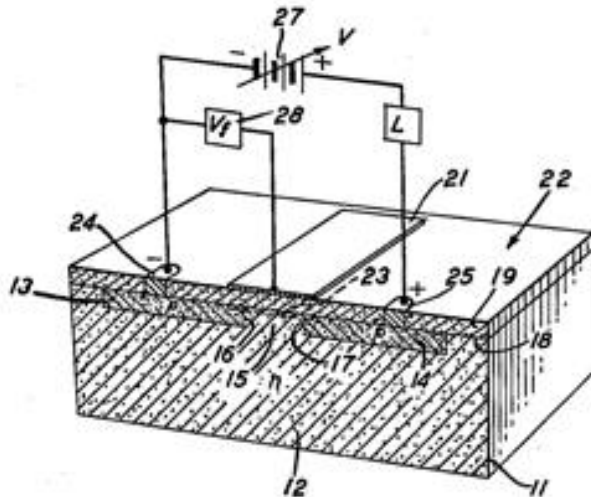
Em janeiro de 1959, Noyce desenvolve o seu circuito integrado utilizando o processo de tecnologia planar, desenvolvido por um colega, Jean Hoerni. Em vez de ligar circuitos individuais com fios de ouro, Noyce utiliza conexões de metal depositado, um método que permite a produção de miniaturização e de massa. Noyce registra uma patente em 30 de julho de 1959.





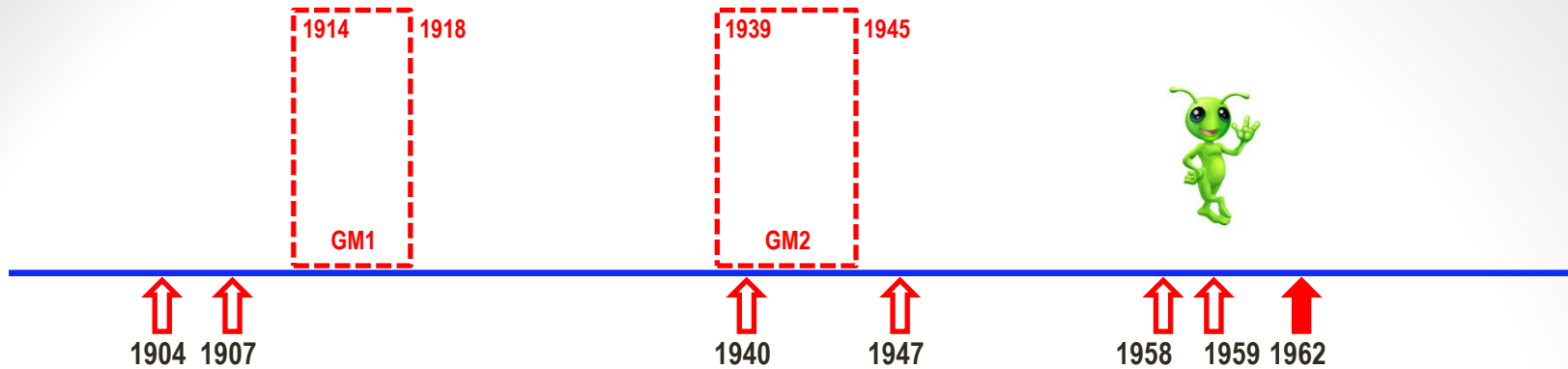
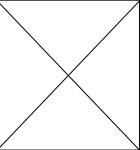
1959 - Primeiro Transistor MOS funcional

Os pesquisadores John Attala e Dawon Kahng da Bell Labs fazem uma demonstração do primeiro transistor funcional de efeito de campo baseado na estrutura Metal-Oxido-Semicondutor. O problema devido aos estados de superfície, que bloqueavam a penetração do campo elétrico no semicondutor, havia sido (finalmente) superado no novo dispositivo.



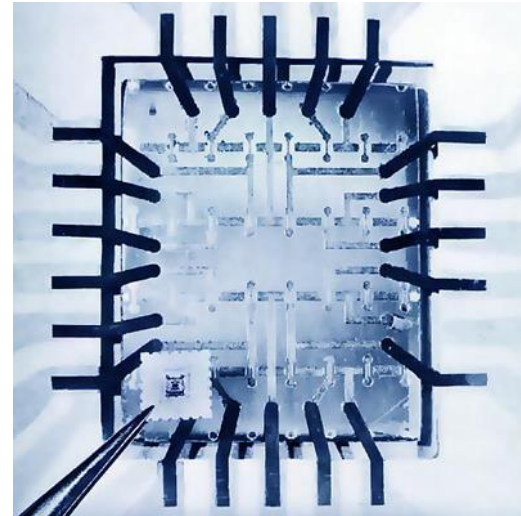
ELECTRIC FIELD CONTROLLED SEMICONDUCTOR DEVICE

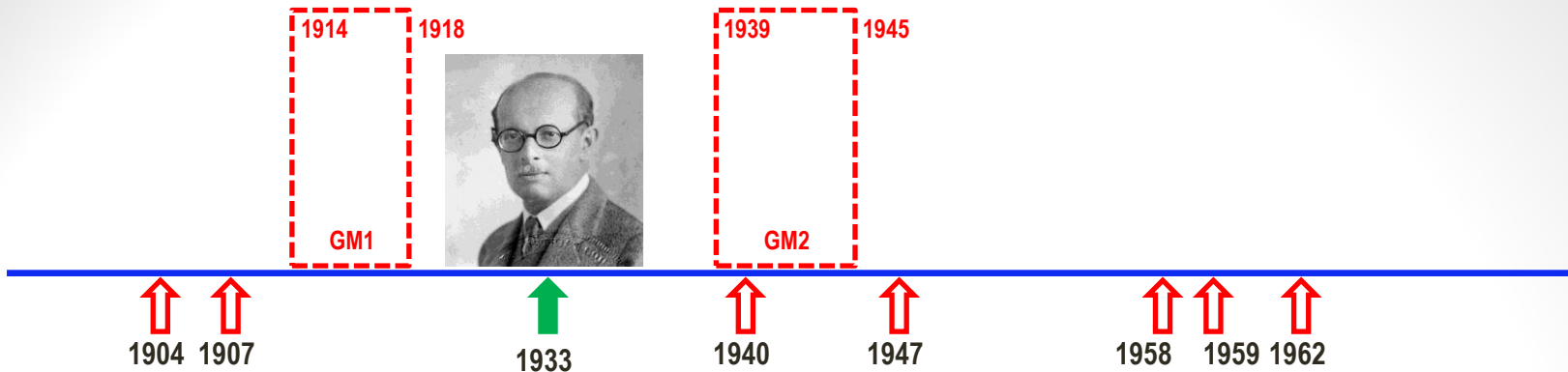
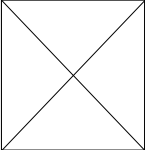
Filed May 31, 1960



1962 – Primeiro Circuito Integrado MOS

Os engenheiros Steven Hofstein e Heiman Frederic do laboratório de pesquisa da RCA em Princeton, New Jersey, desenvolvem um circuito integrado contendo 16 transistores MOS (Portas Lógicas NOR com transistores de canal-N).



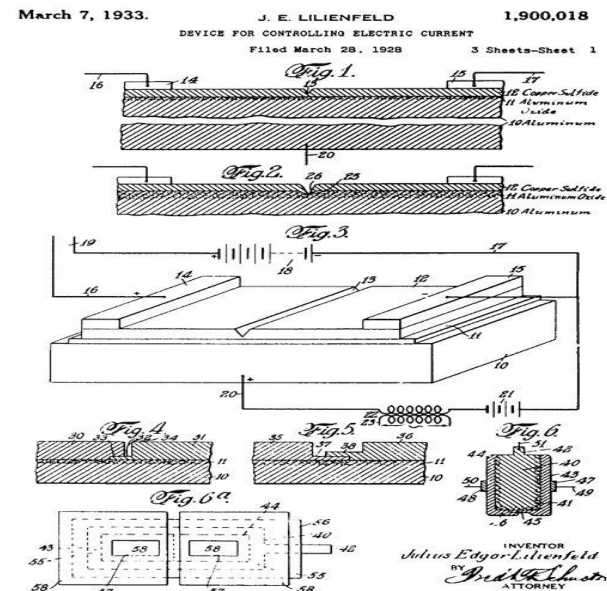


1933 - Invenção de Lilienfeld

Em 1933, nos Estados Unidos, foi concedida a Julius Edgar Lilienfeld a patente de um dispositivo cuja estrutura é semelhante ao atual transistor MOS de Efeito de Campo.

