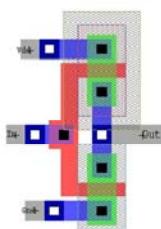
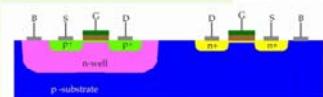


# Tema 4

## Fonaments de la tecnologia CMOS



1

## Objectius

- Comprendre el disseny de circuits lògics CMOS
  - \* Lògica CMOS complementària
  - \* Lògica basada en portes de transmissió
- Estudiar un conjunt ampli de circuits lògics CMOS
  - \* Combinacionals, seqüencials
- Caracteritzar elèctricament els circuits integrats CMOS
  - \* Paràmetres de tensió, corrent, retards i consum
  - \* Eixides especials: drenador obert, triestat
- Conèixer les principals subfamílies CMOS
  - \* Amb buffer d'eixida, alta velocitat, baix voltatge, etc.
- Conèixer les tendències actuals i futures de la tecnologia CMOS

# Continguts

## 4.1 Introducció

4.1.1 Característiques. Evolució històrica. Llei de Moore

## 4.2 Circuits combinacionals

4.2.1 Inversor

4.2.2 Altres portes bàsiques

4.2.3 Disseny de funcions generals en Lògica CMOS Complementària

4.2.4 Disseny amb portes de transmissió. Multiplexors.

## 4.3 Biestables: activació per nivell i per flanc

## 4.4 Eixides especials

4.4.1 Drenador obert

4.4.2 Triestat

## 4.5 Paràmetres elèctrics característics

## 4.6 Subfamílies CMOS

## 4.7 Tendències actuals i futures

## Bibliografia

### • Teoria

- \* "Electrónica". Hambley. Ed. Prentice-Hall. 2002. Capítulo 6.
- \* "Diseño Digital". Wakerly. Ed. Prentice-Hall. 2006. Capítulo 3.
- \* "Circuitos CMOS". R.M. Marston. Ed. Paraninfo. 1995.
- \* "Circuitos Integrados Digitales". Jan Rabaey et al. Ed. Prentice-Hall. 2004.
- \* "International Technology Roadmap for Semiconductors – ITRS"
- \* "International Roadmap for Devices and Systems – IRDS"
- \* [www.intel.com/technology](http://www.intel.com/technology)

4

## 4.1. Introducció

- CMOS: és la família amb major projecció de futur.
- Àmbit d'aplicació:
  - \* La majoria dels c.i LSI i VLSI: memòries i processadors
  - \* Aplicació en SSI i MSI junt amb la TTL
- Característiques mes rellevants
  - \* Baix consum
  - \* Procés de fabricació altament automatitzat
  - \* Excel·lent immunitat al soroll
  - \* Tensió d'alimentació variable
  - \* Subfamílies d'alta velocitat

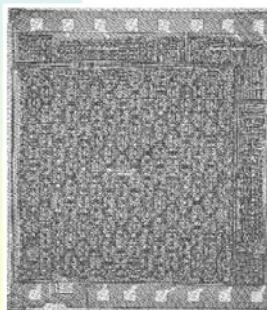
5

Es la familia más utilizada en la fabricación de circuitos integrados digitales, debido a sus buenas características globales: robustez, bajo consumo y velocidad, lo que la convierte en la familia más completa.

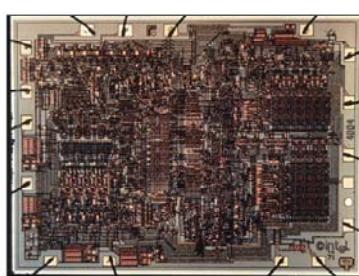
Además, el proceso de diseño y fabricación está muy automatizado, empleando herramientas CAD y librerías de celdas y módulos prediseñados.

## 4.1. Introducció. Evolució històrica

- En 1970's els processos de fabricació de processadors y memòries utilitzaven habitualment transistors NMOS (lògica NMOS)
  - \* Barats, però presentaven consum estàtic



Intel 1101 256-bit SRAM



Intel 4004 4-bit µProc

6

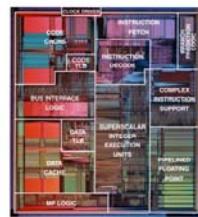
Se trataba de los primeros chips LSI de procesadores y memorias  
El consumo estático NMOS se refiere al consumo en el nivel bajo de salida  
(recuerde el funcionamiento del inversor NMOS con resistencia de drenador  $R_D$  del tema 2)

## 4.1. Introducció. Evolució històrica

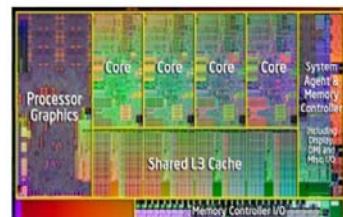
- Des de 1980's fins al present: tecnologia CMOS → baix consum estàtic



Intel 286



Intel Pentium



Intel-i7

7

Se optó por CMOS precisamente porque eliminaba el consumo estático.

Se empezaron a fabricar chips VLSI con tecnología CMOS

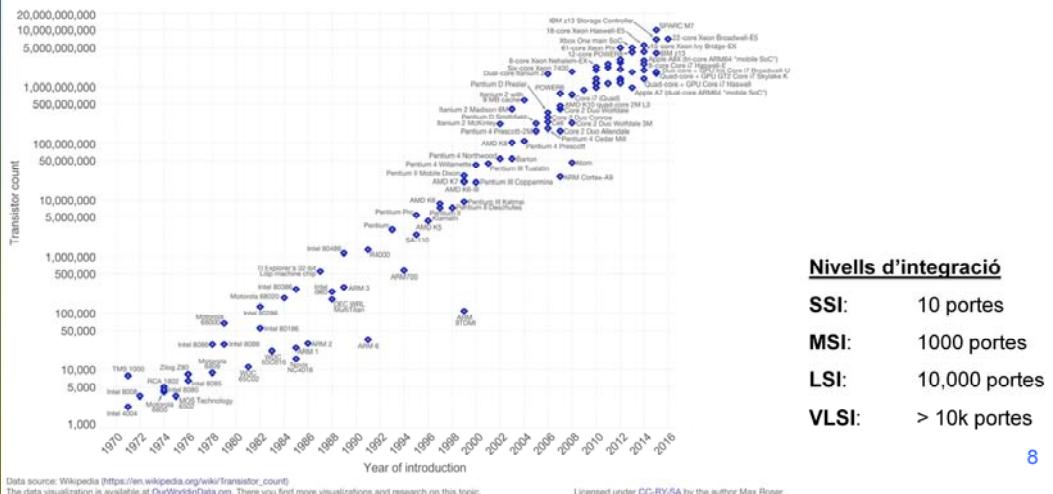
Hasta nuestros días, donde sigue consolidada como la tecnología de referencia

## 4.1. Introducció. Llei de Moore

- 1965: Gordon Moore representà la evolució del nº de transistors en cada xip
  - \* S'ajusta a una línia recta en escala semi logarítmica
  - \* El nombre de transistors es duplica cada 18-24 mesos

Moore's Law – The number of transistors on integrated circuit chips (1971-2016) OurWorld in Data

Moore's law describes the empirical regularity that the number of transistors on integrated circuits doubles approximately every two years. This advancement is important as other aspects of technological progress – such as processing speed or the price of electronic products – are strongly linked to Moore's law.



8

Data source: Wikipedia ([https://en.wikipedia.org/wiki/Transistor\\_count](https://en.wikipedia.org/wiki/Transistor_count))

The data visualization is available at OurWorldInData.org. There you find more visualizations and research on this topic.

Licensed under CC-BY-SA by the author Max Roser.

