

Tema 4

El Modelo Digital del Transistor MOS

Cómo poder manejar diseños de gran complejidad con modelos sencillos y precisos



Contenidos del tema

1. Introducción
2. El modelo del transistor MOS
 1. Modelo Resistivo
 2. Modelo Capacitivo
 3. Retraso intrínseco de un transistor MOS
3. Tiempos de transición y propagación de un circuito MOS
 1. Margen de ruido
4. El inversor CMOS
 1. Característica DC
 2. Punto de conmutación

Contenidos (cont)

4. Características en conmutación
5. Oscilador con inversores
6. Disipación de potencia
7. Drivers distribuidos
8. Carga de conductores largos
9. Redes complejas

I. Introducción

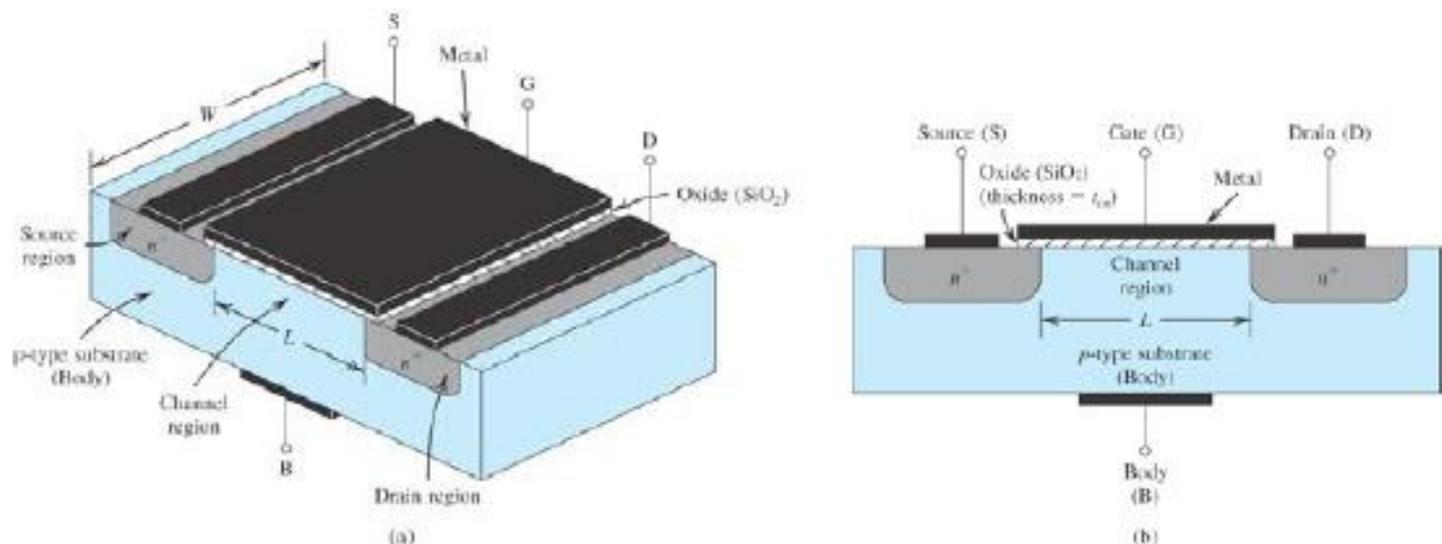
- Los diseños de circuitos integrados digitales tienen una dimensión muy elevada.
- Los simuladores basados en ecuaciones de comportamiento del transistor pueden describir perfectamente el comportamiento de un circuito. Pero:
 - Requieren mucha carga en la CPU por cada transistor
 - Generan mucha información innecesaria
 - No son prácticos

Es necesario cambiar el punto de vista y construir nuevos modelos del transistor MOS que incluyan la información realmente útil

- **La información de utilidad es:**
 1. **Información funcional:** Las funciones que se construyen el circuito sean las mismas que las esperadas o deseadas
 2. **Información temporal:** Retrasos y propagaciones de las señales
 3. **Simplicidad:** La información necesaria para el estudio del circuito sea mínima.

2. El Modelo Digital del MOS

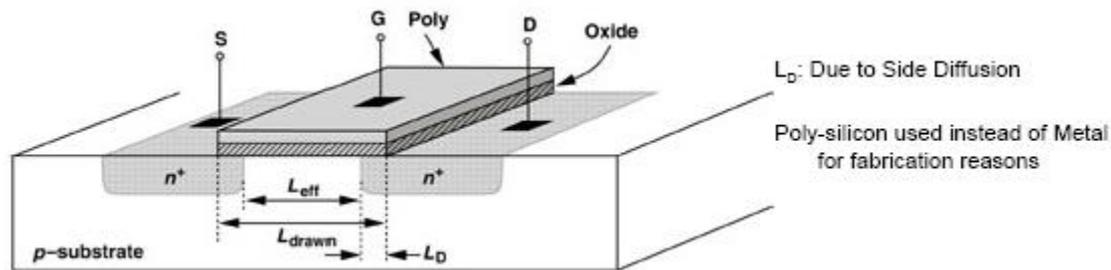
- El transistor MOS es un dispositivo de cuatro terminales Puerta, Sustrato, Drenador y Fuente.
- Es un dispositivo simétrico en D y S
- Un campo eléctrico vertical controla la corriente transversal



© Microelectronic Circuits, 2004 Oxford University Press

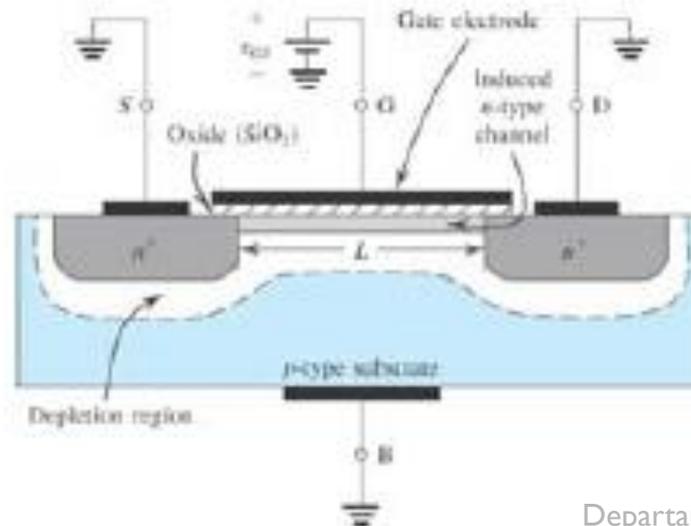
- **Dos tipos:**

- MOS-n, o de canal n, donde los portadores son electrones
- MOS-p, o de canal p, donde los portadores son huecos.
- Los electrones tienen mayor movilidad que los huecos



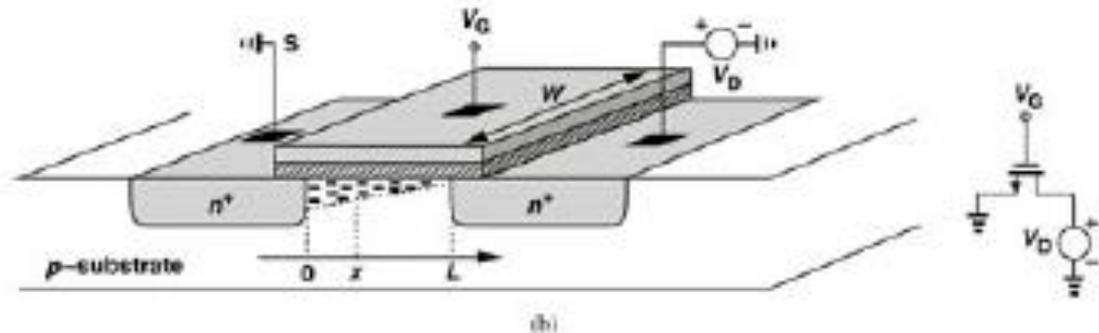
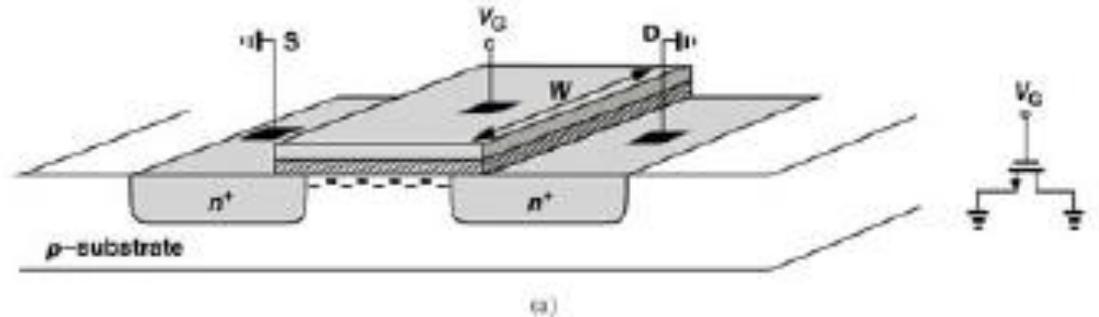
Voltaje umbral

- Si aplicamos una tensión entre puerta (G) y sustrato (B) no circula corriente, pero se establece un campo eléctrico que induce cargas en la interfase óxido semiconductor
- Si aumentamos este voltaje por encima de una cantidad umbral V_t se inducen cargas en la interfase, formando un canal de conducción
- Este voltaje, en primera aproximación, es prácticamente constante. Un análisis más detallado revela dependencias con la tensión fuente-sustrato



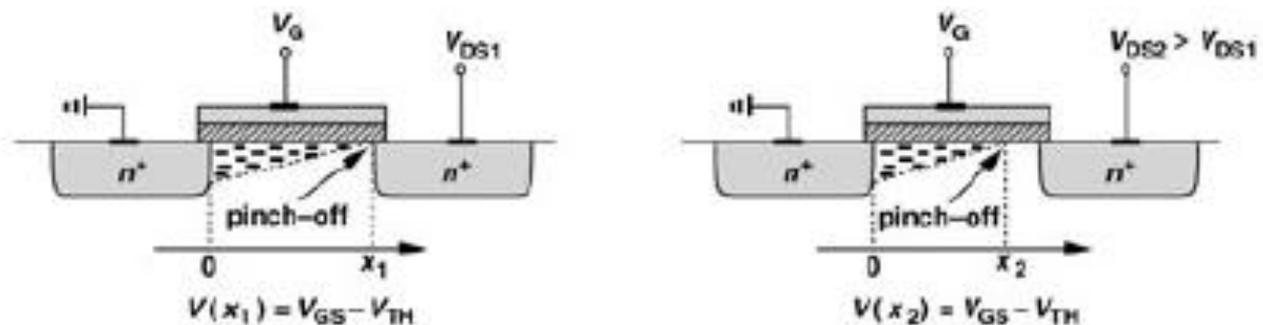
Ecuaciones de funcionamiento del MOS

- En la mayoría de los casos $V_{SB}=0V$, es decir, están ambos conectados a tierra.
- Al establecer una tensión drenador-fuente V_{DS} circula una intensidad. El canal se deforma.