Lilienfeld não publicou nenhum trabalho científico que comprovasse a funcionalidade da sua invenção. Não há evidências de que tenha construído o dispositivo.

A patente de Julius Lilienfeld foi depositada em 1928.



Patente de Lilienfeld

March 7, 1933.

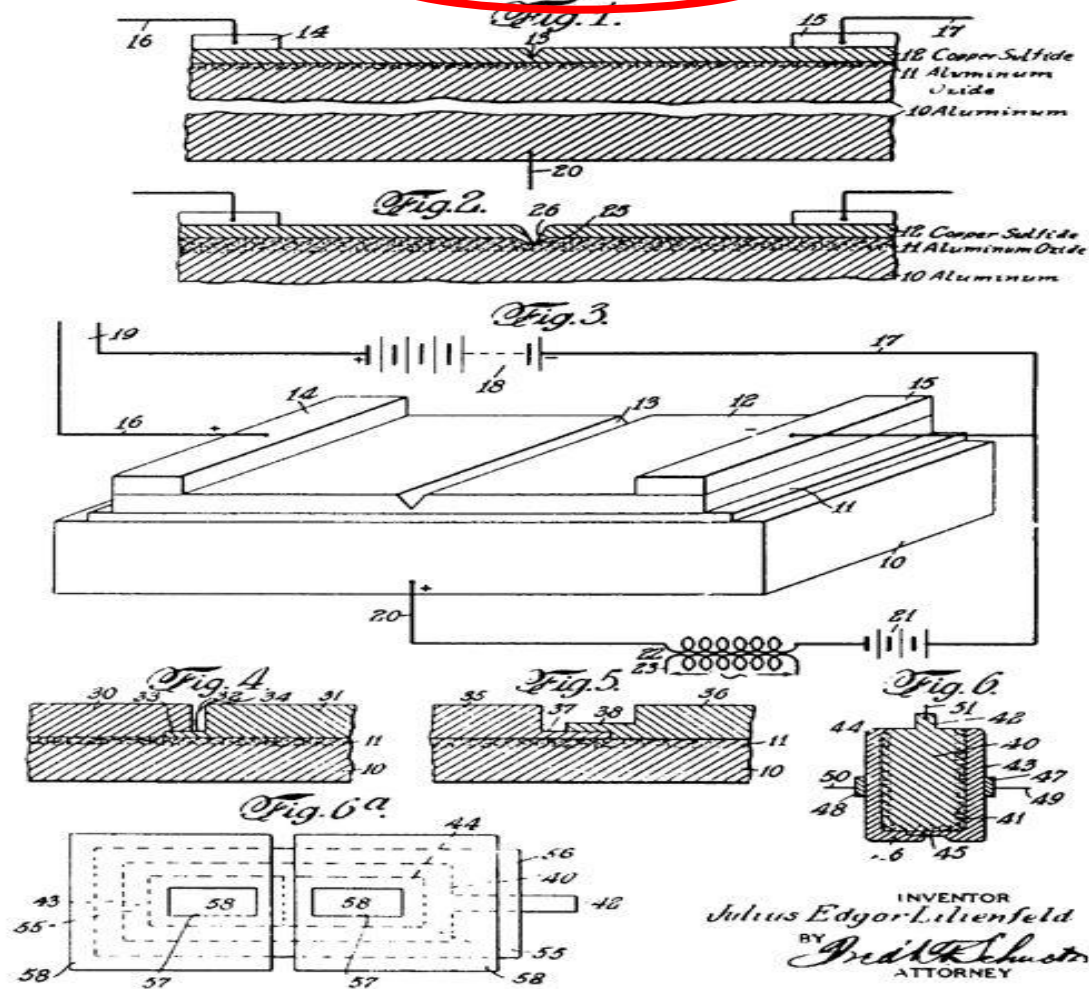
J. E. LILIENFELD

1,900,018

DEVICE FOR CONTROLLING ELECTRIC CURRENT

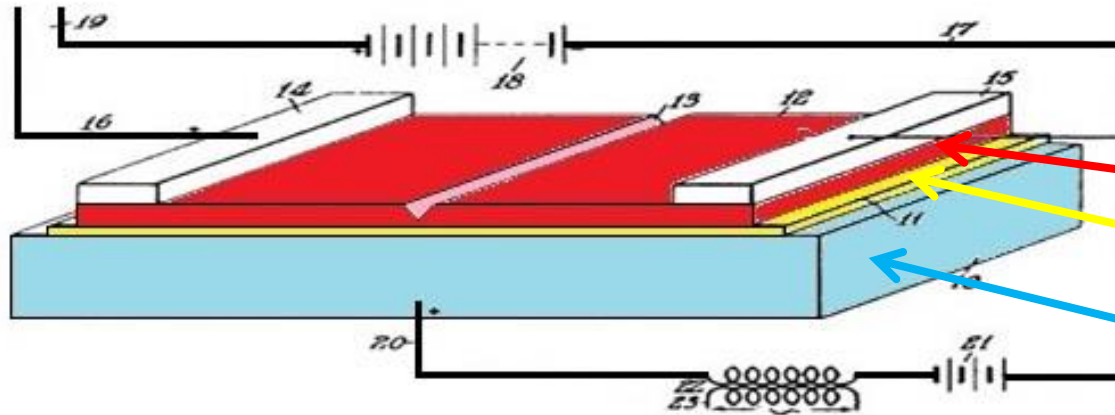
Filed March 28, 1928

3 Sheets-Sheet 1



INVENTOR
Julius Edgar Lilienfeld
BY *Fred K. Schuster*
ATTORNEY

O dispositivo de Lilienfeld



Condutor (CuS)

Isolante (Al_2O_3)

Condutor (Al)

The invention relates to a device for use in connection with electric circuits, more particularly in the variation of the current characteristics thereof, for example, as a novel amplifier or rectifier (detector) element to be included in a suitable circuit.

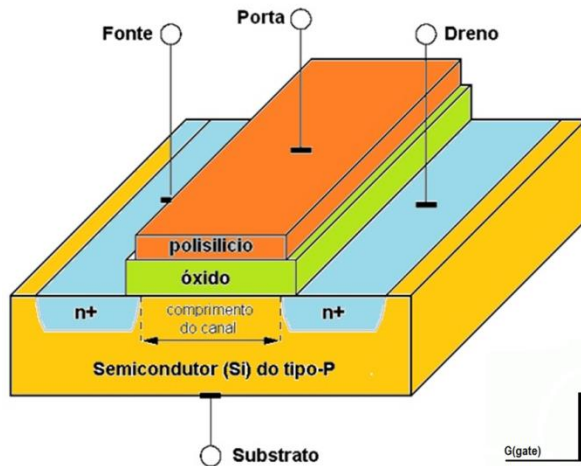
It has for its object the provision of a simple, compact and substantial device of this character which will be comparatively inexpensive to construct. The novel device may embody, for example, an amplifier in the use of which no filament heating or electron-producing means of this character are required, which device, moreover, may be operated under much lower voltage conditions than heretofore. Likewise, it is also adaptable to the rectification (detection) of oscillating currents.

An intense electrostatic field is thus set up, or rather rendered available, at the depressed portion 13 of coating 12 throughout its full volume and controls the conductivity of the coating at said portion. Incoming oscillations delivered through the circuit 23 and transformer 22 into the amplifier unit will affect this field to cause thereby changes in said conductivity of the conducting layer, more particularly at its said depressed portion or portion of molecular thickness 13, which changes in conductivity effect variations in the current delivered to the output circuit 19, in manner well understood.