Crecimiento **exponencial** del número de transistores con los años

Observe que la escala vertical es logarítmica:

$$\log_{10} N_T = kA \rightarrow N_T = (10)^{kA}$$

$N_T$  = número de transistores en el chip

A = años

k = constante

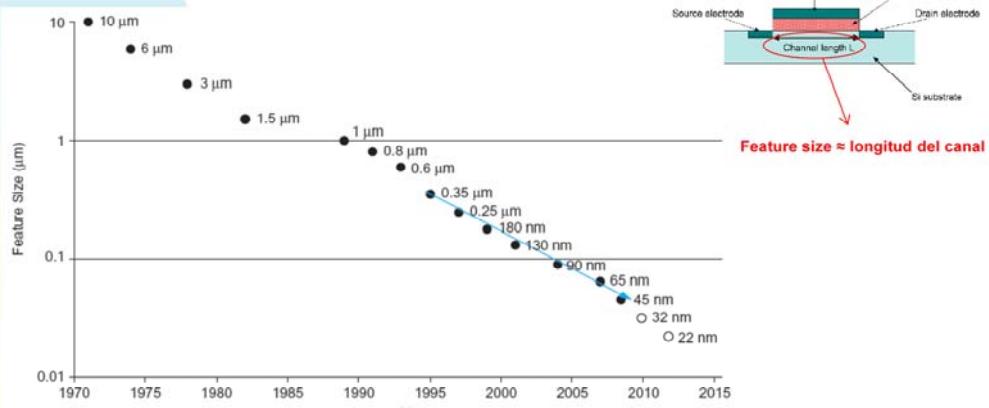
Esta ley empírica se ha mantenido con pequeñas variaciones, desde que se fabricaron los primeros chips de microprocesadores y memorias

Actualmente hay microprocesadores con miles de millones de transistores

**El equivalente de 1 puerta en CMOS es de 6 transistores aprox.**

## 4.1. Introducció. Llei de Moore

- *Feature Size* disminueix el 30% cada 2-3 anys



9

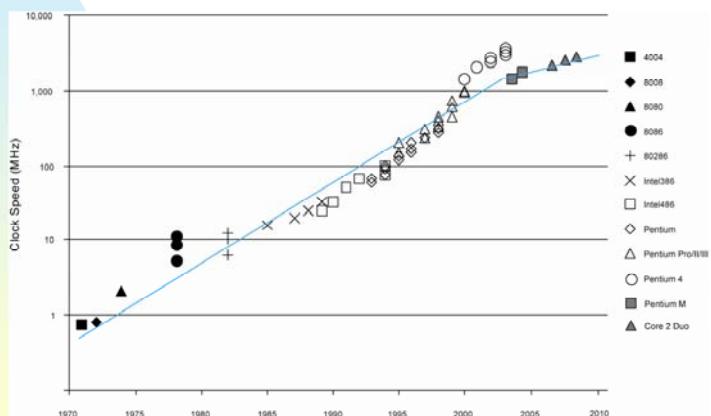
*Feature Size* es un indicador del tamaño mínimo en el proceso de fabricación de los Transistores Mosfet, que constituyen el dispositivo básico de la tecnología CMOS. Normalmente se toma la mínima longitud del canal de los transistores.

Cada 2-3 años, el *feature size* se multiplica por un factor 0.7, aproximadamente. Es lo mismo que disminuir un 30%.

Cuando se dice: “este microprocesador (o memoria) está hecho con tecnología CMOS de 90 nm” se refiere a que la longitud del canal de los transistores Mosfet es de 90nm. Actualmente lo usual es 45nm, 32nm, 22nm e incluso 14nm.

## 4.1. Introducció. Llei de Moore

- Molts altres factors han crescut exponencialment.
  - \* Ex: freqüència de rellotge, prestacions del processador



10

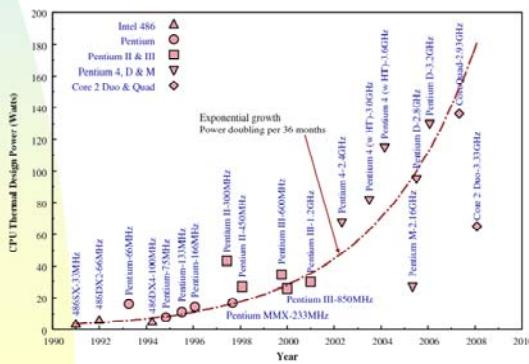
El crecimiento en la frecuencia también ha sido exponencial, pero no tan rápido (duplicación cada 2 - 3 años), desde unos pocos MHz (en los primeros microprocesadores) hasta más de 3GHz en algunos actuales.

De hecho actualmente se tiende a ralentizar el crecimiento de la frecuencia (tal como muestra la figura) por motivos de consumo dinámico. El consumo dinámico de CMOS es directamente proporcional a la frecuencia, tal como veremos más adelante

El estancamiento de la frecuencia se ha suplido con paralelismo (dual-core, quad-core, ...), nuevos materiales y con la reducción de dimensiones.

## 4.1 Introducció. Consum

- La potència consumida pels xips també ha creixut exponencialment
- Degut a:
  - \* Gran densitat de integració
  - \* Elevada freqüència
- El consum és un factor determinant
  - \* Limita la densitat d'integració
  - \* Especialment en sistemes amb bateries

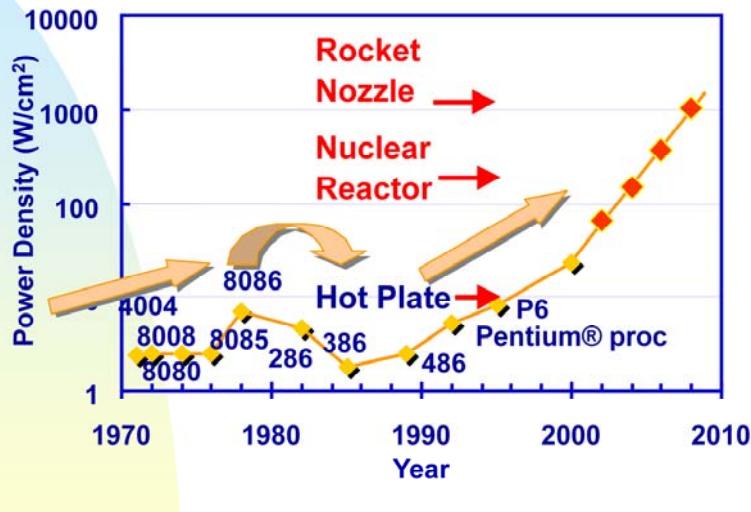


11

La potencia consumida por los chips también ha sufrido un crecimiento exponencial, desde los primeros chips de micros que no llegaban a 1 Watt, hasta los actuales con más de 100 Watts. En los últimos años el crecimiento se ha ralentizado, como en el caso de la frecuencia.

Aunque la tecnología es CMOS, hay que pensar que los chips actuales contienen cientos de millones de transistores, y la frecuencia también ha ido creciendo. Aunque en principio el consumo más relevante es el **dinámico**, el **estático** tiene cada vez más importancia al crecer la densidad de integración. Esto es especialmente importante en sistemas con baterías (móviles, portátiles, ...). Hay diferentes rangos de potencia, dependiendo de si se trata de micros para móviles o tabletas, ordenadores de sobremesa o servidores de altas prestaciones.

## 4.1. Introducció. Densitat de potència



Courtesy, Intel

12

Donde más se observa el problema de la potencia es en su valor relativo respecto a la unidad de área de chip, es decir, la DENSIDAD de potencia ( $\text{W}/\text{cm}^2$ ).

A partir del 2000 se observa un crecimiento más acusado, de tipo exponencial, con valores muy elevados. Algunos estudios teóricos sitúan el límite CMOS en  $100 \text{ W}/\text{cm}^2$ .

La potencia disipada en forma de calor debe eliminarse mediante ventiladores, disipadores o incluso mediante sistemas de refrigeración basados en He líquido o N líquido (en grandes Supercomputadores).

Al mismo tiempo se sigue la tendencia de bajar la tensión de alimentación para disminuir la potencia disipada.

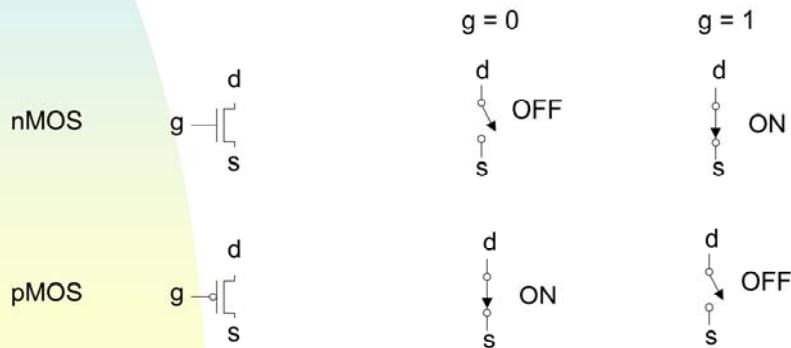
Otra solución que se introduce es bajar la frecuencia a costa de introducir mecanismos de paralelismo interno, tal como se ha comentado anteriormente.

**La disipación de potencia es uno de los problemas más importantes en el diseño y fabricación de los chips VLSI actuales, a medida que aumenta la densidad de integración. Reduce la fiabilidad de los transistores y de los circuitos.**

## 4.2. Circuits combinacionals

Els transistors MOS com a **interruptors ideals**:

- Els transistors MOS es poden veure com interruptors controlats per tensió (**model**)
- La tensió en la porta controla la connexió entre els terminals de drenador i font.