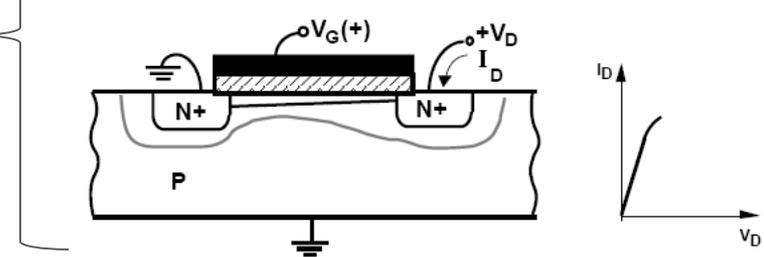
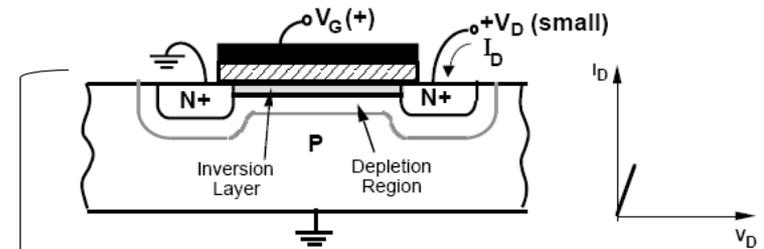
Ecuaciones de funcionamiento del MOS

- Si V_{DS} aumenta, el canal puede “agotarse”, quedando imposibilitado para transportar más corriente
- El dispositivo entra en saturación

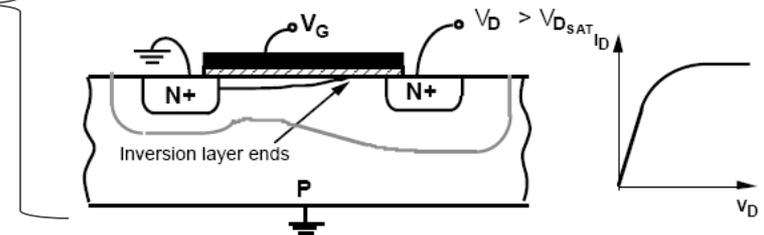
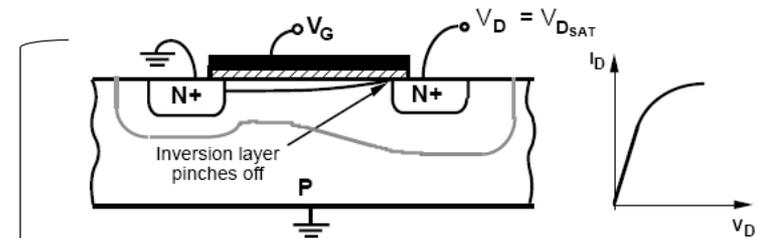


Regiones de funcionamiento

Zona lineal (óhmica)



Zona saturación



Regiones de funcionamiento

- Si $V_{SB}=0V$
- Corte: $V_{GS} < V_t$ por tanto $I_D=0$ (en primera aproximación)
- Lineal: $V_{GS} > V_t$ y $V_{DS} < (V_{GS}-V_t)$

$$I_D = \mu_n C'_{ox} \frac{W}{L} [(V_{GS}-V_t) V_{DS} - 1/2 V_{DS}^2]$$

- Saturación: $V_{GS} > V_t$ y $V_{DS} > (V_{GS}-V_t)$

$$I_D = \mu_n C'_{ox} \frac{W}{L} \frac{(V_{GS}-V_T)^2}{2}$$

- Donde:
 - C'_{ox} es la capacidad de puerta por unidad de área
 - μ_n es la movilidad de los electrones en el silicio
 - W es el ancho del dispositivo (ancho de la región de drenador a fuente)
 - L es la longitud del canal

Regiones de funcionamiento

- Si $V_{SB}=0V$
- Corte: $V_{SG} < V_t$ por tanto $I_D=0$ (en primera aproximación)
- Lineal: $V_{SG} > V_t$ y $V_{SD} < (V_{SG}-V_t)$

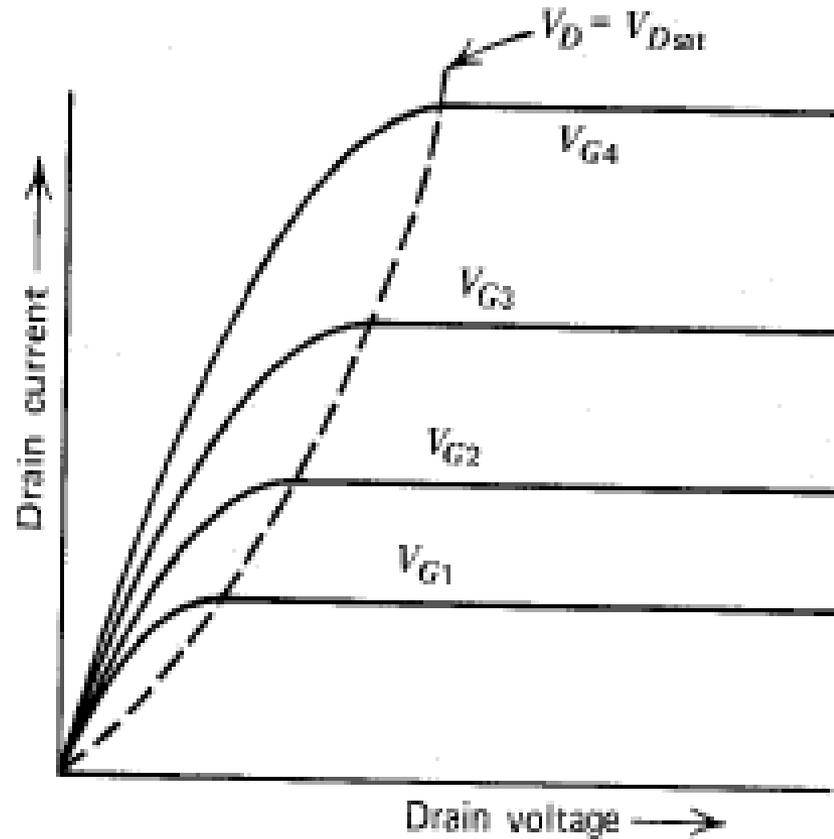
$$I_D = \mu_p C'_{ox} \frac{W}{L} [(V_t - V_{SG}) V_{SD} - 1/2 V_{SD}^2]$$

- Saturación: $V_{SG} > V_t$ y $V_{SD} > (V_{SG}-V_t)$

$$I_D = \mu_p C'_{ox} \frac{W}{L} \frac{(V_{SG} - V_T)^2}{2}$$

- Donde:
 - C'_{ox} es la capacidad de puerta por unidad de área
 - μ_p es la movilidad de los huecos en el silicio
 - W es el ancho del dispositivo (ancho de la región de drenador a fuente)
 - L es la longitud del canal

Curvas Características



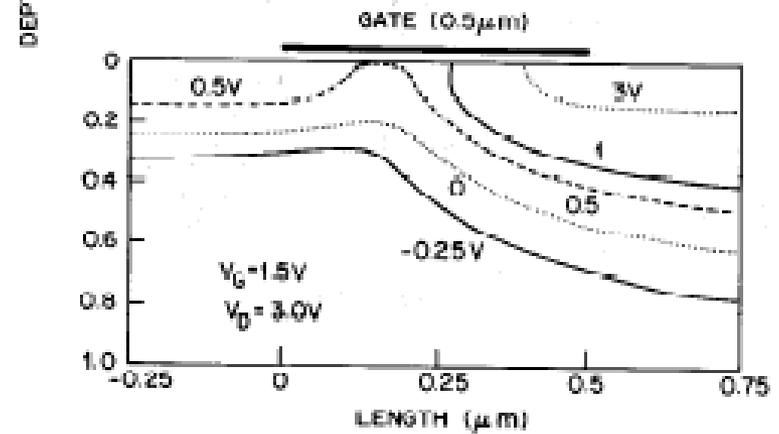
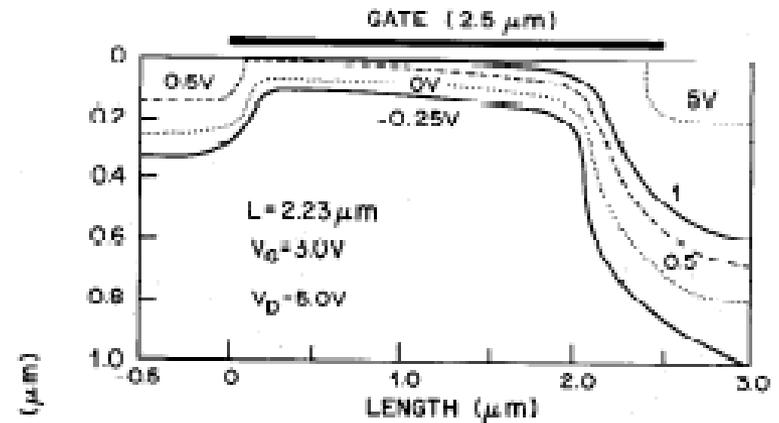
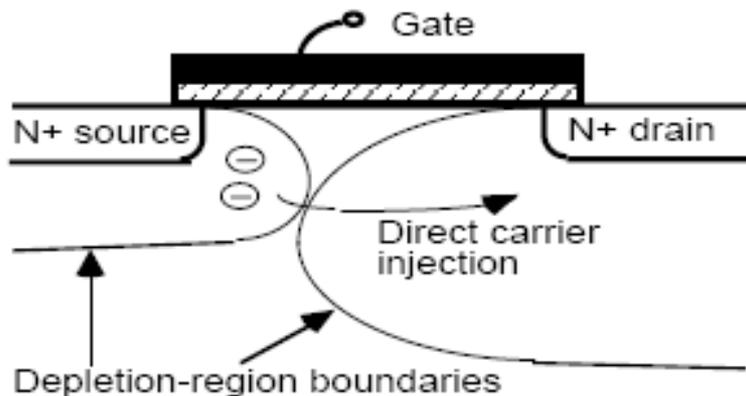
Correcciones al modelo

- Modelo para canal largo. La puerta es la responsable de la producción de carga de la entrefase