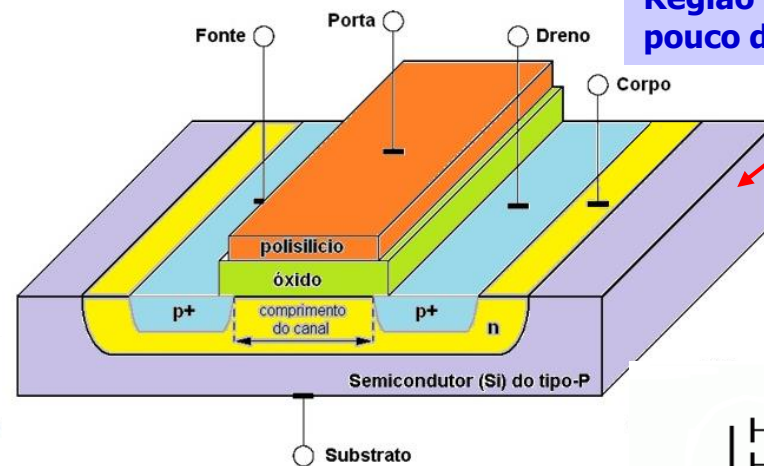
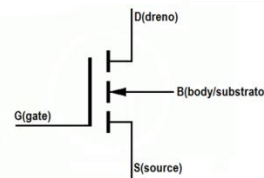


Nos anos 40, William Shockley idealizou um dispositivo construído com material semicondutor cuja condutividade seria controlada pela aplicação de um campo elétrico externo – a proposta do que hoje é conhecido como o transistor de Efeito de Campo.

Devido a problemas com os materiais com que eram construídos os dispositivos[§], Shockley não teve sucesso em construir um dispositivo funcional.

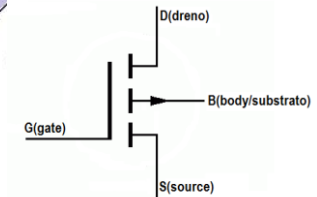


Canal-N



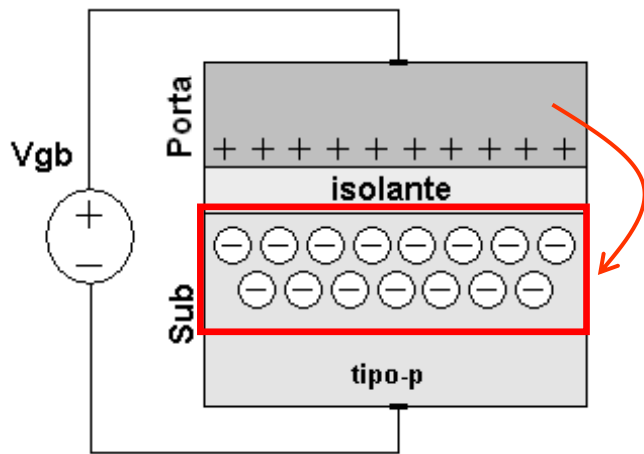
Canal-P

Região do tipo P pouco dopada



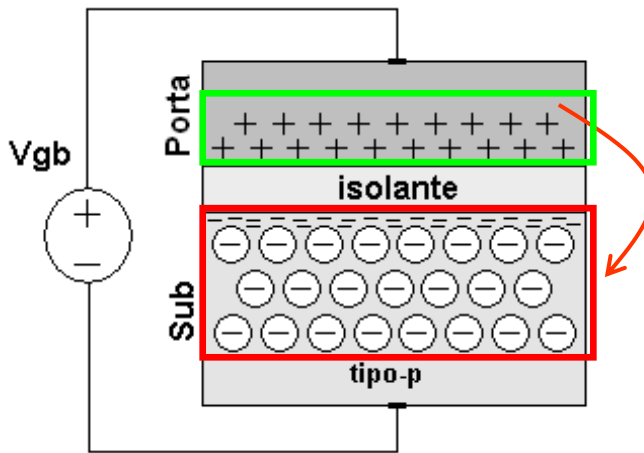
[§]: Na verdade, segundo Bardeen, o que impedia o funcionamento do dispositivo idealizado por Shockley era um fenômeno que ele (Bardeen) havia denominado de estados de superfície.

Funcionamento do transistor MOS



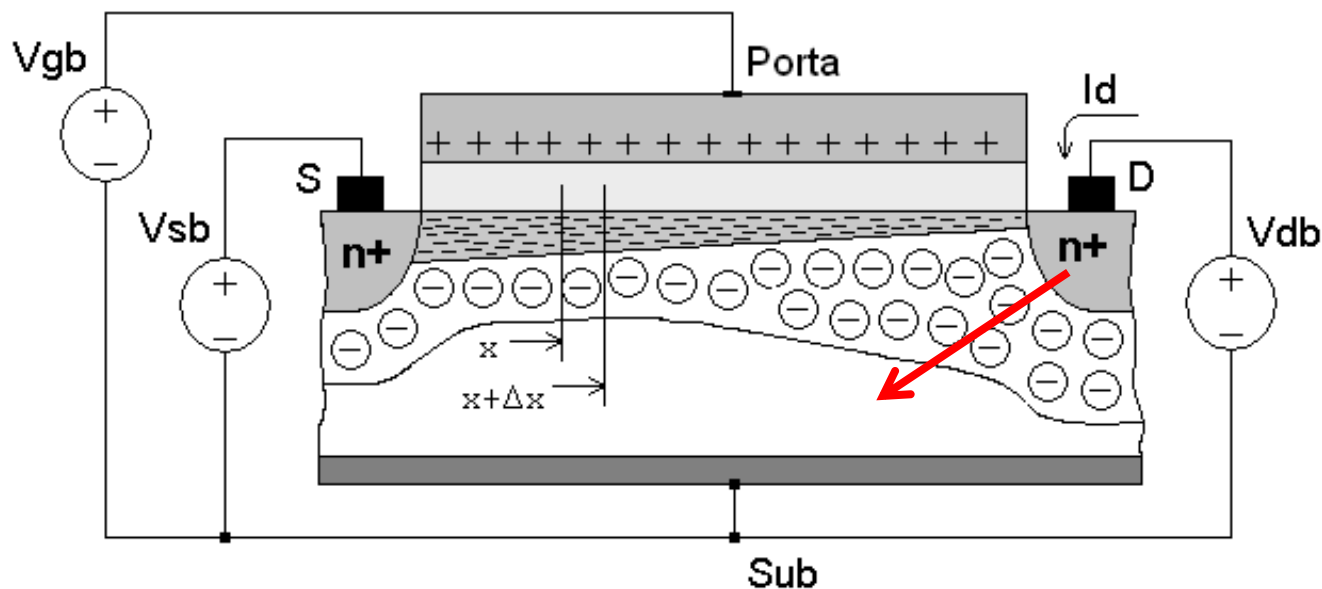
$$V_{gb} > V_{\text{flatband}}$$

o potencial positivo da Porta provoca o afastamento de lacunas livres da superfície do substrato, deixando descobertos átomos aceitadores nesta região, que nestas condições é chamada de região de depleção