13

Consideraremos un modelo simple para el transistor Mosfet en conmutación, consistente en un interruptor ideal. Esto nos permitirá analizar más fácilmente los circuitos lógicos CMOS. Veamos los diferentes casos:

Ventada =  $V_g$  (gate)

NMOS:

Entrada = "1"  $\rightarrow V_{gs} > VT \rightarrow R_{on}$  de los transistores Mosfet se aproxima a 0  $\rightarrow$  interruptor cerrado

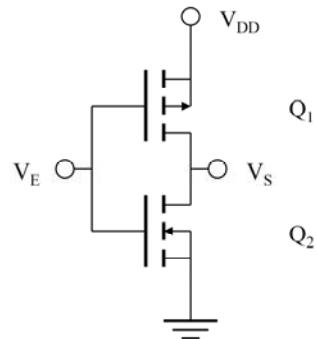
Entrada = "0"  $\rightarrow V_{gs} < VT \rightarrow R_{off}$  de los transistores Mosfet se aproxima a  $\infty$   $\rightarrow$  interruptor abierto

PMOS:

Entrada = "1"  $\rightarrow V_{gs} > -VT \rightarrow R_{off}$  de los transistores Mosfet se aproxima a  $\infty$   $\rightarrow$  interruptor abierto

Entrada = "0"  $\rightarrow V_{gs} < -VT \rightarrow R_{on}$  de los transistores Mosfet se aproxima a 0  $\rightarrow$  interruptor cerrado

## 4.2.1 L'inversor CMOS (repàs)



Entrada digital:  $V_E = 0V = \text{"0"}$      $V_E = V_{DD} = \text{"1"}$

14

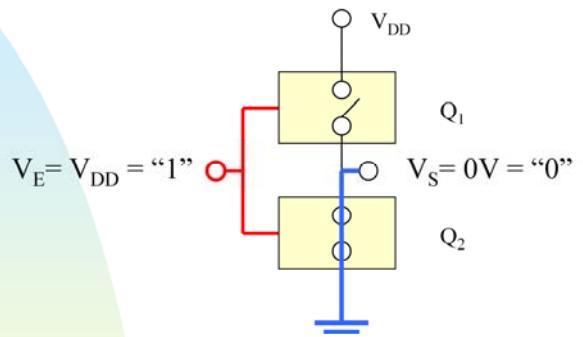
El **inversor** es la puerta básica de la familia CMOS, a partir de la cual se diseñan las demás.

Estructura (recuerde final del tema2):

- Pareja de transistores, PMOS y NMOS.
- PMOS conectado (su fuente) a  $V_{DD}$
- NMOS conectado (su fuente) a masa
- Las puertas de los transistores conectadas entre sí y a la entrada
- Los drenadores de los transistores conectados entre sí y a la salida
- El sustrato del PMOS conectado a  $V_{DD}$
- El sustrato del NMOS conectado a masa

El nombre CMOS (*Complementary MOS*) viene de la presencia de **parejas complementarias** (PMOS-NMOS) de transistores. Como se verá más adelante, esta estructura aparece en el resto de puertas y circuitos lógicos.

## 4.2.1 L'inversor CMOS (repàs)



$$V_{GS1} = V_{DD} - V_{DD} = 0V > -V_T \Leftrightarrow \text{PMOS tall}$$

$$V_{GS2} = V_{DD} - 0V = V_{DD} > V_T \Leftrightarrow \text{NMOS condueix}$$

El consum estàtic és = 0

15

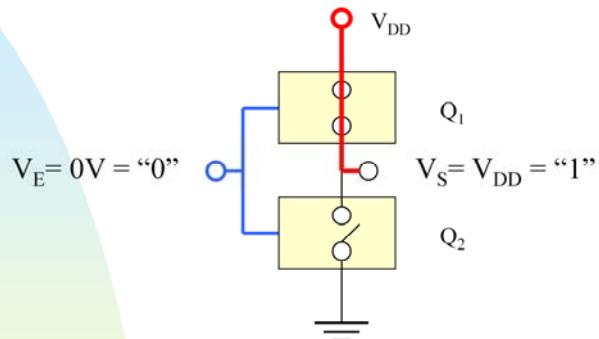
Recordemos (del tema 2) el funcionamiento como inversor. Para ello vamos a dar a  $V_E$  valores lógicos “1” y “0”, y deduciremos la salida. Los valores de tensión para “1” y “0” serán extremos:  $V_{DD}$  y 0V, respectivamente.

Usaremos el modelo de interruptor abierto/cerrado para los transistores.

Para  $V_E = "1"$ ,  $V_s \approx 0V$

El consumo estático es 0 (si exceptuamos las corrientes de fuga), pues no existe “camino” entre  $V_{DD}$  y masa, al estar uno de los dos transistores cortado.

## 4.2.1 L'inversor CMOS (repàs)



$$V_{GS1} = 0V - V_{DD} = -V_{DD} < -V_T \Leftrightarrow \text{PMOS conduceix}$$
$$V_{GS2} = 0V - 0V = 0V < V_T \Leftrightarrow \text{NMOS tall}$$

El consum estàtic és = 0

16

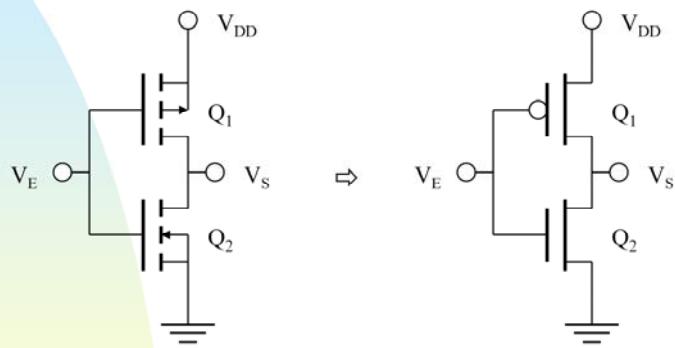
Para  $V_E = "0"$  el que está cortado es el NMOS. De nuevo el consumo estático es 0.

$$V_S \approx V_{DD}$$

Se observa que las tensiones de salida son muy extremas.

## 4.2.1 L'inversor CMOS

Esquema més simple dels transistors Mosfet:

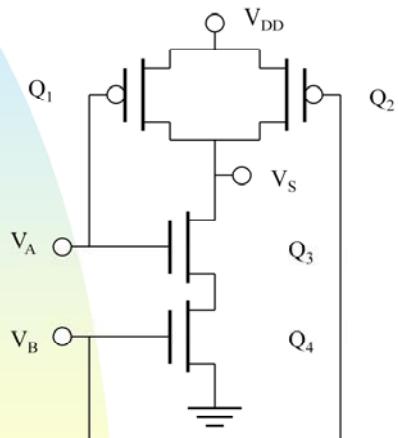


17

Se usa a veces un esquema más simplificado, para evitar tener que dibujar los substratos de los transistores. Esto viene bien cuando hay que dibujar muchos transistores.

## 4.2.2 Altres portes. NAND CMOS

Estructura: transistors PMOS en paral·lel i NMOS en sèrie



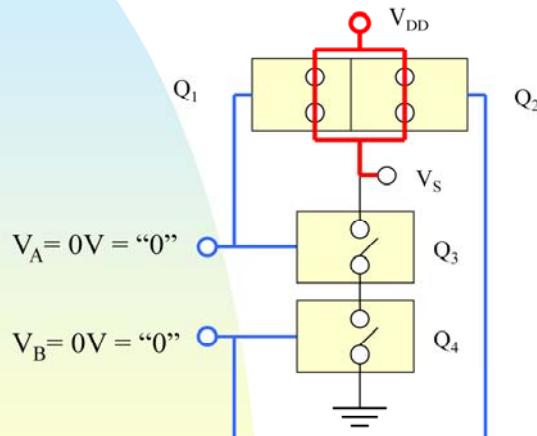
18

Obsérvese que cada entrada está conectada a una pareja de transistores PMOS-NMOS.

El funcionamiento se puede verificar fácilmente usando el modelo de interruptor abierto/cerrado de los transistores, tal como se muestra en las siguientes transparencias.

## 4.2.2 Altres portes. NAND CMOS

Estructura: transistors PMOS en paral·lel i NMOS en sèrie



V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	V <sub>S</sub>
0V	0V	V <sub>DD</sub>
0V	V <sub>DD</sub>	V <sub>DD</sub>
V <sub>DD</sub>	0V	V <sub>DD</sub>
V <sub>DD</sub>	V <sub>DD</sub>	0V

El consum estàtic és = 0

19

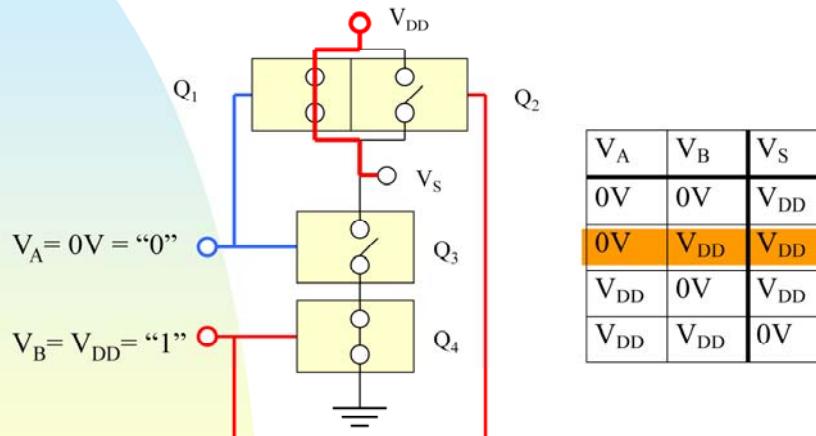
Los dos transistores NMOS están cortados (interruptores abiertos) mientras que los dos PMOS conducen (interruptores cerrados).