- En modelos de canal muy corto hay una influencia de la polarización V_{DB} y V_{SB}

- Menor V_{GS} se necesita para crear el canal. El efecto se denomina "Drain induced barrier lowering" (DIBL)

- La V_t disminuye, pero la I_D aumenta



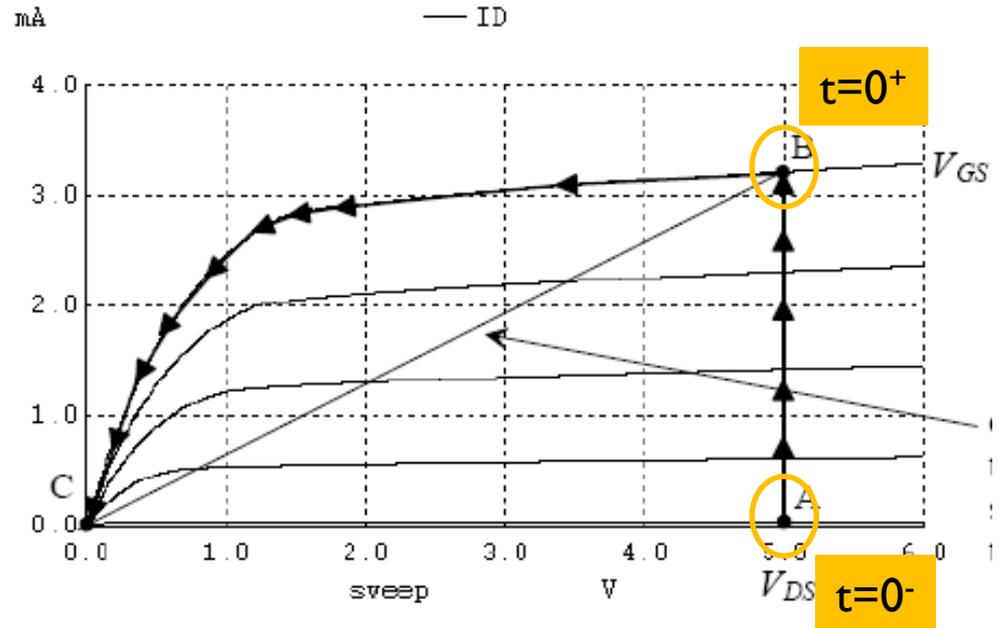
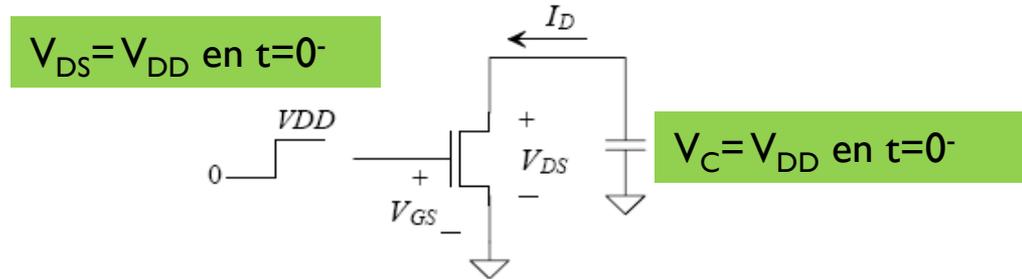
Modelo de canal ultracorto

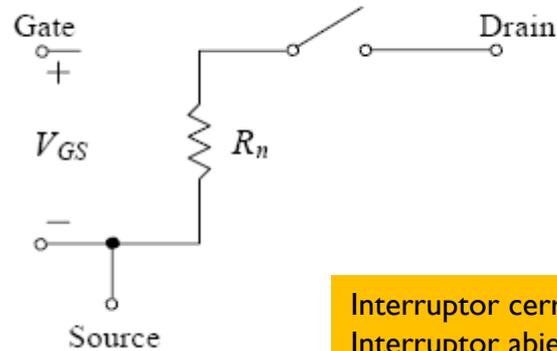
- Si el valor de V_{DS} permanece constante I_D aumentaría hasta la velocidad de saturación. El valor de la intensidad se modifica ligeramente:

$$I_D = C'_{ox} W^2 L (V_{GS} - V_t) V_{sat}$$

2.1 Efecto Resistivo

- El modelo simple se deduce del llamado efecto resistivo.
- En el instante $t=0$ se pone $V_{GS}=V_{DD}$
- Comienza a circular intensidad I_D , descargando el condensador
- La descarga se hace a través del transistor MOS, que se encuentra en saturación
- La dinámica de la descarga no es relevante
- Aproximamos la curva de descarga mediante una recta, de B al origen
- Su pendiente es una resistencia





Interruptor cerrado si $V_{GS} > V_{DD}/2$
 Interruptor abierto si $V_{GS} < V_{DD}/2$

- Valor de la resistencia:

- En saturación la I_D

$$I_D = \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{(V_{GS} - V_T)^2}{2}$$

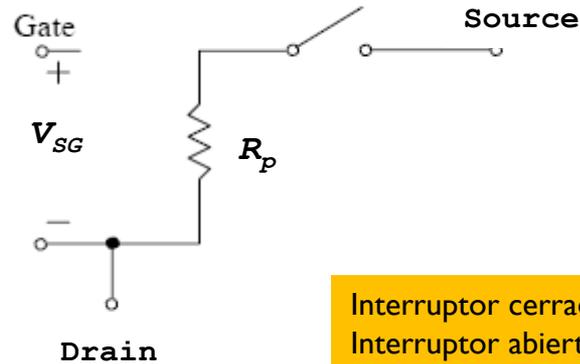
- La pendiente es

$$R_n = \frac{V_{DD}}{I_D}$$

Sustituyendo:

$$R_n = \frac{V_{DD}}{\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \frac{(V_{DD} - V_T)^2}{2}}$$

$$R_n = \frac{2V_{DD}}{\mu_n C_{ox} (V_{DD} - V_{Tn})^2} \frac{L}{W}$$



Interruptor cerrado si $V_{SG} > V_{DD}/2$
Interruptor abierto si $V_{SG} < V_{DD}/2$

- Para el transistor p:

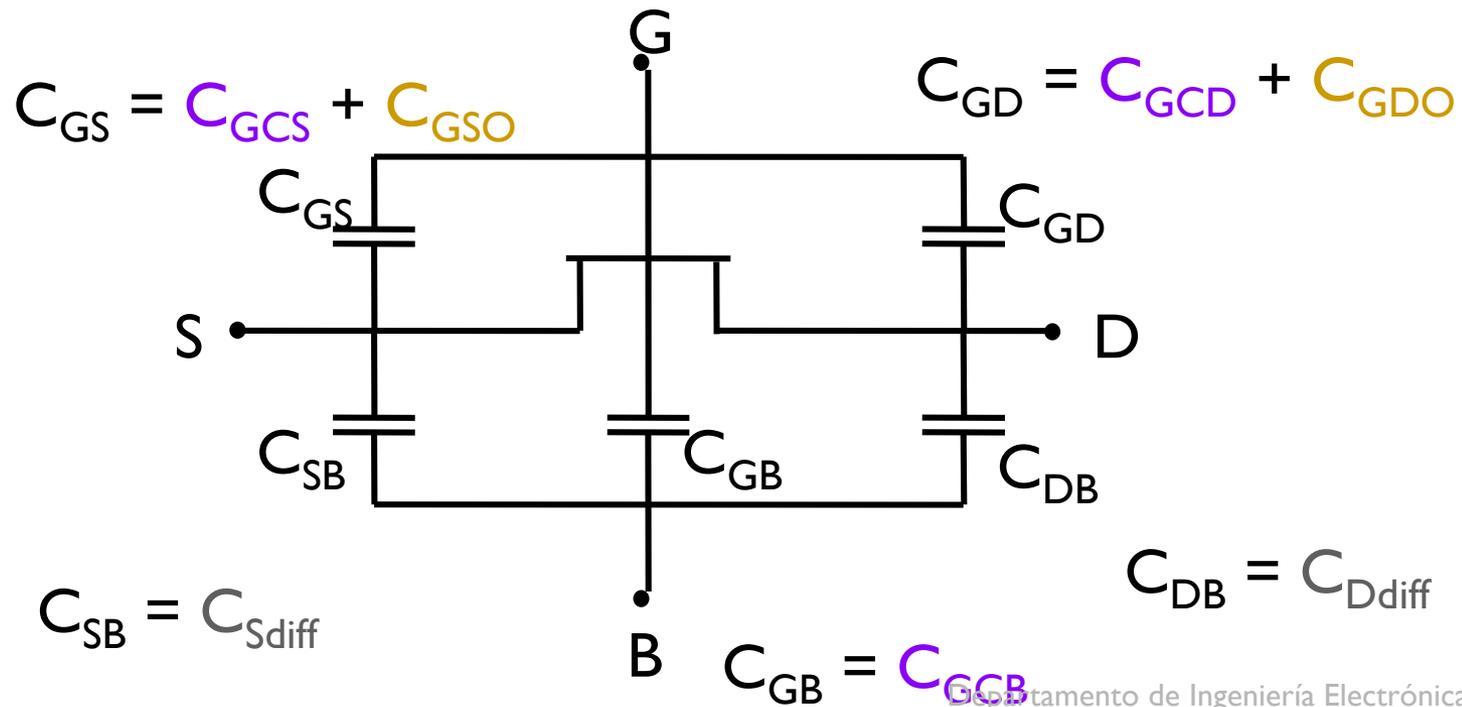
$$R_p = \frac{2V_{DD}}{\mu_p C'_{ox} (V_{DD} - V_{Tp})^2} \frac{L}{W}$$

$$R_n = R'_n \frac{L}{W}$$

$$R_p = R'_p \frac{L}{W}$$

2.2 Efecto Capacitivo

- Un modelo detallado distingue en el transistor MOSFET hasta 7 capacidades de diferente naturaleza
- La capacidad dominante es la del canal
- Esta capacidad no es uniforme a lo largo del mismo