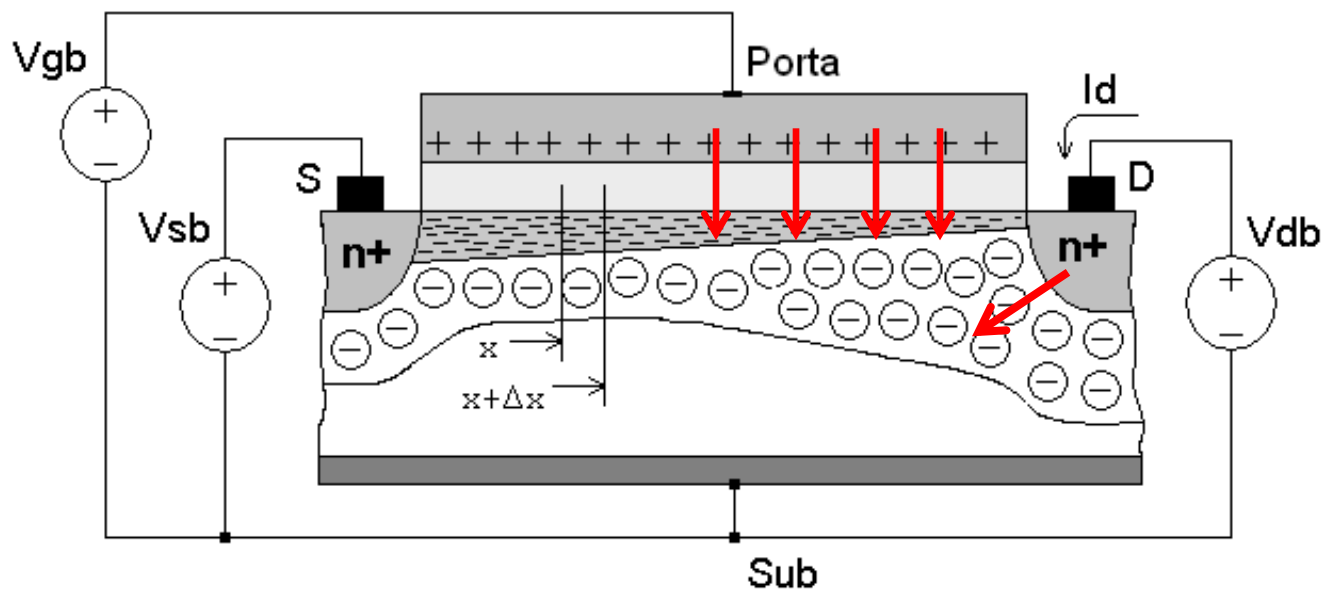
$$V_{gb} \gg V_{\text{flatband}}$$

O aumento contínuo da tensão V_{gb} provoca o aumento das cargas positivas na Porta (átomos doadores descobertos). Como consequência, o potencial da superfície do semiconductor se torna suficientemente positivo a ponto de atrair elétrons livres para a região da interface Isolante-Substrato.



Se o potencial do Dreno é diferente do potencial da Fonte, um campo elétrico horizontal é estabelecido, que, no entanto, é bem menos intenso do que o campo elétrico vertical. O campo elétrico horizontal faz com que se tenha uma variação do potencial da superfície, que aumenta monotonamente deste o terminal S até D.

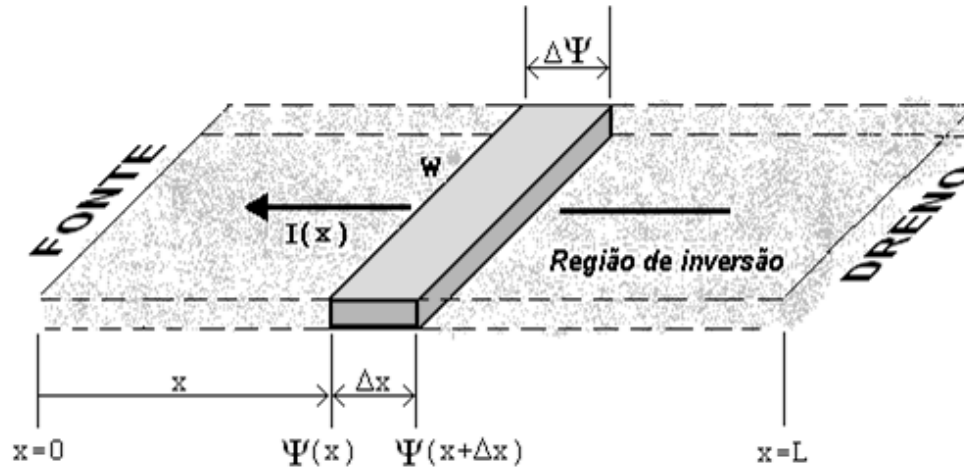
Com o potencial do terminal Dreno (positivo em relação ao substrato) tendo maior amplitude do que no terminal Fonte, mais expressivo é o afastamento de lacunas livres nesta região, acarretando o aumento da região de depleção em torno do Dreno.



O aumento da tensão positiva aplicada na Porta provoca o aumento do potencial de superfície, inicialmente afastando lacunas e depois atraindo elétrons a tal ponto que a região próxima e abaixo da fronteira com o óxido passa a ter **polaridade invertida**.

Uma parte destes elétrons tem origem no processo de geração de pares elétron-lacuna por agitação térmica. Outra parte, a mais expressiva, provém das regiões de Fonte e Dreno onde são abundantes. O potencial positivo do Dreno reduz a região de inversão nas proximidades do Dreno.

Condução no canal (Corrente de dreno)



A corrente de dreno resulta de dois mecanismos que causam o deslocamento de portadores: **deriva e difusão**.

$$I(x) = I_{der}(x) + I_{dif}(x)$$

Uma fatia da camada de inversão compreendida entre as distâncias x e $(x+\Delta x)$ está sujeita, nas suas respectivas laterais, aos potenciais de superfície $\psi(x)$ e $\psi(x+\Delta x)$.

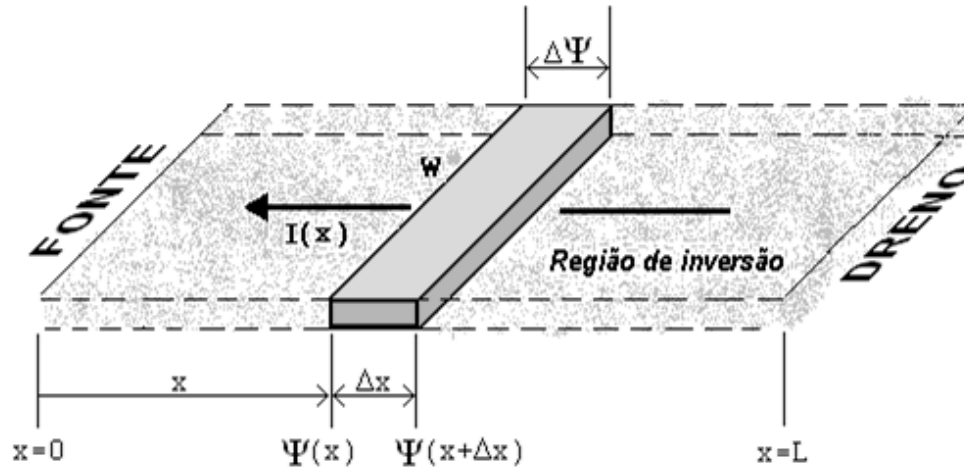
Deriva → $I_{der}(x) = \mu(-Q'_I) \frac{W}{\Delta x} \Delta\Psi(x)$

Admitindo que: [velocidade do elétron] \propto [campo elétrico]
 Q'_I é a quantidade de cargas (invertidas) por área em \underline{x} .

Quando Δx tende a zero, a razão $\Delta\Psi(x)/\Delta x$ tende à derivada do potencial em relação a x , logo:

Deriva →
$$I_{der}(x) = \mu W (-Q'_I) \frac{d\Psi(x)}{dx}$$

Condução no canal (Corrente de dreno)



A componente de **difusão** é proporcional à variação da concentração de portadores, tendo como constante de proporcionalidade a constante de difusão D .