La salida es un nivel alto ( $V_S \approx V_{DD}$ ).

El consumo estático es nulo (sin considerar las corrientes de fuga, despreciables)

## 4.2.2 Altres portes. NAND CMOS

Estructura: transistors PMOS en paralelo i NMOS en serie



$V_A$	$V_B$	$V_s$
0V	0V	$V_{DD}$
0V	$V_{DD}$	$V_{DD}$
$V_{DD}$	0V	$V_{DD}$
$V_{DD}$	$V_{DD}$	0V

El consum estàtic és = 0

20

La tensión de nivel bajo aplicada a  $V_A$  hace conducir a Q1 (PMOS) y deja cortado a Q3 (NMOS).

La tensión de nivel alto aplicada a  $V_B$  hace conducir a Q4 (NMOS) y deja cortado a Q2 (PMOS).

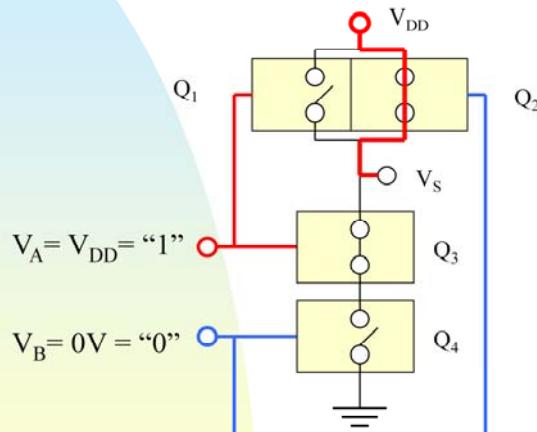
Como los transistores PMOS están conectados en paralelo y los NMOS en serie, la salida es un nivel alto ( $V_s \approx V_{DD}$ ).

Observe que en los transistores NMOS uno conduce mientras el otro está cortado, por lo que no hay conexión entre la línea de salida y la tensión de masa.

El consumo estático es nulo

## 4.2.2 Altres portes. NAND CMOS

Estructura: transistors PMOS en paralelo i NMOS en serie



V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	V <sub>S</sub>
0V	0V	V <sub>DD</sub>
0V	V <sub>DD</sub>	V <sub>DD</sub>
V <sub>DD</sub>	0V	V <sub>DD</sub>
V <sub>DD</sub>	V <sub>DD</sub>	0V

El consum estàtic és = 0

21

La tensión de nivel alto aplicada a  $V_A$  hace conducir a Q3 (NMOS) y deja cortado a Q1 (PMOS).

La tensión de nivel bajo aplicada a  $V_B$  hace conducir a Q2 (PMOS) y deja cortado a Q4 (NMOS).

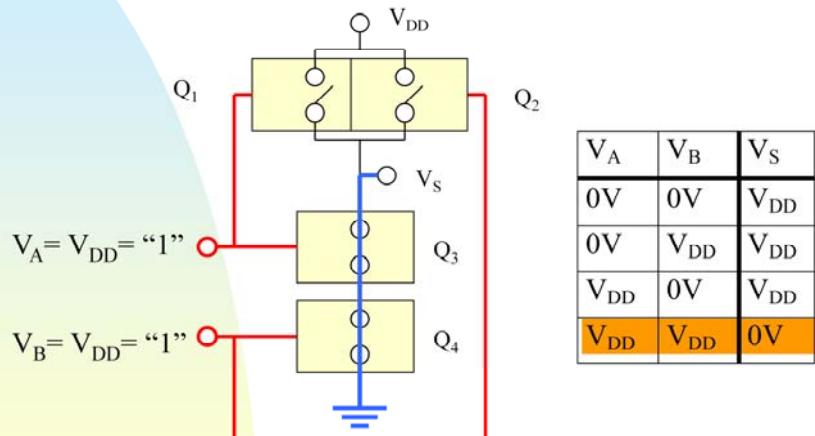
Como los transistores PMOS están conectados en paralelo y los NMOS en serie, la salida es un nivel alto ( $V_S \approx V_{DD}$ ).

De nuevo se tiene que un transistor NMOS conduce mientras el otro está cortado, por lo que no hay conexión entre la línea de salida y la tensión de masa.

El consumo estático es nulo

## 4.2.2 Altres portes. NAND CMOS

Estructura: transistors PMOS en paral·lel i NMOS en sèrie



El consum estàtic és = 0

22

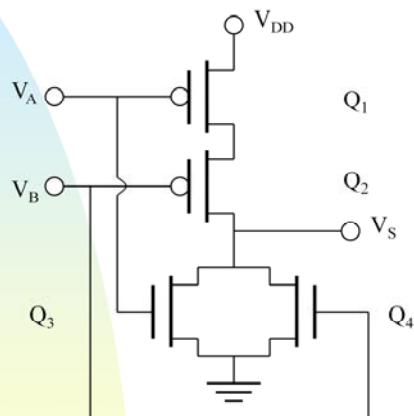
Los dos transistores PMOS están cortados (interruptores abiertos) mientras que los dos NMOS conducen (interruptores cerrados).

La salida es un nivel bajo ( $V_s \approx 0V$ ), pues en este caso sí existe conexión entre la línea de salida y la tensión de masa (referencia).

El consumo estático es nulo

## 4.2.2 Altres portes. NOR CMOS

Estructura: transistors NMOS en paralelo i PMOS en sèrie

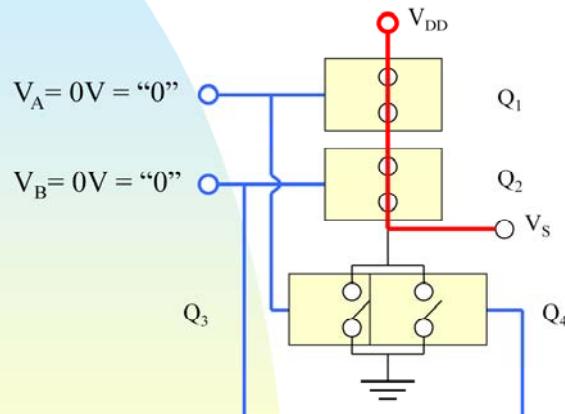


23

La estructura es dual respecto a la NAND: basta cambiar las agrupaciones SERIE por PARALELO y viceversa. La dualidad estructural se traduce en una dualidad funcional.

## 4.2.2 Altres portes. NOR CMOS

Estructura: transistors NMOS en paralelo i PMOS en serie



V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	V <sub>S</sub>
0V	0V	V <sub>DD</sub>
0V	V <sub>DD</sub>	0V
V <sub>DD</sub>	0V	0V
V <sub>DD</sub>	V <sub>DD</sub>	0V

El consum estàtic és = 0

24

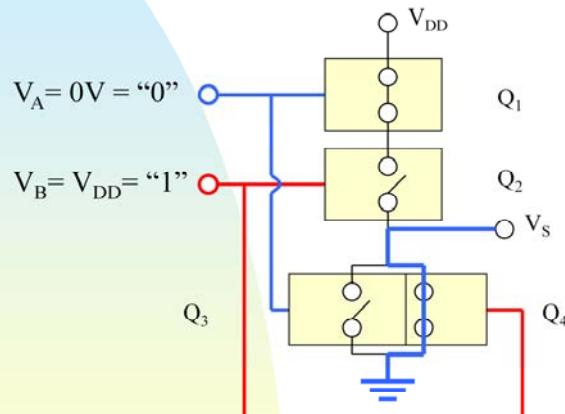
El funcionamiento se verifica fácilmente, de manera análoga a la puerta NAND anterior.