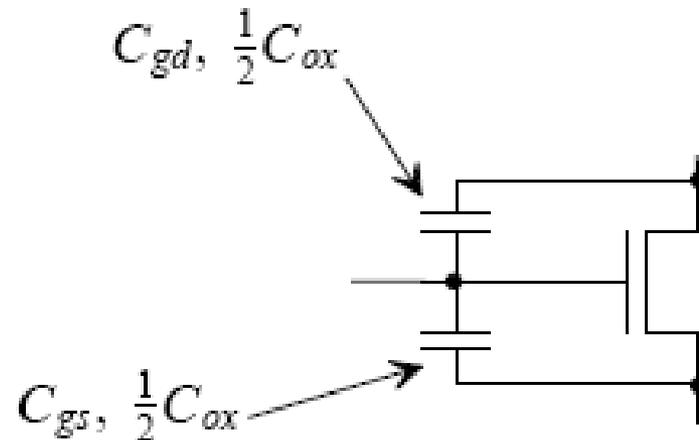


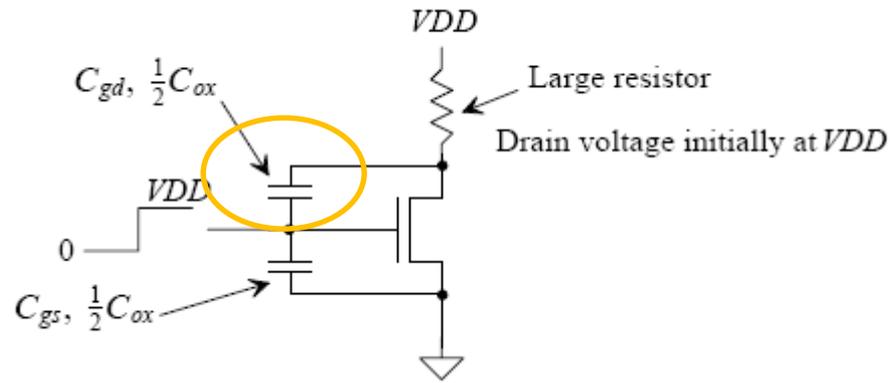
- Simplificamos:

- Sólo se considera la capacidad de puerta por ser dominante

$$C_{OX} = C'_{OX} WL$$

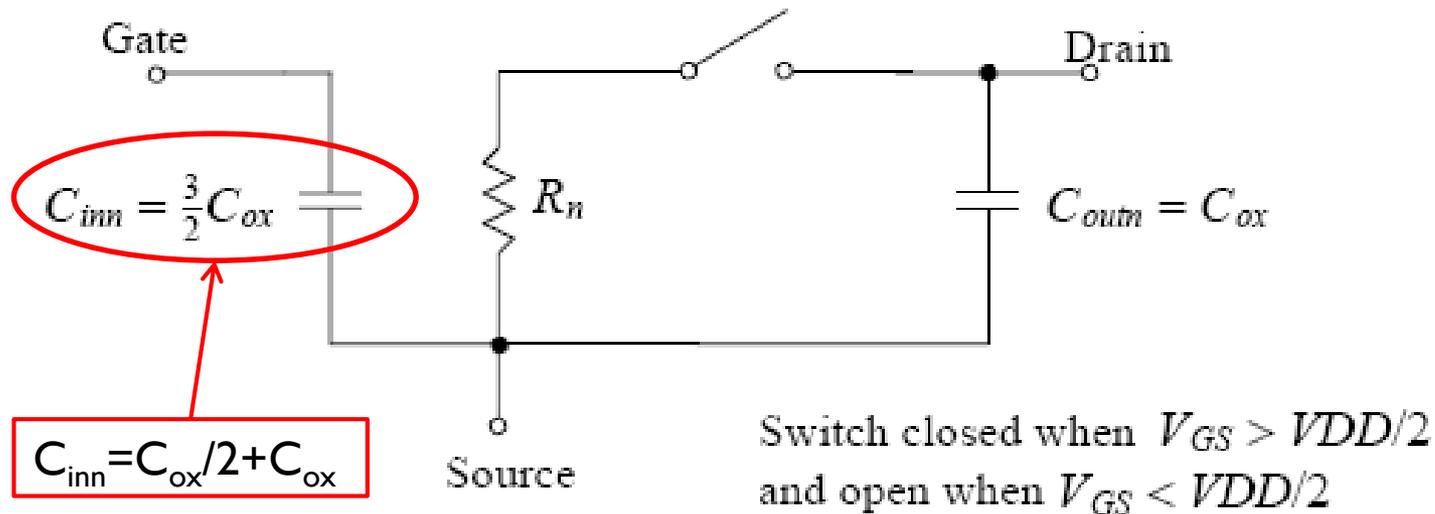
- Se distribuye al 50% como C_{GD} y C_{GS} , de valor $C_{OX}/2$



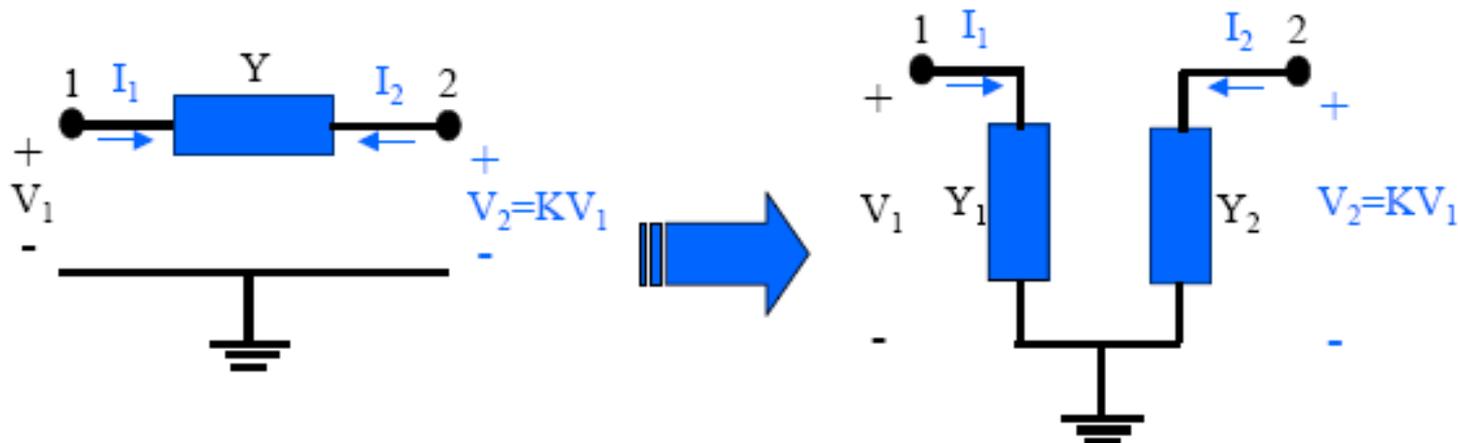


• Transformación de Miller

- Si $V_o/V_i = -1$



Teorema de Miller



$$I_1 = Y(V_1 - V_2) = YV_1(1 - V_2/V_1) = YV_1(1 - K)$$

$$\begin{cases} I_1 = V_1 Y_1 \\ Y_1 = Y(1 - K) \end{cases}$$

$$I_2 = Y(V_2 - V_1) = YV_2(1 - V_1/V_2) = YV_2(1 - 1/K)$$

$$\begin{cases} I_2 = V_2 Y_2 \\ Y_2 = Y(1 - 1/K) \end{cases}$$

2.3 Constantes de tiempo intrínsecas

- Definimos:

$$\tau_n = R_n C_{oxn}$$

$$\tau_p = R_p C_{oxp}$$

- Nos indican el retraso en la respuesta del transistor
- Ejemplos:

Una tecnología de $2\mu\text{m}$ y $V_{DD}=5\text{V}$:

$$R_n = \frac{2 \times 5V}{598 \frac{\text{cm}^2}{\text{V} \times \text{s}} 800 \frac{\text{aF}}{\mu\text{m}^2} (5V - 0,83V)^2} \frac{L}{W} = 12K\Omega \frac{L}{W}$$

$$R_p = \frac{2 \times 5V}{211 \frac{\text{cm}^2}{\text{V} \times \text{s}} 800 \frac{\text{aF}}{\mu\text{m}^2} (5V - 0,92V)^2} \frac{L}{W} = 36K\Omega \frac{L}{W}$$

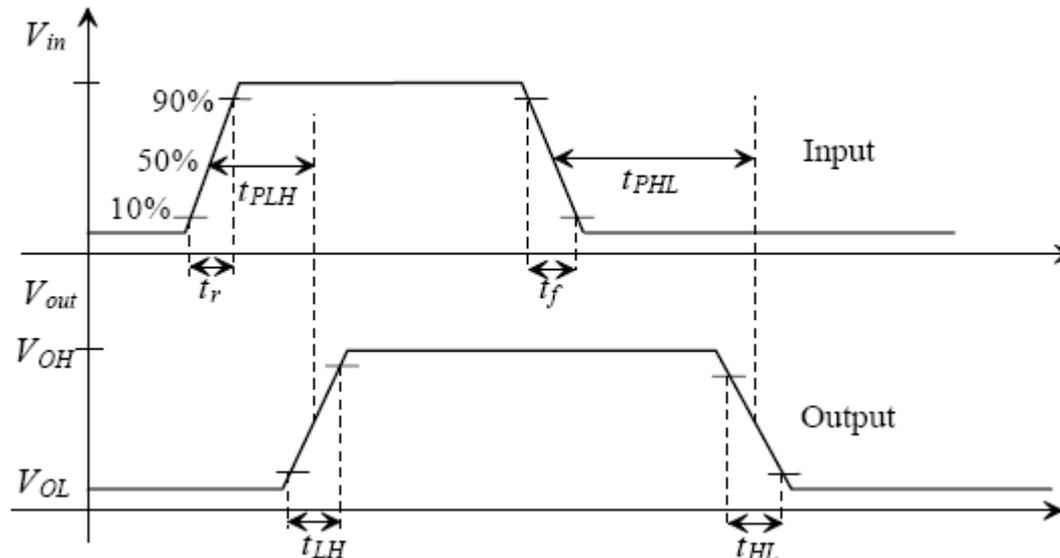
- Las constantes:

$$\tau_n = R'_n \frac{L}{W} C'_{ox} WL = 12K\Omega \times 800 \frac{aF}{\mu m^2} L^2 = 38ps$$

$$\tau_p = R'_p \frac{L}{W} C'_{ox} WL = 36K\Omega \times 800 \frac{aF}{\mu m^2} L^2 = 114ps$$