A constante de difusão, por sua vez, está relacionada com a mobilidade e com a temperatura através da relação de Einstein:

$$D = \mu \phi_t \quad \text{onde} \quad \phi_t = \frac{kT}{q}$$

Assim, a componente de **difusão** será:

$$I_{dif}(x) = \mu W \phi_t \frac{dQ'_I}{dx}$$

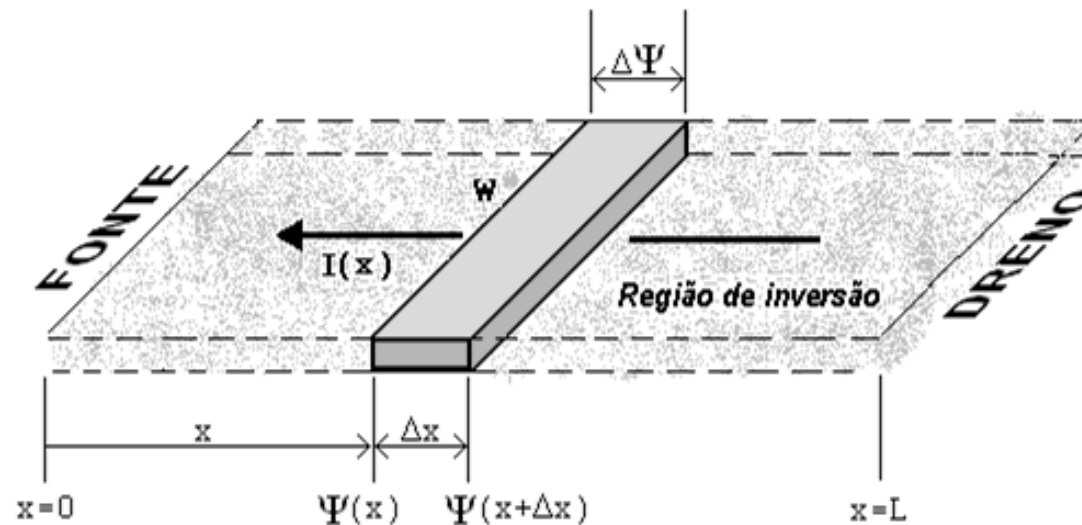
Como neste equacionamento considera-se que o transistor opera sob potenciais estáticos, em regime DC, a corrente que flui na região de inversão, ou seja, do canal, é a mesma em qualquer ponto x. Esta é a corrente de dreno.

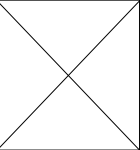
A partir das equações anteriores, a corrente de dreno pode ser escrita como :

$$I_d = \mu W (-Q'_I) \frac{d\Psi}{dx} + \mu W \phi_t \frac{dQ'_I}{dx}$$

Sabe-se que há uma variação do potencial de superfície desde a Fonte até o Dreno, pois a tensão positiva aplicada no Dreno é maior que a tensão (também positiva) aplicada à Fonte.

Sendo assim, consideremos, Ψ_0 o potencial de superfície na fronteira da Fonte, ou seja, no ponto $x=0$ e Ψ_L o potencial de superfície na fronteira do Dreno, onde $x=L$.





Consideremos ainda, nos pontos extremos do canal, os seguintes valores para a densidade de carga invertida. Q'_{I0} no ponto $x=0$ e Q'_{IL} no ponto $x=L$.

Com base nestas considerações, calculemos a integral da equação anterior no intervalo que corresponde ao comprimento do canal:

$$\int_0^L Id \, dx = W \int_{\Psi_0}^{\Psi_L} \mu(-Q'_I) \, d\Psi + W \phi_t \int_{Q'_{I0}}^{Q'_{IL}} \mu \, dQ'_I$$

Como a corrente Id não depende de x : $\int_0^L Id \, dx = Id \cdot L$

$$\text{Portanto, } Id = \frac{W}{L} \left[\int_{\Psi_0}^{\Psi_L} \mu(-Q'_I) \, d\Psi + \phi_t \int_{Q'_{I0}}^{Q'_{IL}} \mu \, dQ'_I \right]$$

Após algumas transformações [*]:

$$Id = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left\{ (V_{gs} - V_{FB} - 2\phi_F) V_{ds} - \frac{1}{2} V_{ds}^2 - \frac{2}{3} \gamma \left[(2\phi_F + V_{sb} - V_{ds})^{3/2} - (2\phi_F + V_{sb})^{3/2} \right] \right\}$$

Onde: $\gamma = \frac{F \sqrt{Na}}{C'_{ox}}$ e $F = \sqrt{2q\epsilon_s}$ $F_{Silicio} \approx 0,00579 fC(\mu m \cdot V)^{-1/2}$

[*] Leitura recomendada:

Y. Tsividis, "Operation and Modeling of the MOS Transistor", 2nd Edition, McGraw-Hill, New York, 1999.

P. Richman, "MOS Field-Effect Transistors and Integrated Circuits", John Wiley, 1973

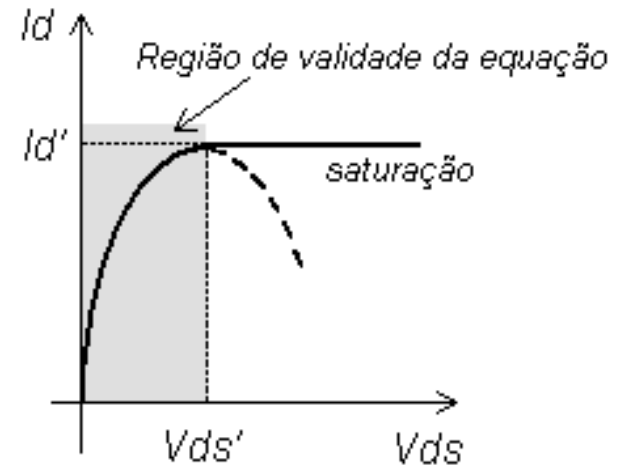
$$I_d = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left\{ (V_{gs} - V_{FB} - 2\phi_F) V_{ds} - \frac{1}{2} V_{ds}^2 - \frac{2}{3} \gamma \left[(2\phi_F + V_{sb} - V_{ds})^{3/2} - (2\phi_F + V_{sb})^{3/2} \right] \right\}$$

A validade da relação acima se restringe ao intervalo compreendido entre $V_{ds}=0$ e $V_{ds}=V_{ds}'$.

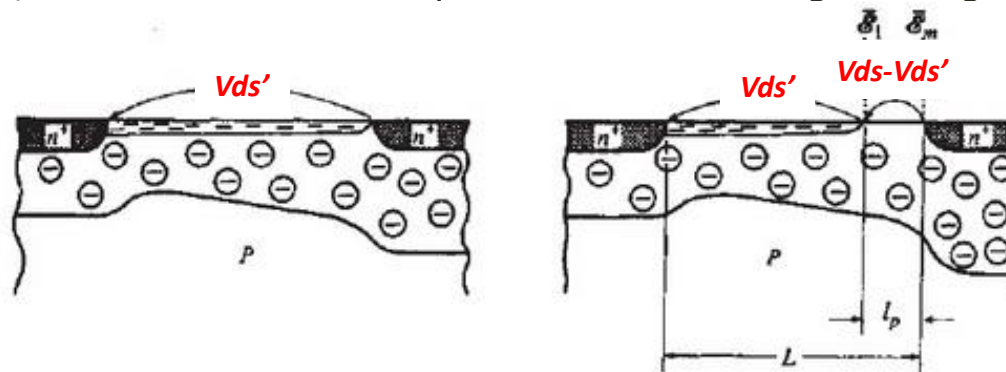
A tensão V_{ds}' corresponde ao máximo da função $I_d(V_{ds})$. A partir deste ponto, a corrente de dreno assume um valor constante, $I_d=I_d'$, atingindo, portanto, a saturação.

No ponto máximo da função temos que: $\frac{dI_d}{dV_{ds}} = 0$

$$V_{ds}' = V_{gs} - 2\phi_F - V_{FB} + \frac{\gamma^2}{2} - \gamma \sqrt{V_{gs} - V_{FB} + V_{sb} + \frac{\gamma^2}{4}}$$

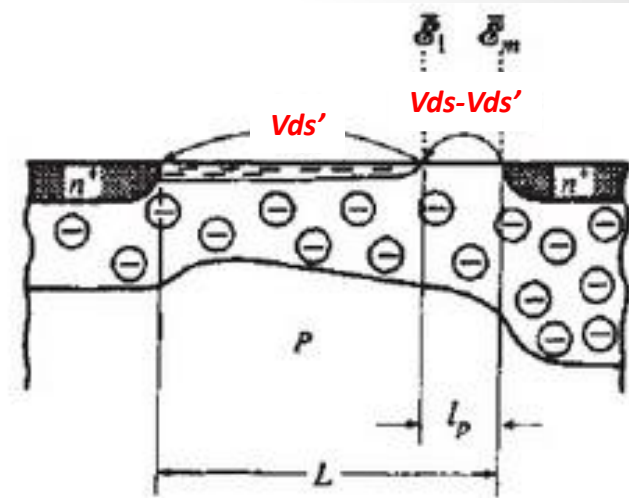


Assume-se que a tensão V_{ds}' ocorre na extremidade final do canal. Neste ponto, $|Q'_1|$ tem um valor muito próximo de zero, sendo muito menor do que a densidade de cargas da região de depleção.