Se deja como tarea para el alumno

En todos los casos el consumo estático es nulo, como no puede ser de otra manera, tratándose de un circuito lógico CMOS

## 4.2.2 Altres portes. NOR CMOS

Estructura: transistors NMOS en paral·lel i PMOS en sèrie



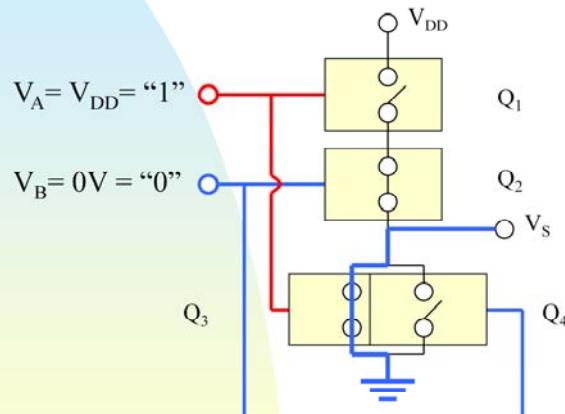
$V_A$	$V_B$	$V_S$
0V	0V	$V_{DD}$
0V	$V_{DD}$	0V
$V_{DD}$	0V	0V
$V_{DD}$	$V_{DD}$	0V

El consum estàtic és = 0

25

## 4.2.2 Altres portes. NOR CMOS

Estructura: transistors NMOS en paral·lel i PMOS en sèrie



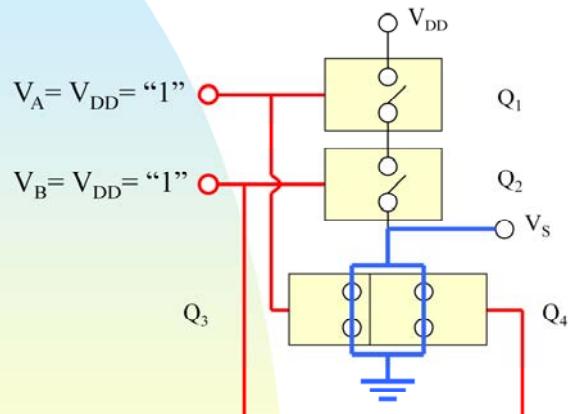
V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	V <sub>S</sub>
0V	0V	V <sub>DD</sub>
0V	V <sub>DD</sub>	0V
V <sub>DD</sub>	0V	0V
V <sub>DD</sub>	V <sub>DD</sub>	0V

El consum estàtic és = 0

26

## 4.2.2 Altres portes. NOR CMOS

Estructura: transistors NMOS en paral·lel i PMOS en sèrie



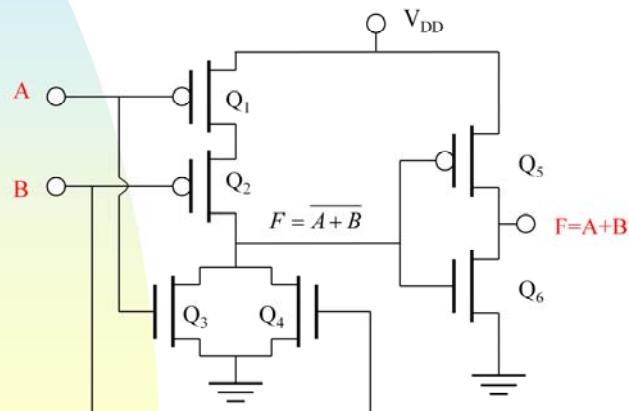
V <sub>A</sub>	V <sub>B</sub>	V <sub>S</sub>
0V	0V	V <sub>DD</sub>
0V	V <sub>DD</sub>	0V
V <sub>DD</sub>	0V	0V
V <sub>DD</sub>	V <sub>DD</sub>	0V

El consum estàtic és = 0

27

## 4.2.2 Altres portes bàsiques

- Buffer = NOT + NOT
- AND = NAND + NOT
- OR = NOR + NOT



28

A partir de las puertas NOT, NOR y NAND se pueden diseñar las puertas Buffer, OR y AND, sin más que añadir un inversor en serie.

El buffer no modifica los niveles de tensión (implementa la función identidad), pero sí que se utiliza para incrementar la corriente de salida. Esto puede ser útil si un circuito no puede suministrar suficiente corriente para abastecer a otros conectados en su salida. En tal caso se intercala un buffer a la salida del circuito. De esta forma se incrementa el fan-out. Para incrementar la corriente, los transistores del inversor de salida suelen tener una relación (W/L) mayor. Otra forma de aumentar la corriente es disminuir la VT de los transistores.

Los buffers también se utilizan para aumentar la velocidad de commutación.

## 4.2.3 Disseny de funcions generals en Lògica CMOS Complementària (1)

Cas general:

- Els blocs NMOS i PMOS son duals

Estructures sèrie → · (AND)

Estructures paral·lel → + (OR)

} → Funció intermèdia G

- Bloc NMOS

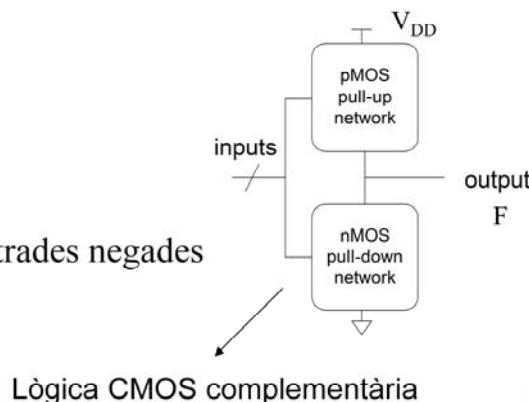
connexió a massa

$$F = \overline{G}$$

- Bloc PMOS

connexió a  $V_{DD}$

$F = G$ , però amb entrades negades



29

Se puede aplicar un **Método General para el diseño de cualquier función lógica CMOS**.

Las funciones en **Lógica CMOS Complementaria** constan de 2 bloques: un **bloque PMOS** entre  $V_{DD}$  y la salida F, y un **bloque NMOS** entre la salida F y GND.

**La estructura de los dos bloques es dual**, es decir, si los transistores están en serie en el bloque NMOS, los correspondientes transistores PMOS estarán en paralelo, y viceversa.

Para averiguar la expresión lógica de la función, puede seguirse un método sencillo y sistemático.

La función puede obtenerse analizando el bloque NMOS o el bloque PMOS, indistintamente. El resultado es equivalente.

### Obtención de la función analizando el bloque NMOS

Obtener una función intermedia G a partir de las asociaciones serie/paralelo de los transistores NMOS:

Serie → AND de las variables correspondientes

Paralelo → OR de las variables correspondientes

Una vez obtenida G,  $F = \overline{G}$ , pues si  $G = "1"$  hay una conexión entre F y GND.

### Obtención de la función analizando el bloque PMOS

Obtener una función intermedia G a partir de las asociaciones serie/paralelo de los transistores PMOS:

Serie → AND de las variables correspondientes, NEGADAS (los transistores PMOS conducen con "0" en la entrada)

Paralelo → OR de las variables correspondientes, NEGADAS

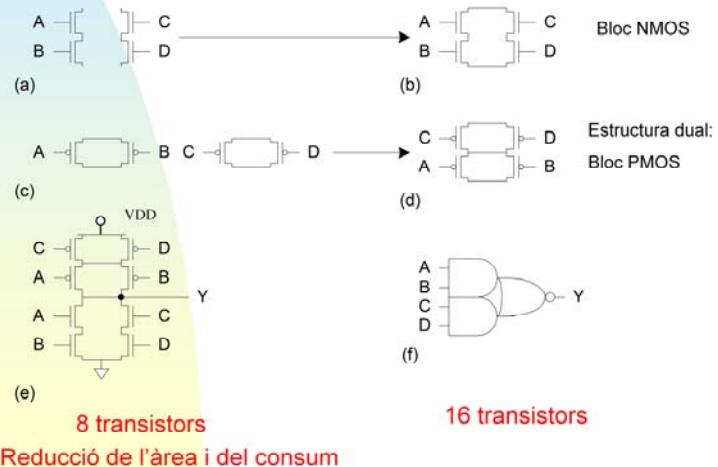
Una vez obtenida G,  $F = G$ , pues si  $G = "1"$  hay una conexión entre F y  $V_{DD}$ .

Las funciones F obtenidas por cualquiera de los 2 métodos (bloque NMOS o PMOS) deben ser equivalentes. Normalmente, aplicando el teorema de De Morgan a una de ellas, se obtiene la otra.

**El proceso anterior se puede invertir para diseñar un determinado circuito a partir de la expresión de F**

## 4.2.3 Disseny de funcions generals en Lògica CMOS Complementària (2)

- Poden implementar qualsevol funció inversora
- Ex:  $Y = \overline{(A \cdot B)} + (C \cdot D)$  (AND-OR-INVERT-22)



30

Aquí tenemos un ejemplo de diseño de una función combinacional en Lógica CMOS Complementaria. En este caso la función se denomina Y.

Según lo dicho en la transp. anterior,

$Y = \overline{G} \rightarrow G$  será la función correspondiente al bloque NMOS

- (a)  $(A \cdot B) \rightarrow$  asociación de transistores en serie  
 $(C \cdot D) \rightarrow$  asociación de transistores en serie
- (b) La OR implica una asociación en paralelo de los subbloques anteriores
- (c) y (d)  $\rightarrow$  estructura dual (cambiar asociaciones serie por paralelo y viceversa) para el bloque PMOS
- (e) Finalmente se conecta el bloque NMOS a masa y el bloque PMOS a VDD. La función Y está en el nodo de separación entre los dos bloques. En total hay 8 transistores, lo que demuestra el ahorro de área de silicio (y por tanto también de consumo), si lo comparamos con un diseño tradicional a base de puertas independientes (ver f): cada puerta AND tiene 6 transistores, y la NOR tiene 4 transistores. En total, 16, justo el doble.