3. Tiempos de transición y de propagación

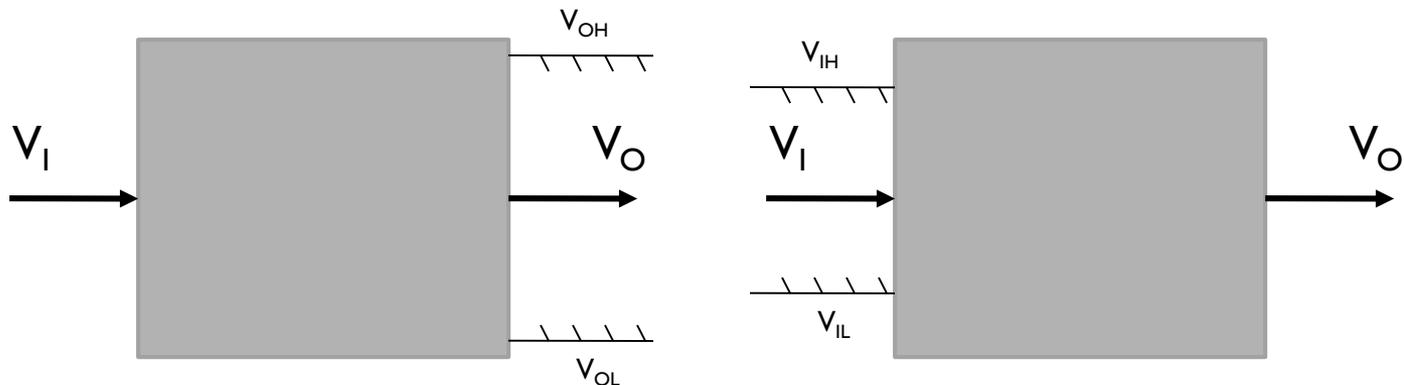
- Caracterizan el comportamiento de un circuito o parte de él.
- En lógica CMOS atendemos a los tiempos en que las señales se afectan por la acción de los circuitos...
- ... y NO a los niveles de tensión



- Transición: afecta a los cambios L->H ó H->L
- Propagación: afecta a las respuestas, se mide al 50% del las tensiones bajas y altas

3.1 Márgenes de ruido

- Para que dos circuitos digitales se “entiendan”:
- $V_{OL} < V_{IL}$
- $V_{OH} > V_{IH}$



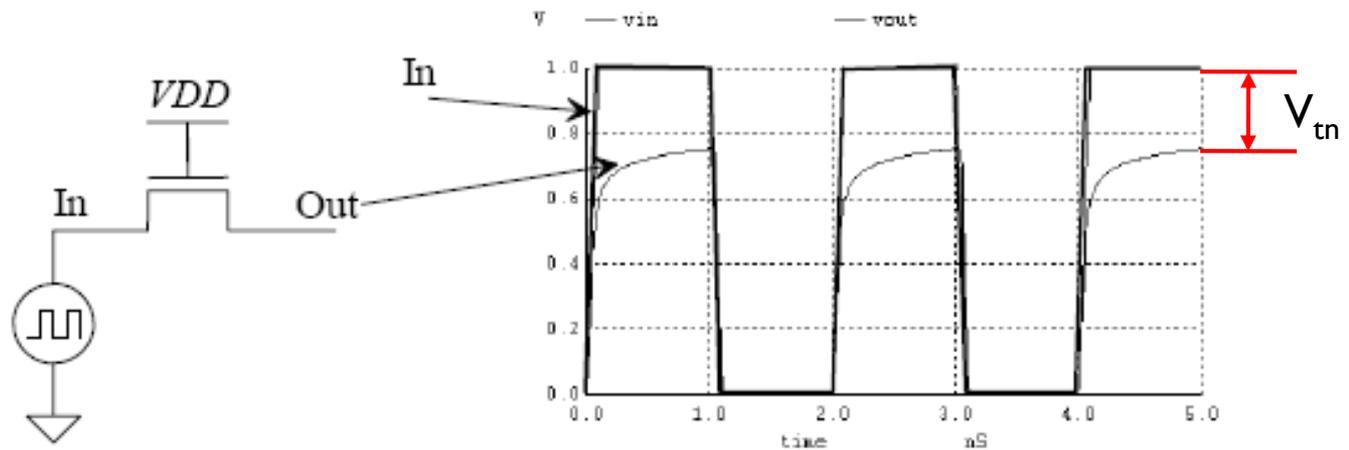
- Definimos, pues, márgenes de ruido:
- $NM_L = V_{IL} - V_{OL}$
- $NM_H = V_{OH} - V_{IH}$

V_{IL} y V_{IH} se calculan haciendo

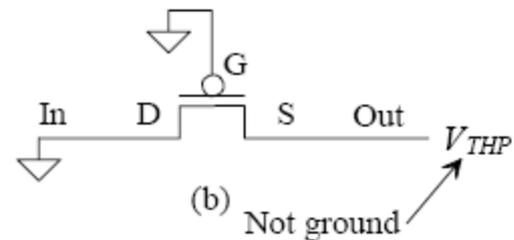
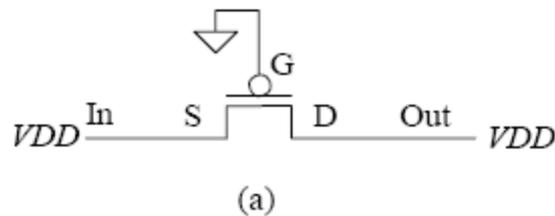
$$\frac{dV_o}{dV_i} = -1$$

Mosfets en serie

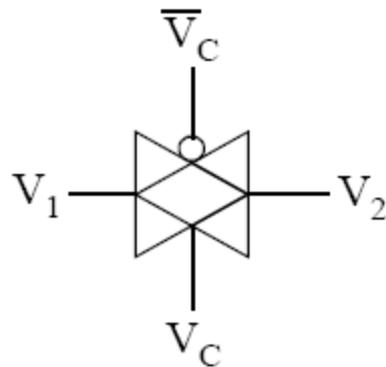
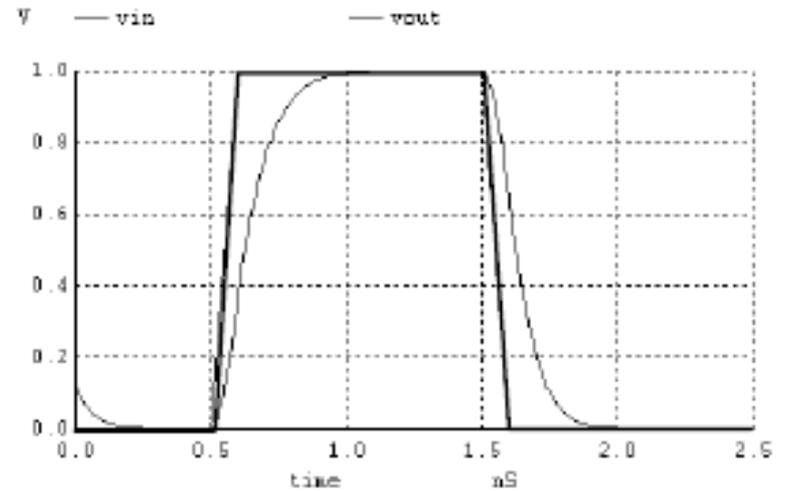
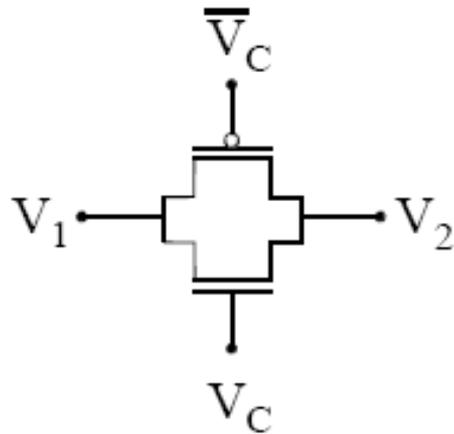
- Son transistores MOS conectados para transmitir señal, como puerta de paso.



- El transistor n deja pasar el valor bajo V_{GND}
- El máximo valor alto transmitido es $V_{DD}-V_T$
- El transistor p deja pasar el valor alto V_{DD} (figura a)
- El mínimo valor bajo transmitido es V_T (figura b)

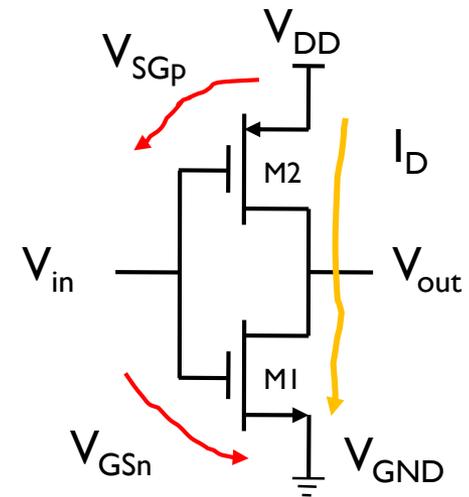


Puerta de transmisión



4. El inversor CMOS

1. Pareja de transistores de enriquecimiento canal-p y canal n
2. Funcionan en conmutación
3. La intensidad que circula es la misma
4. La tensión V_{out} oscila entre los extremos de los intervalos
5. El consumo estático es cero



$$I_{Dn} \equiv I_{Dp}$$
$$V_{GSn} = V_{in}$$
$$V_{SDp} = V_{DD} - V_{in}$$
$$V_{DSn} = V_{out}$$
$$V_{SGp} = V_{DD} - V_{in}$$
$$V_{SDp} = V_{DD} - V_{out}$$

4.1 Característica estática

Para M1:

Corte $V_{in} \leq V_{Tn}$

Lineal $V_{out} \leq V_{in} - V_{Tn}$

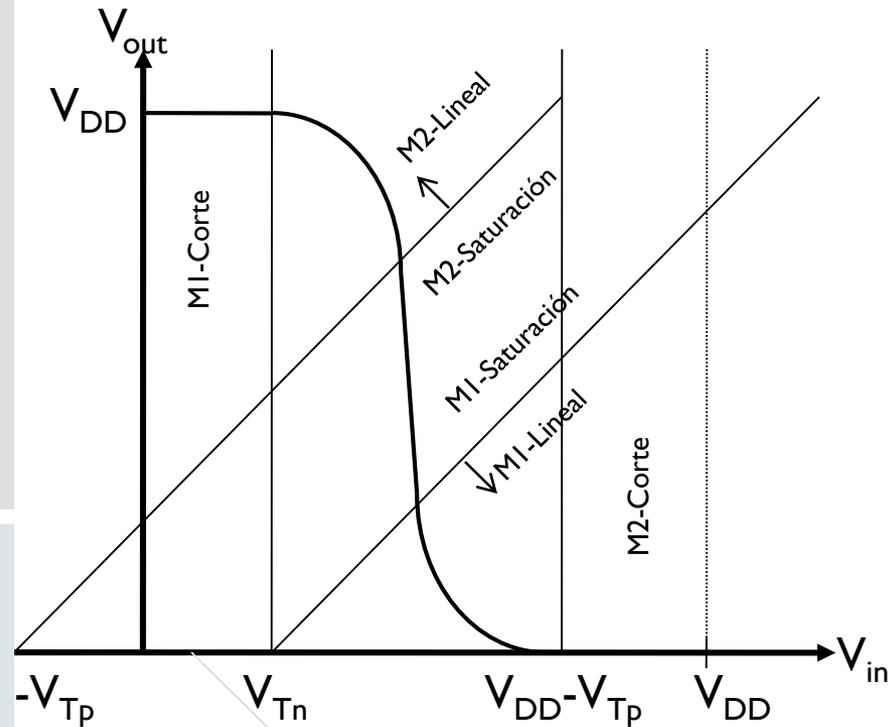
Saturación $V_{out} \geq V_{in} - V_{Tn}$