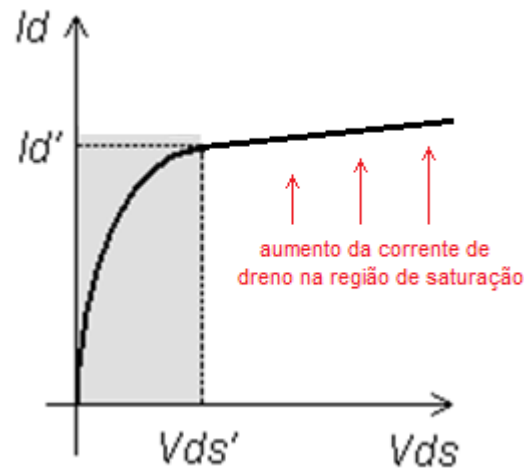
Se o valor de V_{ds} aumentar além de V_{ds}' , o valor de $|Q'_1|$ diminuirá ainda mais. Como consequência, esta região onde havia cargas invertidas, ou seja, canal, deixa de existir, tornando-se um espaço da região de depleção.

É importante observar que mesmo com a interrupção do canal, há condução de corrente entre os terminais dreno e fonte do transistor. Ou seja, os elétrons do canal atravessam a região de depleção (mecanismo semelhante ao que se verifica em uma junção PN). Como a densidade de elétrons nesta região é muito baixa a velocidade dos elétrons na “travessia da região interrompida” é muito alta!



Qualquer aumento subsequente da tensão V_{ds} implicará na diminuição do comprimento do canal, e a tensão excedente a $V_{ds'}$ contribuirá para o aumento do campo elétrico na região de depleção entre a extremidade do canal e o terminal Dreno do transistor.

Este fenômeno é conhecido como Modulação do Comprimento do Canal.



Embora precisa, dentro das condições em que foi deduzida, a equação que relaciona a corrente de dreno com as tensões terminais do transistor é complexa e difícil de ser manuseada.

$$I_d = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left\{ (V_{gs} - V_{FB} - 2\phi_F) V_{ds} - \frac{1}{2} V_{ds}^2 - \frac{2}{3} \gamma \left[(2\phi_F + V_{sb} - V_{ds})^{3/2} - (2\phi_F + V_{sb})^{3/2} \right] \right\}$$

Os termos que têm expoente 3/2, principais responsáveis pela complexidade da equação, têm origem na função raiz quadrada que descreve a distribuição das cargas invertidas que geram o canal.

$$Q'_I = -C'_{ox} \left(V_{GB} - V_{FB} - 2\phi_F - V_{CB} + \frac{Q'_B}{C'_{ox}} \right)$$

Q'_B é a quantidade de carga por unidade de volume no substrato

V_{CB} é o potencial do canal em relação ao substrato.

Esta carga na região de depleção (Q'_B) está associada ao potencial de superfície conforme a equação:

$$Q'_B = -C'_{ox} \cdot \gamma \sqrt{\Psi} \quad \text{Ou seja:} \quad \frac{Q'_B}{C'_{ox}} = -\gamma \sqrt{\Psi}$$

Em qualquer ponto x ao longo do canal, o potencial de superfície é dado por:

$$\Psi(x) = 2\phi_F + V_{CB}(x)$$

$V_{CB}(x)$ é o potencial do canal em relação ao substrato na posição x.

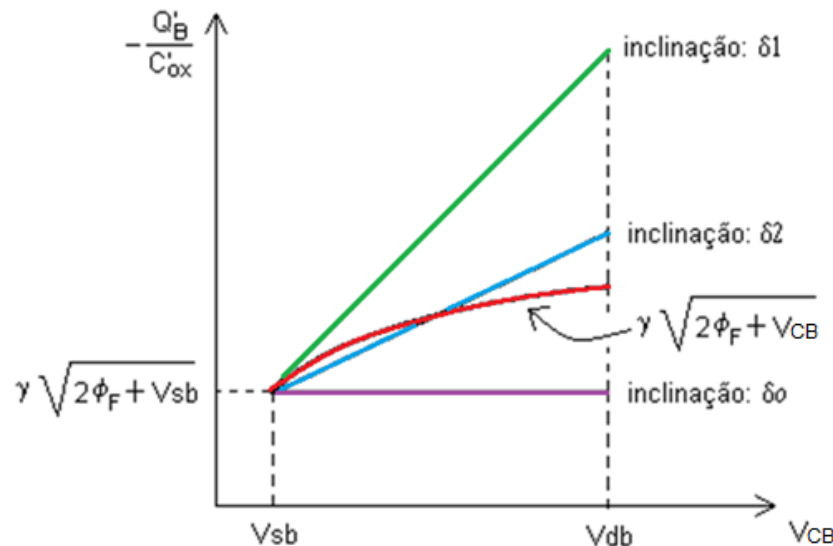
Das relações anteriores, temos que: $\frac{Q'_B}{C'_{ox}}(x) = -\gamma \sqrt{2\phi_F + V_{cb}(x)}$

Esta função pode ser aproximada por uma reta que passa pelo ponto em que $V_{CB}=V_{SB}$ (extremidade S do canal) e tem inclinação δ .

$$\frac{Q'_B}{C'_{ox}}(x) \approx \gamma \sqrt{2\phi_F + V_{sb}} + \delta [V_{cb}(x) - V_{sb}]$$

De acordo com inclinação δ escolhida, diferentes aproximações por reta são possíveis!

Função e retas que podem ser adotadas como aproximações aceitáveis para descrever o seu comportamento:



Considerando esta aproximação linear na equação da corrente de dreno, temos:

$$I_d = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[(V_{gs} - V_{FB} - 2\phi_F - \gamma \sqrt{2\phi_F + V_{sb}}) V_{ds} - \frac{1}{2} (1 + \delta) V_{ds}^2 \right]$$

Se definirmos a variável V_{TH} , como sendo $V_{TH} = V_{FB} + 2\phi_F + \gamma \sqrt{2\phi_F + V_{sb}}$

Esta variável é conhecida como a tensão de Threshold $V_{TH} = V_{TH0} + \gamma (\sqrt{2\phi_F + V_{sb}} - \sqrt{2\phi_F})$

Onde: $V_{TH0} = V_{FB} + 2\phi_F + \gamma \sqrt{2\phi_F}$

A tensão V_{ds}' também pode ser explicitada como: $V_{ds}' = \frac{V_{gs} - V_{TH}}{1 + \delta}$

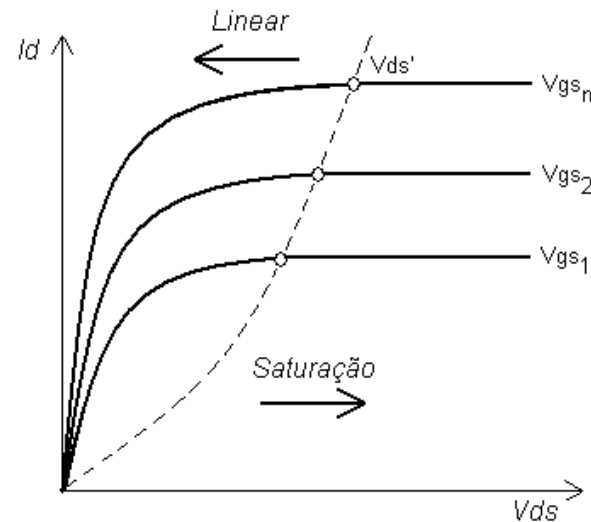
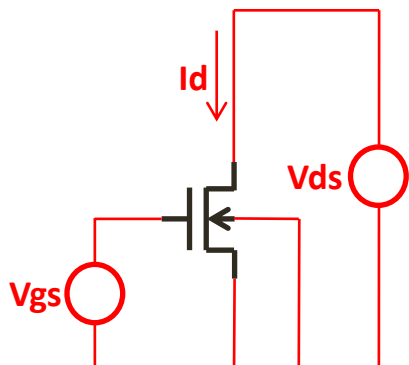
Para valores de V_{ds} maiores que V_{ds}' , a corrente de dreno tem um valor constante que é dado por

$$I_d' = \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \frac{(V_{gs} - V_{TH})^2}{2(1 + \delta)}$$