## 4.2.3 Disseny de funcions generals en Lògica CMOS Complementària (3)

### Exemple: OAI-31

$$Y = \overline{(A + B + C)D}$$

31

Veamos otro ejemplo de diseño: una función OR-AND-INVERTED con 3 entradas en la OR y una en la AND (en forma compacta, OAI-31)

$$Y = \overline{G}$$

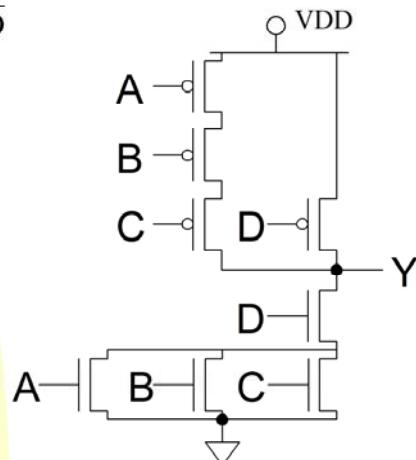
$G = (A+B+C).D$  será la función que implemente el bloque NMOS y, por tanto, si  $G = "1"$ ,  $Y$  será  $"0"$ .

Construiremos el bloque NMOS implementando las asociaciones serie/paralelo de los transistores de  $G$ . Para diseñar el bloque PMOS basta con implementar la estructura dual.

## 4.2.3 Disseny de funcions generals en Lògica CMOS Complementària (4)

### Exemple: OAI-31

$$Y = \overline{(A + B + C)}.D$$



32

Bloque NMOS:

$(A+B+C) \rightarrow$  asociación paralelo

D  $\rightarrow$  asociación serie

Bloque PMOS: Estructura dual

A, B, C en serie

D en paralelo

Finalmente, el bloque PMOS se conecta a VDD y el NMOS a masa

## 4.2.3 Disseny de funcions generals en Lògica CMOS Complementària (4)

- I si la funció no ve negada?
- Dos options
  - A) Transformar-la en una funció equivalent negada, aplicant Involució i De Morgan. Dissenyar el bloc NMOS. Dissenyar el bloc PMOS amb estructura dual al del bloc NMOS.
  - B) Disseny a partir del bloc PMOS, negant les entrades. El bloc NMOS es dissenvia amb estructura dual al del PMOS.
- Exemple: dissenyar el *carry* d'eixida d'un *Full-adder*

$$F = AB + AC + BC$$

$$F = \overline{\overline{F}} = \overline{\overline{AB + AC + BC}} = \overline{(\overline{A} + \overline{B})(\overline{A} + \overline{C})(\overline{B} + \overline{C})}$$

$$G = (\overline{A} + \overline{B})(\overline{A} + \overline{C})(\overline{B} + \overline{C}) \rightarrow \text{Bloc NMOS}$$

Bloc PMOS dual

33

- A) Una opción: involución + De Morgan, diseñar el bloque NMOS y a partir de este el bloque PMOS (dual del anterior)

$$F = \overline{\overline{AB + AC + BC}} = \overline{(\overline{A} + \overline{B})(\overline{A} + \overline{C})(\overline{B} + \overline{C})}$$

$$G = (\overline{A} + \overline{B})(\overline{A} + \overline{C})(\overline{B} + \overline{C})$$

Bloque NMOS a partir de G

Bloque PMOS dual al NMOS

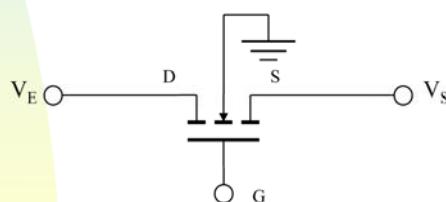
- B) Otra opción: Diseñar el bloque PMOS, que no necesita inversión, pero ojo!, con las entradas invertidas.

$$G = \overline{\overline{AB}} + \overline{\overline{AC}} + \overline{\overline{BC}}$$

Posteriormente se genera el bloque NMOS, dual del anterior

## 4.2.4 Portes de transmissió (1): NMOS

- Interruptor bidireccional que s'obri o tanca controlat per un senyal extern
  - \* Porta de transmissió NMOS
    - Si  $V_G = 0V \Rightarrow$  Interruptor obert,
    - Si  $V_G = V_{DD} \Rightarrow$  Interruptor tancat
      - La transmissió del "1" es degrada  $V_T$
      - La transmissió del "0" no es degrada



34

Las **puertas de transmisión** permiten diseñar circuitos CMOS de manera más compacta todavía, ahorrando transistores. Esto mejora la densidad de integración y consecuentemente el consumo. Se aplican a determinados circuitos CMOS, como multiplexores, puertas XOR y biestables, como veremos a continuación. El diseño basado en puertas de transmisión se considera una variante de la familia CMOS, denominada **Pass-transistor CMOS**.

La transparencia muestra una puerta de transmisión NMOS.

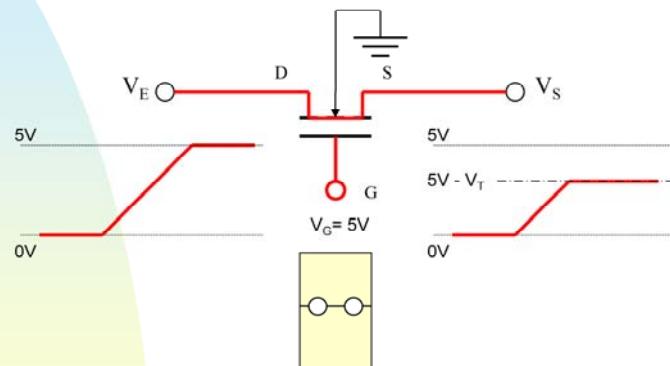
Consta de un único transistor. También se llama **transistor de paso** NMOS.

La idea es tener un interruptor gobernado por  $V_G$ , que conecte la entrada  $V_E$  con la salida  $V_S$ . Observe que el sustrato se conecta a masa de manera independiente, pues las tensiones en E y S pueden variar.

Si  $G=0$ , el transistor no conduce y E y S están desconectadas entre sí.

Si  $G=1$ , el interruptor se cierra y la entrada se transmite a la salida.

## 4.2.4 Portes de transmissió (2): NMOS



35

La transmisión del ‘1’ presenta degradación de la señal.

La degradación en la transmisión del nivel alto se produce porque, para que el transistor conduzca, en todo momento se ha de cumplir  $V_{GS} > V_T$  (condición de formación del canal).

Si, como muestra la figura, la tensión de entrada pasa a  $V_{DD}$  (5V), un nivel alto en  $V_G$  de 5V hace que la puerta de transmisión se cierre.

La tensión de entrada se transmite a la salida de la puerta de transmisión pero, cuando alcanza el valor  $V_{DD} - V_T$ , el transistor deja de conducir, pues no se cumple la condición de formación del canal. Por tanto no transmite más allá de  $5V - V_T$ , y se dice que el ‘1’ se degrada en una cantidad =  $V_T$

Una solución posible: aumentar la tensión en la puerta:  $V_G > V_{DD} + V_T$ ,  
Aunque esto implica disponer de tensiones superiores a  $V_{DD}$ .

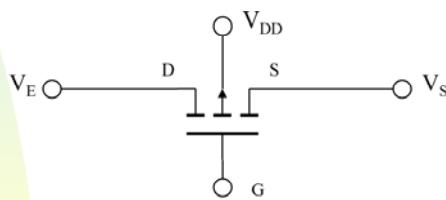
También se podría disminuir  $V_T$ , aunque ésto puede aumentar el consumo estático por corrientes de fuga.

Otra solución es utilizar puertas de transmisión CMOS (ver transp. 38)

El ‘0’ se transmite sin degradación, pues en todo momento se cumple que  $V_{GS} > V_T$

## 4.2.4 Portes de transmissió (3): PMOS

- \* Porta de transmissió PMOS
  - Si  $V_G = V_{DD}$   $\Rightarrow$  Interruptor obert
  - Si  $V_G = 0V$   $\Rightarrow$  Interruptor tancat
    - La transmissió del "1" no es degradada
    - La transmissió del "0" es degrada  $V_T$



36

También se llama **transistor de paso PMOS**

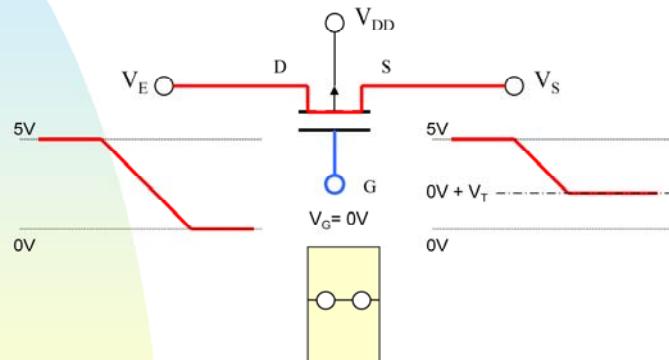
En este caso la puerta conduce con un '0' en G, y la entrada E se transmite a la salida S.