Para M2:

Corte $V_{in} \geq V_{DD} - V_{Tp}$

Lineal $V_{out} \geq V_{in} + V_{Tp}$

Saturación $V_{out} \leq V_{in} + V_{Tp}$



nota: la condición de zona lineal en el MOS P es:

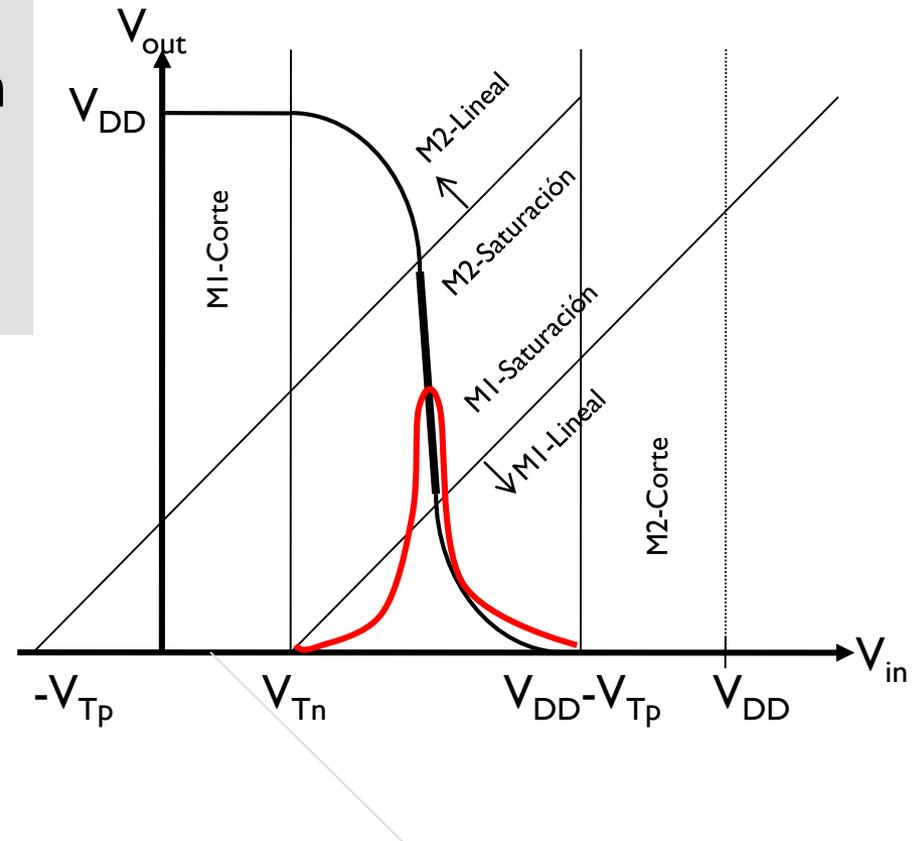
$$V_{SDp} \leq V_{SGp} - V_{Tp}$$

Análisis del zona de saturación

M1 y M2 están en saturación
Es la zona de conducción

$$I_{Dn} = \mu_n C'_{ox} \frac{W}{L} \left(\frac{V_{in} - V_{Tn}}{2} \right)^2$$

$$I_{Dp} = \mu_p C'_{ox} \frac{W}{L} \left(\frac{V_{DD} - V_{in} - V_{Tp}}{2} \right)^2$$



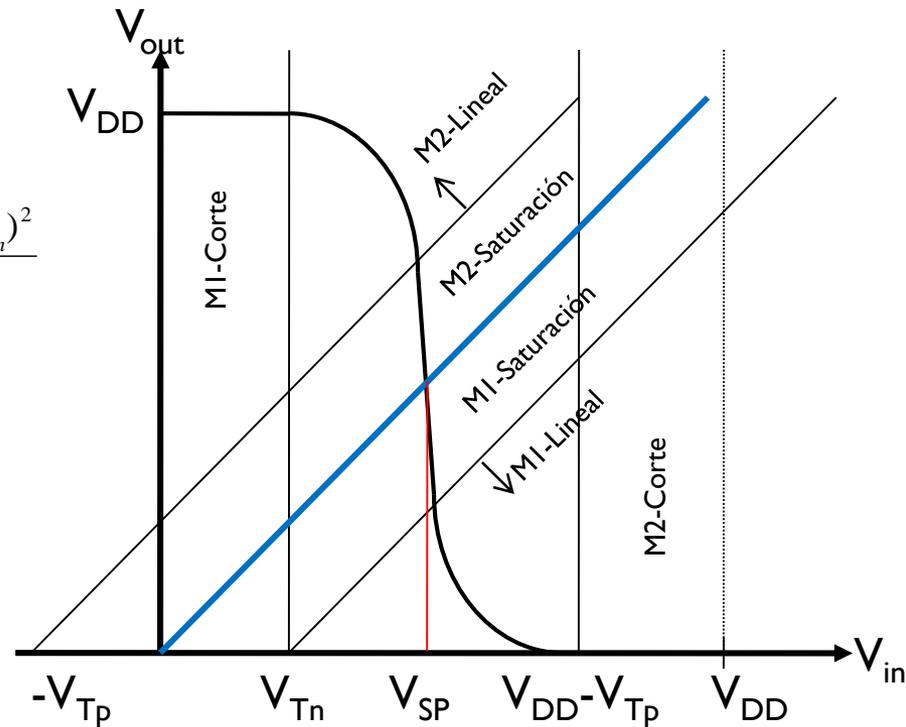
4.2 Punto de conmutación

- Es una simplificación del cálculo de los márgenes de ruido
- Se define como el punto de corte de la curva característica con la recta de 45°
- Se obtiene igualando las intensidades en saturación.

$$\mu_p \left(\frac{W}{L} \right)_p \frac{(V_{DD} - V_{in} - V_{Tp})^2}{2} = \mu_n \left(\frac{W}{L} \right)_n \frac{(V_{in} - V_{Tn})^2}{2}$$

$$\sqrt{\left(\frac{\mu_n}{\mu_p} \right) \left(\frac{W}{L} \right)_n} (V_{in} - V_{Tn}) = (V_{DD} - V_{in} - V_{Tp})$$

$$V_{SP} = V_{in} = \frac{\sqrt{\left(\frac{\mu_n}{\mu_p} \right) \left(\frac{W}{L} \right)_n} V_{Tn} + (V_{DD} - V_{Tp})}{1 + \sqrt{\left(\frac{\mu_n}{\mu_p} \right) \left(\frac{W}{L} \right)_n}}$$



- El punto de conmutación nos proporciona una condición de diseño.
- Relaciona $(W/L)_n$ y $(W/L)_p$ con los márgenes de ruido.
- El punto ideal es aquel en que $V_{SP} = V_{DD}/2$. Esto se obtiene de la ecuación anterior:

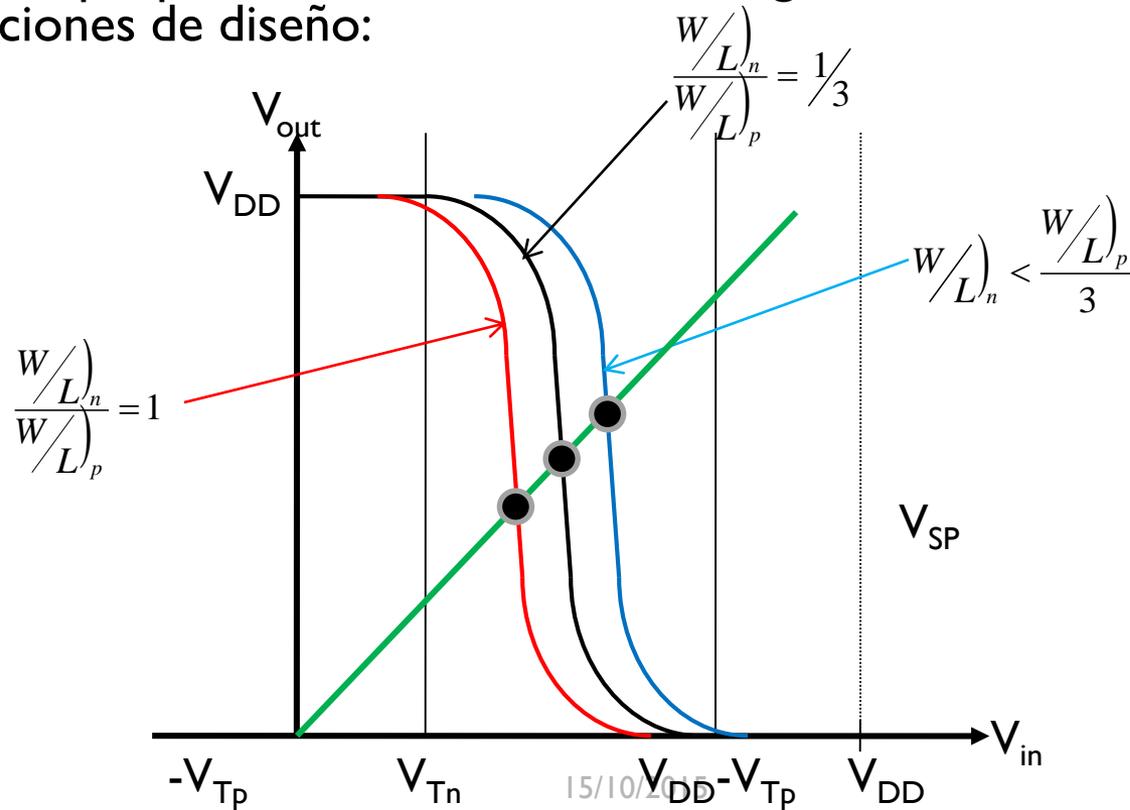
$$\frac{\mu_n}{\mu_p} \approx 3 \quad \text{si} \quad \frac{(W/L)_n}{(W/L)_p} = 1/3$$

$$V_{SP} \approx V_{DD}/2$$

- También es interesante el tamaño mínimo, donde $(W/L)_n = (W/L)_p$
- En este caso:

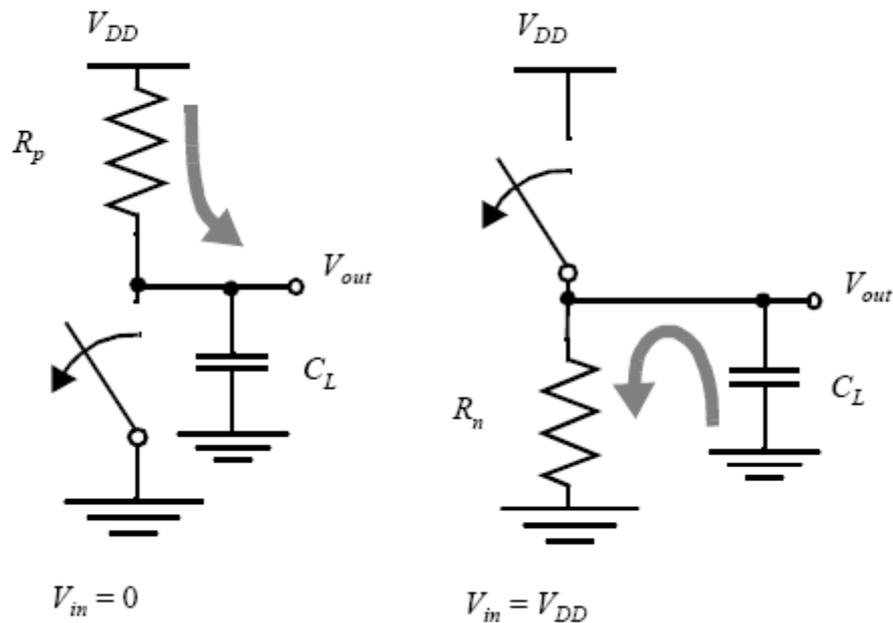
$$V_{SP} \approx \frac{V_{Tn} \sqrt{3} + V_{DD} - V_{Tp}}{1 + \sqrt{3}} < V_{DD} / 2$$

- Significa que podremos controlar los márgenes de ruido con condiciones de diseño:



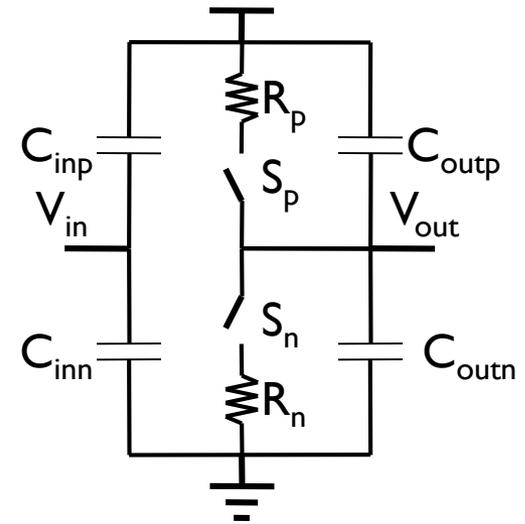
Operación

- El transistor p está en conducción cuando $V_{in} = V_{GND}$, y el n está cortado. Durante un transitorio conduce para cargar una carga capacitiva C_L
- El transistor n está en conducción cuando $V_{in} = V_{DD}$, y el p está cortado. Durante un transitorio conduce para descargar una carga capacitiva C_L
- No obstante tiene una capacidad intrínseca que también ha de considerarse.
- La capacidad de carga teórica (fanout) es infinita. En la práctica está limitada por la electromigración



Característica en conmutación

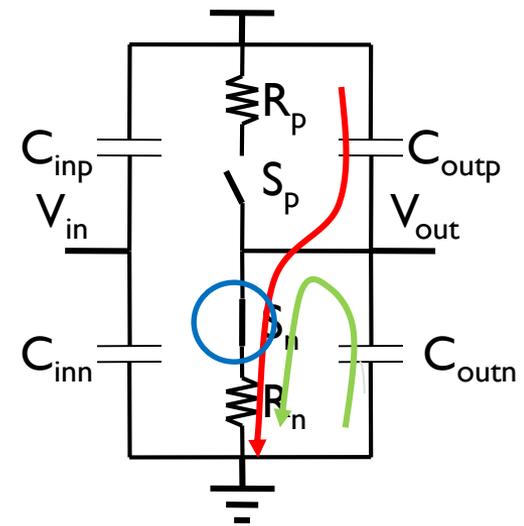
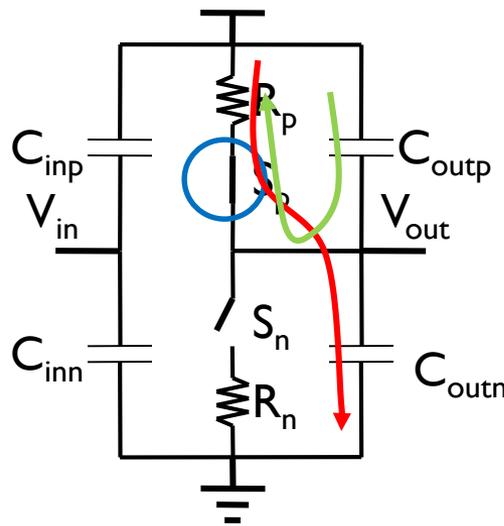
- Sustituyendo los transistores por los modelos simplificados se obtiene el circuito de la figura.
- Si $V_{in} = V_{GND}$ $S_n = OFF$ y $S_p = ON$
- Si $V_{in} = V_{DD}$ $S_n = ON$ y $S_p = OFF$



- El retardo intrínseco se debe a capacidades internas

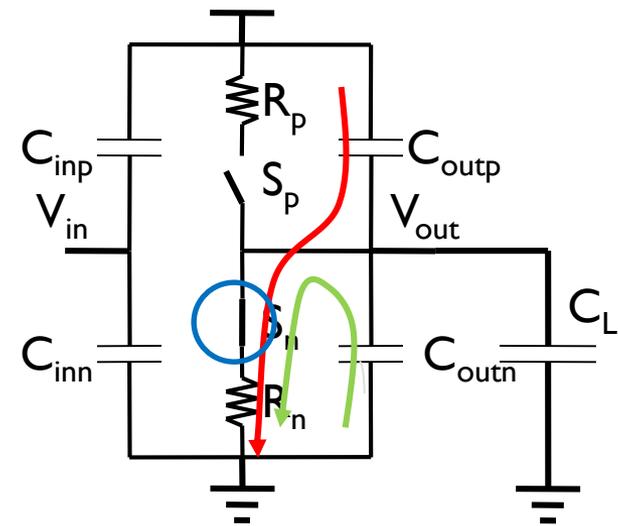
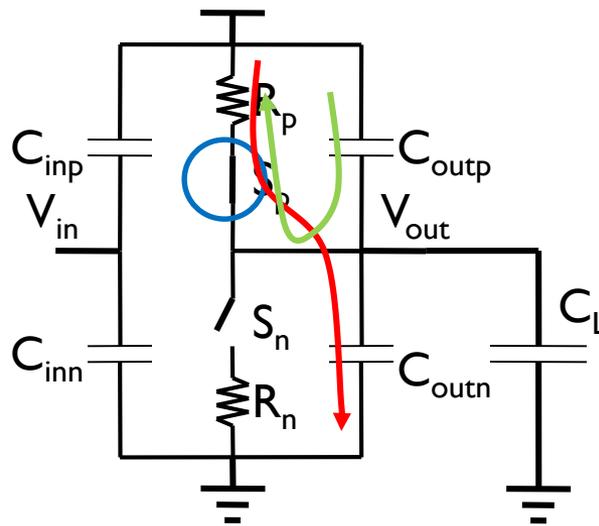
$$t_{pHL} = R_p \times (C_{outp} + C_{outn})$$

$$t_{pLH} = R_n \times (C_{outp} + C_{outn})$$



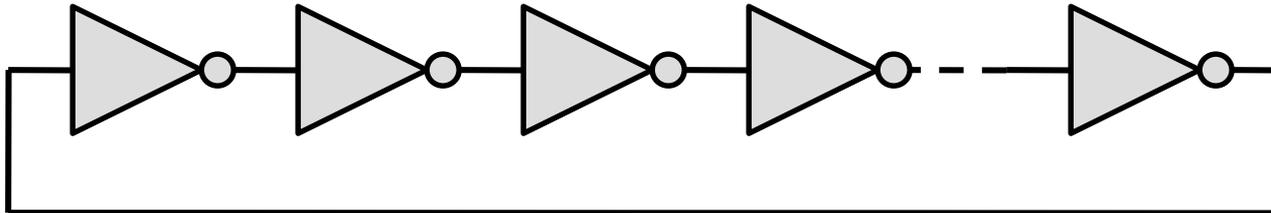
- Para añadir el efecto de una capacidad externa

$$t_{pHL} = R_p \times (C_{outp} + C_{outn} + C_L) \quad t_{pLH} = R_n \times (C_{outp} + C_{outn} + C_L)$$



5. Oscilador con inversores

- Una aplicación inmediata es la implementación de un oscilador
- Sean n inversores en anillo, con n impar



- El circuito conmuta espontáneamente a una frecuencia:

$$f = \frac{1}{n(t_{pLH} + t_{pHL})}$$

- Se utiliza como mecanismo de medida de la temperatura interna de un circuito

6. Disipación de potencia de un circuito CMOS

- Potencia estática
 - Idealmente valen cero
 - Corriente de fugas
 - Corrientes subumbrales
 - Corrientes de sustrato
- Potencia dinámica
 - Disipación por conmutación CMOS (10 a 15%)
 - Disipación por carga y descarga de capacidades de puerta y otras

Carga/descarga de capacidades

- Cada semiciclo se carga y se descarga la capacidad C

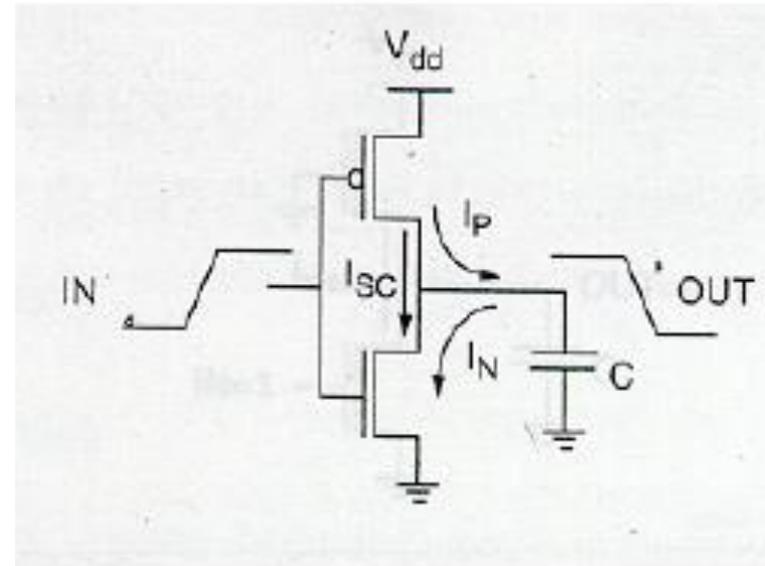
$$Q = CV_{DD}$$

$$I = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = C \frac{V_{DD}}{T}$$

$$P_C = I \times V_{DD} = C \times V_{DD}^2 \times f$$

- Si sumamos todas las puertas del circuito, N y un factor de conmutación α :

$$P_C = N \times \alpha \times C \times V_{DD}^2 \times f$$



Consumo por conmutación

- Los tiempos de conmutación no son cero. Las señales tardan en conmutar t_{sc} .