Em resumo, a relação entre a corrente de dreno e as tensões nos terminais do transistor MOS assume as seguintes formas, em função de V_{ds} .

$$I_d = \begin{cases} \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[(V_{gs} - V_{TH}) V_{ds} - \frac{1}{2} (1 + \delta) V_{ds}^2 \right] & \Leftrightarrow V_{ds} \leq V_{ds}' \\ \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \frac{(V_{gs} - V_{TH})^2}{2(1 + \delta)} & \Leftrightarrow V_{ds} > V_{ds}' \end{cases}$$

Graficamente, temos as curvas $I_d \times V_{ds}$ do transistor:



A aproximação por uma reta da função que descreve a distribuição das cargas invertidas que geram o canal é conveniente porque facilita o manuseio da equação que rege o transistor.

Mas, há um erro nesta aproximação: a amplitude em cada ponto do canal está diretamente associada à inclinação da reta escolhida.

Este argumento motivou a proposição de diversos coeficientes angulares para a reta de aproximação.

As expressões correspondentes a algumas destas proposições são mostradas a seguir:

$$\delta_a = \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{sb}}}$$

$$\delta_b = d_2 \frac{\gamma}{2\sqrt{2\phi_F + V_{sb}}} \rightarrow 0,5 \leq d_2 \leq 0,8$$

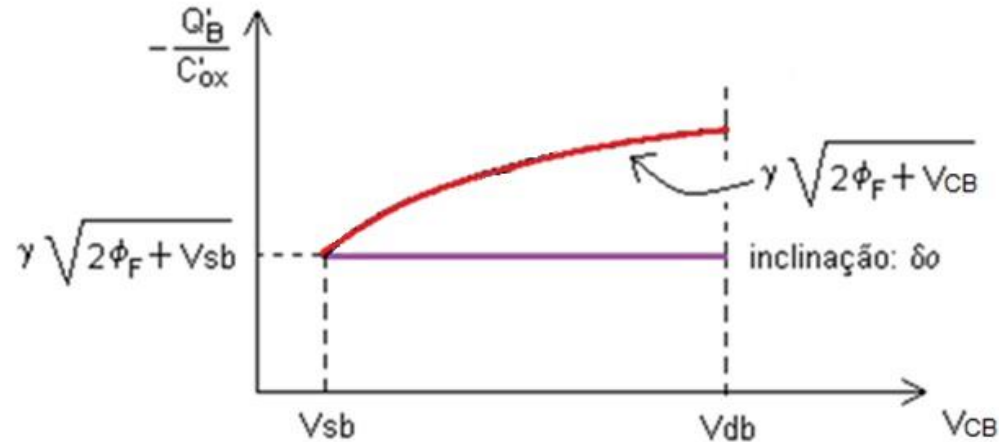
$$\delta_c = \frac{\gamma}{2\sqrt{\phi_3 + 2\phi_F + V_{sb}}} \rightarrow \phi_3 = 1\text{Volt}$$

$$\delta_d = \frac{\gamma}{4\sqrt{2\phi_F}}$$

Além destes valores, há o caso particular em que se considera a reta horizontal com valor igual ao que a função tem na origem (próximo da Fonte). Ou seja:

$$\delta = \delta_0 = 0$$

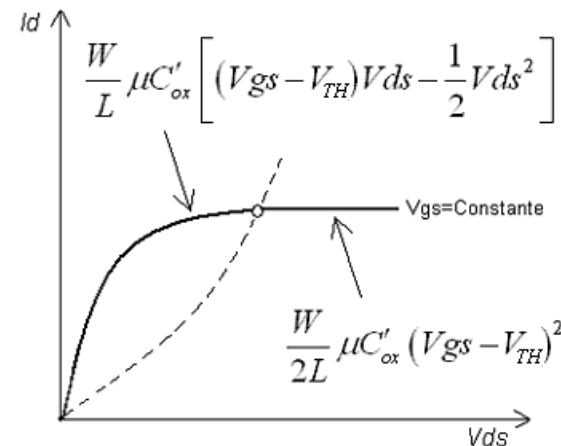
$$\frac{-Q'_B}{C'_{ox}} \approx \gamma \sqrt{2\phi_F + V_{sb}}$$



Neste caso, a corrente de dreno pode ser expressa da seguinte forma:

$$I_d = \begin{cases} \frac{W}{L} \mu C'_{ox} \left[(V_{gs} - V_{TH}) V_{ds} - \frac{1}{2} V_{ds}^2 \right] & \leftrightarrow \text{região linear} \\ \frac{W}{2L} \mu C'_{ox} (V_{gs} - V_{TH})^2 & \leftrightarrow \text{região de saturação} \end{cases}$$

O gráfico ao lado mostra a associação das equações com as regiões de operação em que são válidas.



Modulação do comprimento do canal

A tensão no fim do canal, já considerando $\delta=\delta_0=0$, é dada por: $V_{ds}' = V_{gs} - V_{TH}$

Ou seja, para valores fixos de V_{gs} e V_{bs} , a tensão no fim do canal, que é a tensão de saturação V_{ds}' , tem um valor fixo. Logo, a região compreendida entre o fim do canal e o Dreno está sujeita à diferença de potencial ($V_{ds}-V_{ds}'$).

Para absorver variações no potencial do Dreno a distância ΔL entre o fim do canal e o Dreno varia e a amplitude desta variação é proporcional à raiz quadrada da diferença de potencial ($V_{ds}-V_{ds}'$), tal como ocorre numa junção PN que está sujeita a uma tensão reversa com amplitude igual a ($V_{ds}-V_{ds}'$):

$$\Delta L \propto \sqrt{V_{ds} - V_{ds}' + \phi_0}$$

Introduzindo uma constante de proporcionalidade, temos: $\Delta L = \sqrt{\frac{2\varepsilon_{si}}{qN_A}} \sqrt{V_{ds} - V_{ds}' + \phi_0}$

Onde ϕ_0 é o potencial intrínseco dado por: $\phi_0 = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2}$

N_A é a concentração de aceitadores (no corpo do transistor), N_D é a concentração de doadores (na região do dreno) e $\varepsilon_{si}=1,0448 \cdot 10^{-10}$ F/m é a permissividade do Silício.

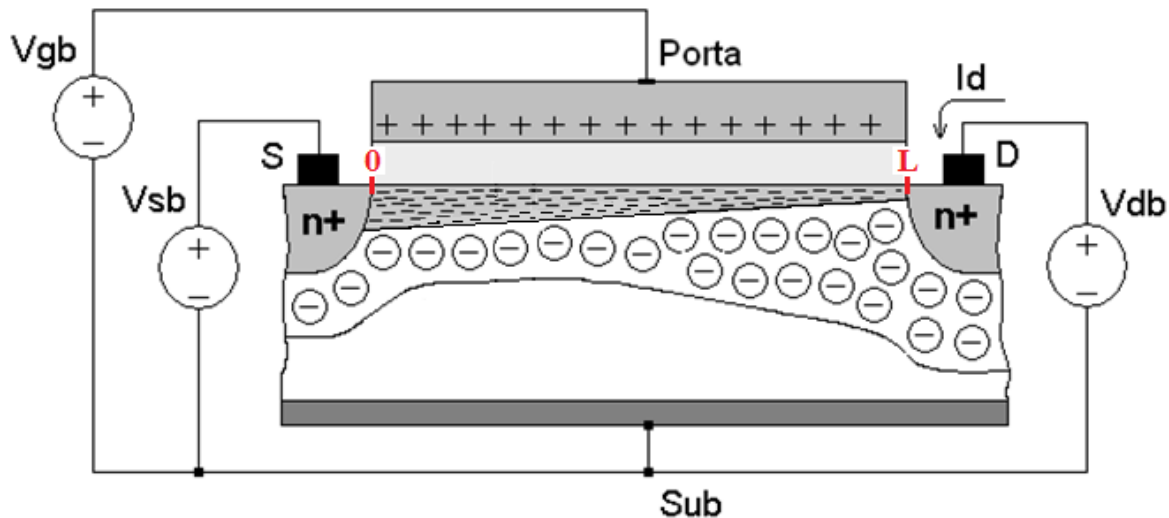
O comprimento efetivo do canal varia, portanto, com a tensão V_{ds} , sendo este fenómeno conhecida como **efeito de modulação de canal**. A corrente de dreno aumenta à medida que a tensão V_{ds} aumenta.