Si G = '1', el transistor está en corte y no se transmite la señal.

Observe que el sustrato se conecta de forma independiente a VDD, para asegurar que no hayan corrientes de sustrato.

En cuanto a la degradación, el valor de entrada que se degrada es el '0'.

## 4.2.4 Portes de transmissió (4): PMOS



37

No se transmite el ‘0’ íntegro,  $V_S$  se queda en el valor  $0+V_T$ . A partir de ahí  $VGS \geq -VT$ , y el transistor se corta, cesando la transmisión.

Una solución posible: disminuir la tensión en la puerta:  $V_G < -V_T$ ,

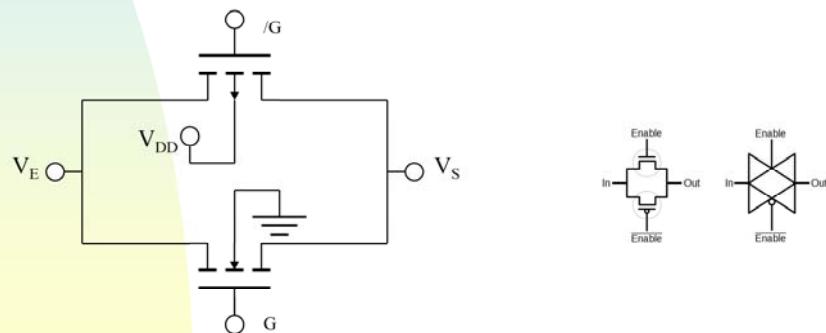
Aunque esto implica disponer de tensiones inferiores a GND

También se podría disminuir  $VT$ , aunque esto puede aumentar el consumo estático por corrientes de fuga.

Otra solución es utilizar puertas de transmisión CMOS (ver transp. 38).

## 4.2.4 Portes de transmissió (5): CMOS

- \* Reuneix les característiques de pas de les dos portes, no degrada l'eixida
  - Si  $V_G = 0V \Rightarrow$  PMOS i NMOS tallats
  - Si  $V_G = V_{DD} \Rightarrow$  PMOS i NMOS condueixen
    - El NMOS transmet el "0" sense degradació
    - El PMOS transmet el "1" sense degradació



38

Una buena solución cuando se quiere evitar la degradación de los niveles lógicos:  
Puerta de transmisión CMOS, no hace falta disponer de varias fuentes de alimentación,  
aunque se requieren dos transistores.

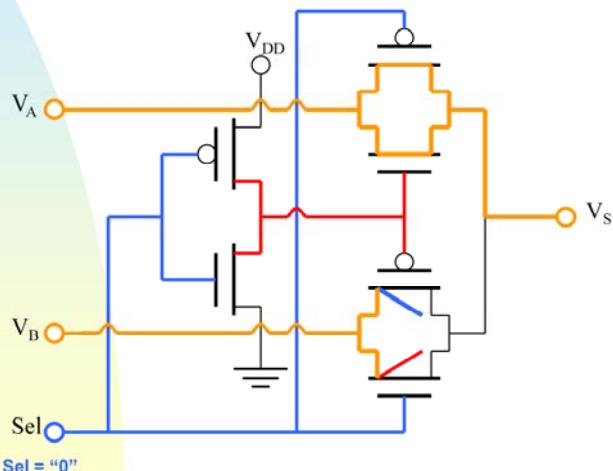
Observe que el nivel lógico aplicado al terminal de puerta (/G) del  
transistor PMOS (arriba) es el resultado de invertir el aplicado al terminal de puerta (G)  
del transistor NMOS (abajo).

La idea es tener dos puertas de transmisión en paralelo, una NMOS y otra PMOS.  
De esta forma se soluciona el problema de la degradación, pues siempre habrá una  
de las dos puertas de transmisión que transmita la señal.

A la derecha se muestran símbolos alternativos más simples para la puerta de transmisión.

## Portes de transmissió (6): Multiplexor A

- Multiplexor analògic
  - \* Entrades  $V_A$ ,  $V_B$ , selecció Sel, eixida  $V_s$



39

Las puertas de transmisión pueden usarse para diseñar algunos circuitos analógicos y digitales especiales, ahorrando transistores y consiguiendo diseños con menos área y menos consumo.

Un ejemplo típico son los **multiplexores, tanto analógicos como digitales**.

En la figura se puede observar el circuito inversor que hace que las entradas a los terminales de control (G) de las puertas de transmisión tengan valores complementarios.

Cuando la entrada de selección es un nivel bajo ("0") se tiene:

Los dos transistores de la puerta de transmisión inferior están cortados:

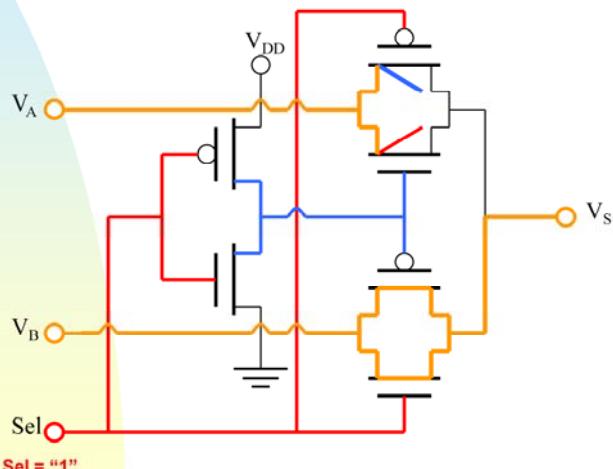
se aplica un "0" al terminal de control del NMOS y un "1" al del PMOS.

Los dos transistores que forman la puerta de transmisión superior están conduciendo:

se aplica un "1" al terminal de control del NMOS y un "0" al del PMOS.

Por tanto, el valor analógico de tensión  $V_A$  se transmite a la salida.

## Portes de transmissió (7): Multiplexor A



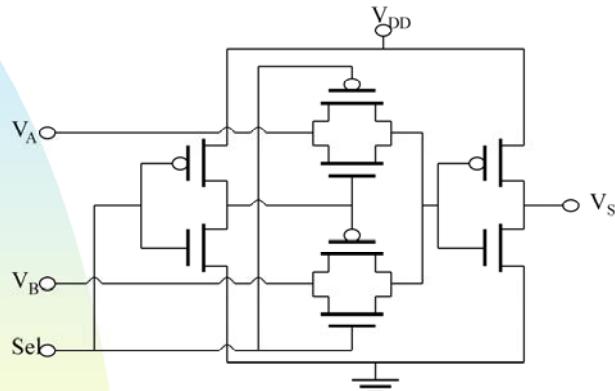
40

Cuando la entrada de selección es un nivel alto ("1") se tiene el caso contrario:  
Los dos transistores de la puerta de transmisión inferior están conduciendo:  
se aplica un "1" al terminal de control del NMOS y un "0" al del PMOS.  
Los dos transistores que forman la puerta de transmisión superior están cortados:  
se aplica un "0" al terminal de control del NMOS y un "1" al del PMOS.

Por tanto, el valor analógico de tensión  $V_B$  se transmite a la salida.

## Portes de transmissió (8): Multiplexor D.

- Multiplexor digital: inversor a l'eixida



8 transistors → estalvi d'àrea i consum front a un disseny tradicional

41

El inversor de salida **restaura la señal digital**.

Si el inversor de salida el problema es el siguiente: si la entrada es una señal con ruido electromagnético o degradada, la salida recibirá el mismo ruido. Después de varias etapas como esta, la señal puede resultar demasiado degradada y perderse el nivel lógico.

El inversor restaura la señal a “1” o “0”, debido a que la salida está conectada a VDD y GND a través de los transistores PMOS y NMOS, y a su elevada ganancia (pendiente en la curva de transferencia)

El multiplexor queda con la señal invertida, debido a la presencia del inversor.

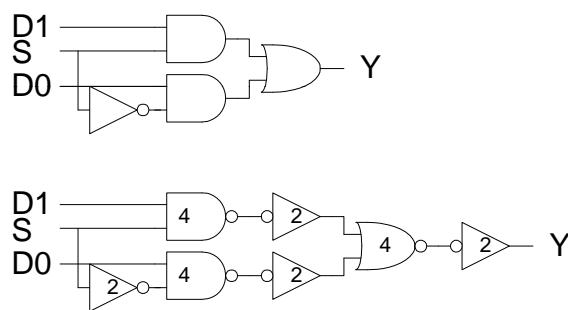
Número de transistores = 8

## Disseny del Mux amb portes bàsiques

- $Y = BSel + A\overline{Sel}$
- Quants transistors fan falta? (exercici)
- Massa transistors

42

Un diseño convencional con puertas básicas necesitaría 20 transistores, muchos más que con el diseño basado en puertas de transmisión



En este circuito,

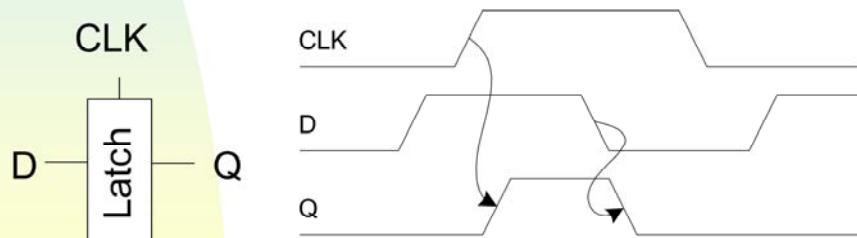
S corresponde a *Sel*, la señal de selección, en el circuito de las transparencias anteriores.