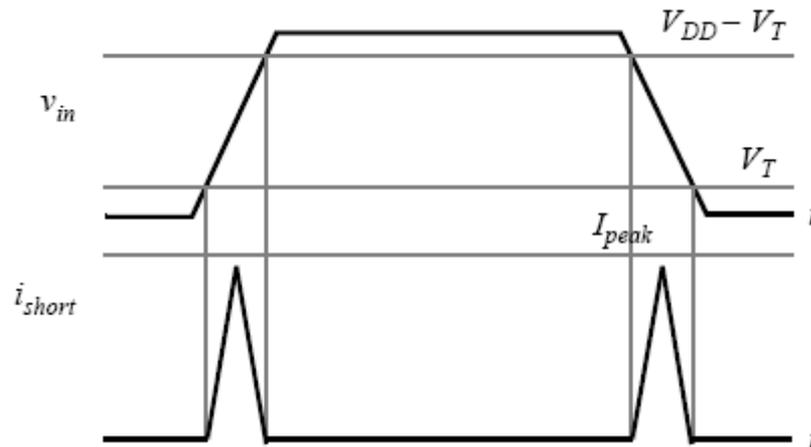
- La potencia disipada en conmutación es, aproximadamente:

$$P_{conm} = V_{DD} I_{pico} t_{sc} / 2$$

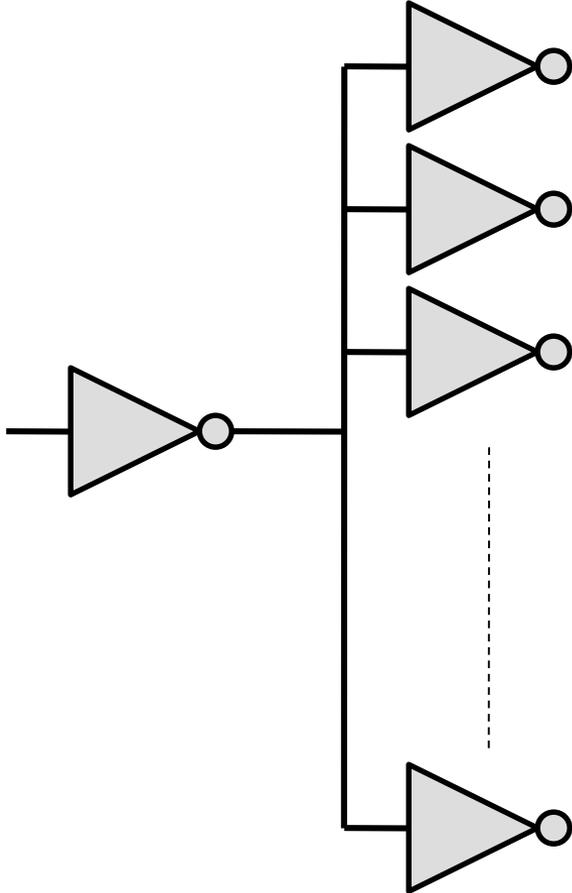
- En un periodo completo:

$$P_{conm} = V_{DD} I_{pico} t_{sc}$$

Si multiplicamos por N y α , tendremos la estimación total



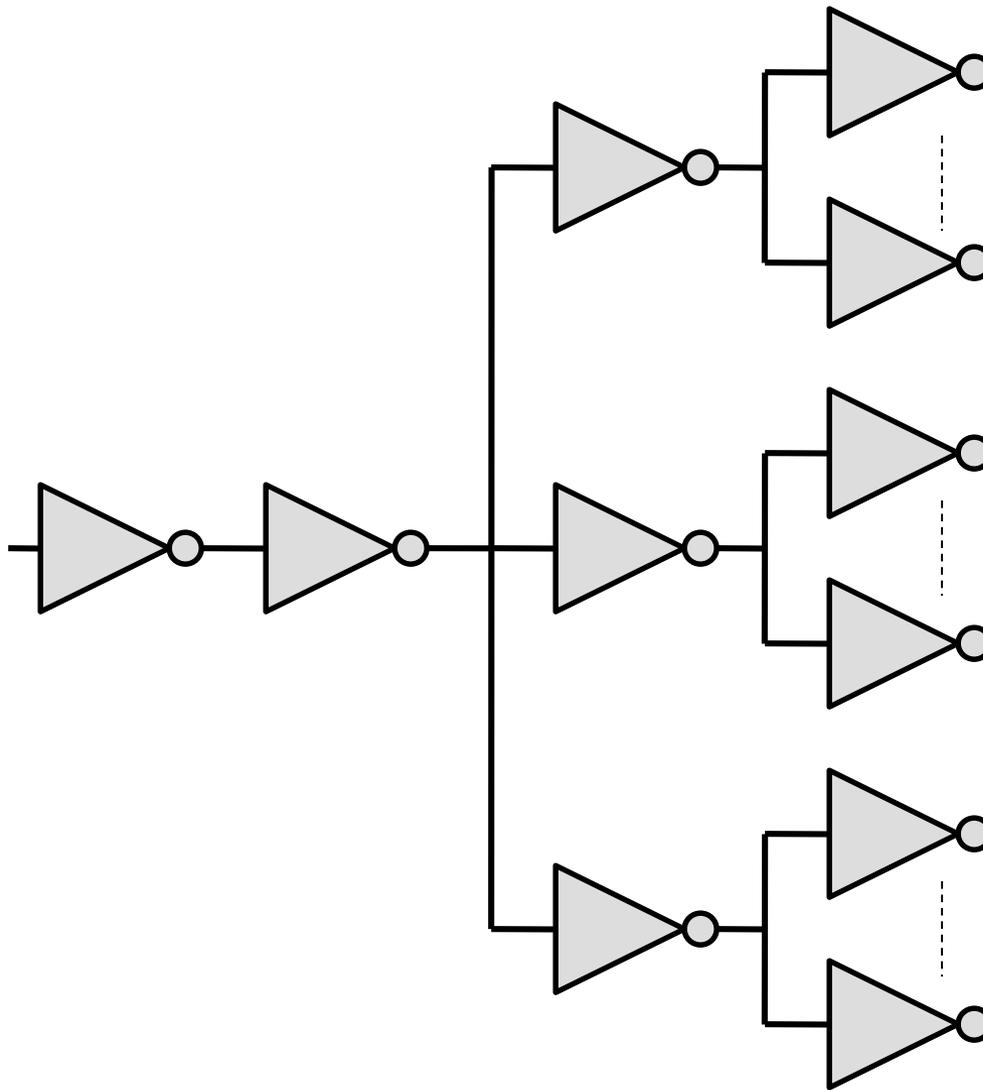
7. Drivers distribuidos



Si N es elevado...

$$t_{pLH} = R_n \times (C_{out} + N \times C_{in})$$

$$t_{pHL} = R_p \times (C_{out} + N \times C_{in})$$

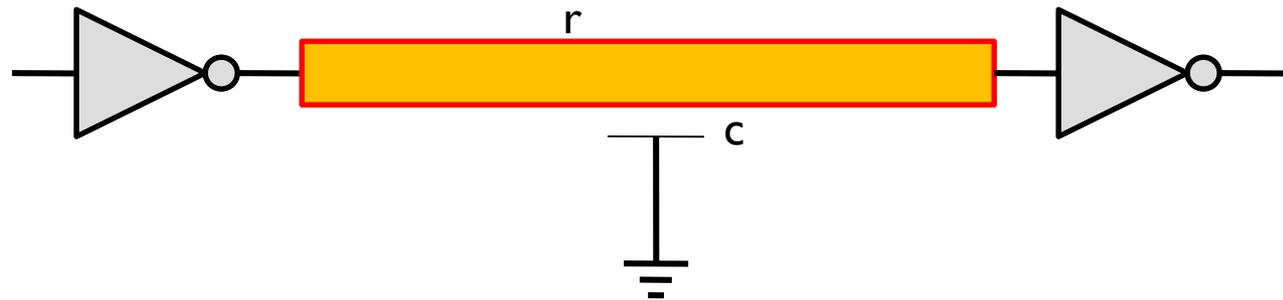


$$t_{pLH} = R_p \times (C_{out} + n \times C_{in}) + R_n \times (C_{out} + N/n \times C_{in}) + t_{pLHinv} + t_{pHLinv}$$

$$t_{pHL} = R_n \times (C_{out} + n \times C_{in}) + R_p \times (C_{out} + N/n \times C_{in}) + t_{pLHinv} + t_{pHLinv}$$

8. Carga de conductores largos

- Cuando los conductores de conexión entre puertas son de longitud apreciable, su R y C han de ser consideradas.
- R y C no son de parámetros concentrados



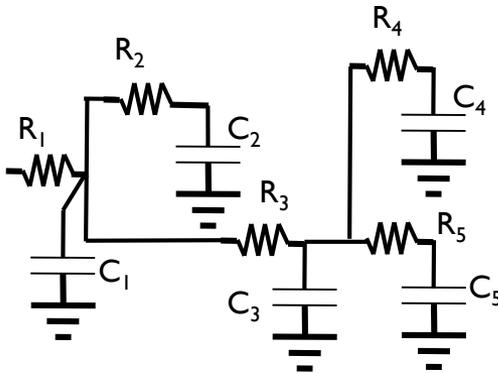
- **Empíricamente:**

$$t_{pHL} + t_{pLH} = (R_p + R_n) \times (C_{out} + c \times l + C_L) + 0.35 \times r \times c \times l^2 + r \times l \times C_L$$

10. Redes complejas

- Cota de Elmore
- El retardo de una carga “vista” desde un nodo

$$t_n = \sum_{\text{Camino de } l \text{ a } n} R_i C_{ij} \quad C_{ij} = \sum_{\text{Capacidades vistas desde } i} C_k$$



$$t_4 = R_1 \times (C_1 + C_2 + C_3 + C_4 + C_5) + R_3 \times (C_3 + C_4 + C_5) + R_4 \times C_4$$