Modulação do comprimento do canal

Consideremos a quantidade de cargas na região de inversão (região do canal) nos pontos extremos do canal:

$$Q_I(y = 0) = -C_{ox}(V_{gs} - V_{TH})$$

$$Q_I(y = L) = -C_{ox}(V_{gs} - V_{TH} - V_{ds})$$

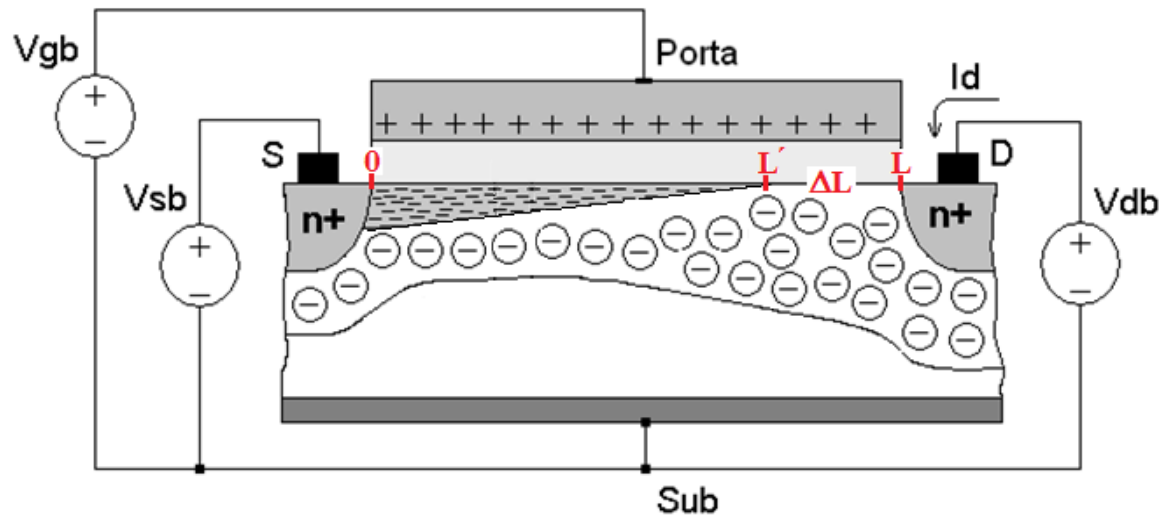


A tensão entre Dreno e Source que define a entrada no regime de saturação é: $V_{ds}' = V_{gs} - V_{TH}$

Quando a constrição (pinçamento) do canal ocorre na exata fronteira com o poço do dreno (ponto L), então:

$$Q_I(y = L) \approx 0$$

Se a tensão V_{ds} aplicada aumentar além de V_{ds}' , uma parte maior do canal (região de inversão) ficará esvaziada de cargas livres, conforme ilustra a figura abaixo:



Consequentemente, o comprimento efetivo do canal será reduzido para: $L' = L - \Delta L$

Pode-se dizer que ΔL é o segmento do canal onde $Q_i = 0$.

O potencial do canal no ponto em que se inicia a constrição (ponto L') é, então: $V_c(y = L') = V_{ds}'$

Os elétrons que se movem desde o Source em direção ao Dreno percorrem o canal e atravessam a região de depleção, que tem comprimento ΔL , graças ao intenso campo elétrico ali presente!

A amplitude desta corrente de canal é determinada pela equação que rege o comportamento do transistor em regime de saturação. Observando, no entanto, que o comprimento efetivo do canal é L' .

$$I_d = \frac{\mu C'_{ox}}{2} \frac{W}{L'} (V_{gs} - V_{TH})^2$$

$$I_d = \frac{\mu C'_{ox}}{2} \frac{W}{L'} (V_{gs} - V_{TH})^2$$

Esta equação torna evidente que a redução do comprimento do canal devida ao aumento de V_{ds} , provoca o aumento da corrente de canal.

A equação acima pode ser reescrita da seguinte forma:

$$I_d = \left(\frac{1}{1 - \frac{\Delta L}{L}} \right) \frac{\mu C'_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{TH})^2$$

Também pode ser mostrado que a redução do comprimento do canal é proporcional à raiz quadrada de $V_{ds} - V_{ds}'$. Ou seja, que:

$$\Delta L \propto \sqrt{V_{ds} - V_{ds}'}$$

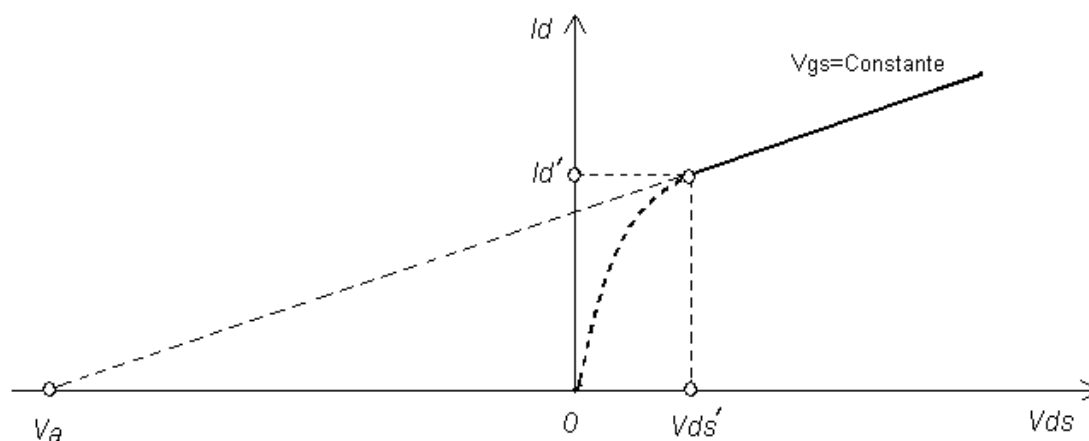
Finalmente, para simplificar ainda mais a análise, podemos usar a seguinte relação empírica entre ΔL e a tensão V_{ds} .

$$1 - \frac{\Delta L}{L} = 1 - \lambda \cdot V_{ds}$$

Onde λ é um parâmetro chamado de **coeficiente de modulação do comprimento do canal**. Assim, para considerar a influência de V_{ds} no comportamento do transistor em regime de saturação, a equação pode ser modificada da seguinte maneira:

$$I_d = \frac{\mu C'_{ox}}{2} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_{TH})^2 (1 + \lambda \cdot V_{ds})$$

O parâmetro λ pode ser determinado experimentalmente com dados da relação $I_d \times V_{ds}$ do transistor. A tensão V_a , que é normalmente chamada de Tensão Early à semelhança do efeito de modulação do comprimento do canal com o efeito de modulação de base que se verifica no transistor bipolar, é o valor obtido no cruzamento da reta tangente no ponto de operação do transistor, conforme mostra a Figura abaixo.



$$\lambda = \frac{1}{-V_a + V_{ds'}} \approx \frac{1}{-V_a}$$

São valores típicos para este parâmetro $0,005V^{-1} < \lambda < 0,02V^{-1}$