D1 corresponde al canal B en el circuito de las transparencias anteriores

D0 corresponde al canal A en el circuito de las transparencias anteriores

## 4.3 Biestables (1): Latch D

- Si  $CLK = 1$ , el latch és *transparent*
  - \* D es transmet a Q com en un buffer
- Si  $CLK = 0$ , el latch és *opac*
  - \* Q manté el valor anterior independentment de D
- S'anomena també *latch transparent o actiu per nivell*



43

Veamos algunos diseños de biestables, basados también en puertas de transmisión.

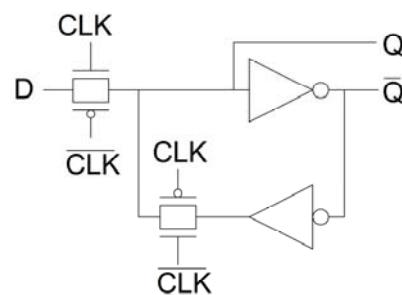
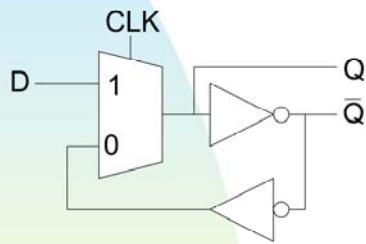
La utilización de puertas de transmisión simplifica el nº de transistores frente a un diseño tradicional.

Veremos el diseño de un Latch D y de un biestable Master-Slave D

El latch D es un biestable D activo por nivel, es decir, capta la información de D durante el nivel activo de la señal de reloj (en el ejemplo de la figura, nivel alto)

## Biestables (2): Disseny del Latch D amb portes de transmissió

- El Multiplexor selecciona D o mantiene Q



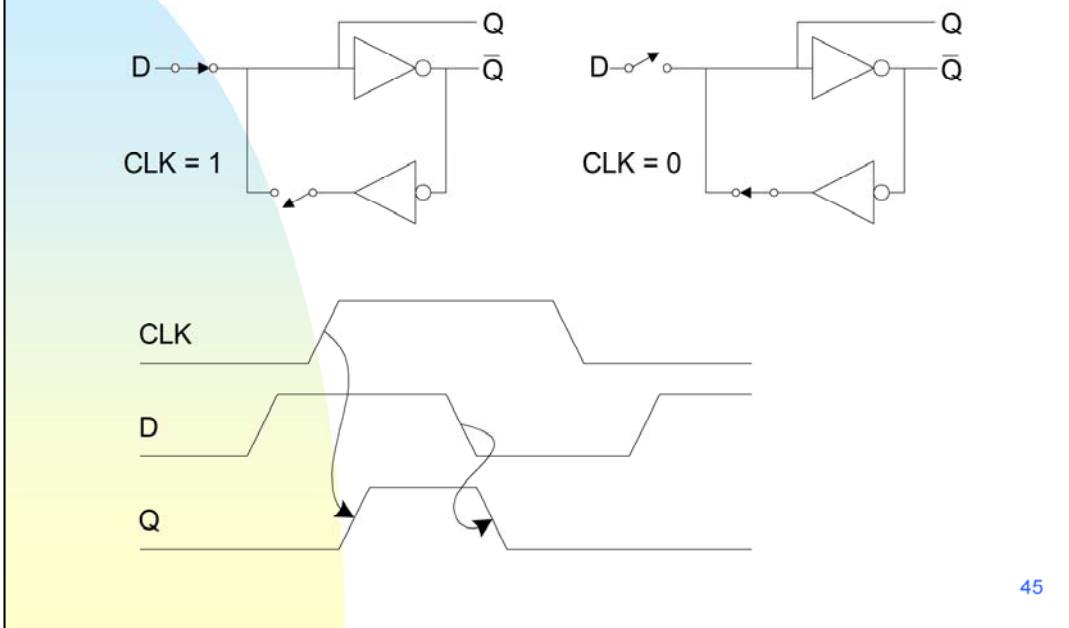
44

Diseño con dos puertas de transmisión y dos inversores CMOS

Las dos puertas de transmisión cumplen el papel de un Multiplexor de 2 canales

En este esquema hemos utilizado unos símbolos más compactos para representar las puertas de transmisión.

### Biestables (3): Operació del latch D

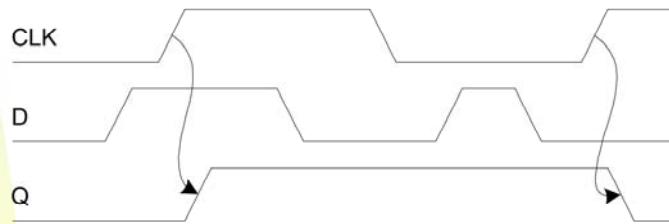
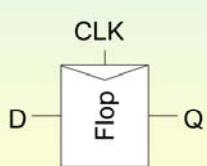


Cuando la señal de CLK toma el valor “1” los dos transistores de la puerta de transmisión CMOS de arriba a la izquierda conducen y, por tanto, se transmite el valor lógico de D. Mientras tanto la otra puerta de transmisión está abierta pues los valores aplicados a los terminales de control cortan a los respectivos transistores. El bucle de realimentación está abierto y la salida Q es D.

Cuando la señal de CLK toma el valor “0” se produce el caso contrario. Los dos transistores de la puerta de transmisión CMOS de la izquierda se cortan y la puerta de transmisión de abajo se cierra, por lo que se cierra el bucle de realimentación (memoria) que mantiene el valor de Q (concepto de latch).

## Biestables (4): Flip-flop D

- Quan CLK puja, D passa a Q
- En altre cas, Q manté el seu valor
- També s'anomena *flip-flop disparat per flanc*, o *flip-flop master-slave*



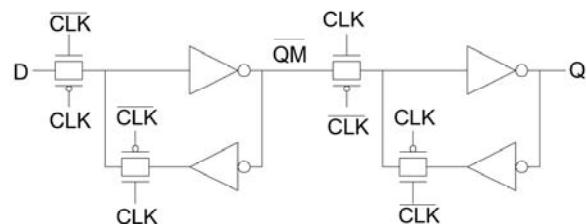
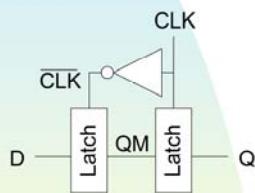
46

Veamos el diseño de un biestable disparado por flanco mediante una estructura Maestro-Esclavo (*Master-Slave*).

En el ejemplo de la figura el flanco activo es el flanco de subida.

## Biestables (5): Disseny del Flip-flop D

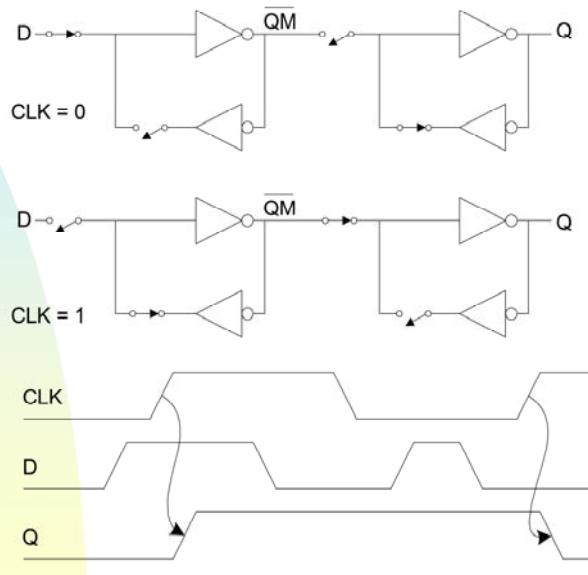
- A partir de *latches master - slave*



47

El Maestro y el Esclavo son 2 latches D como los descritos anteriormente. La salida del Maestro se conecta a la entrada del Esclavo. La activación (reloj) del Maestro y del Esclavo son complementarias, es decir, cuando uno está en modo transparente (lee la información de la entrada) el otro está en modo opaco (mantiene el estado anterior).

## Biestables (6): Operació del Flip-flop D

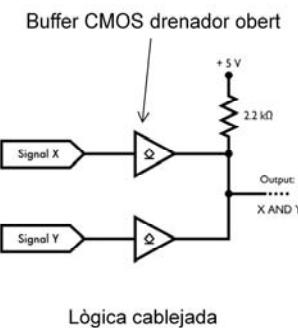
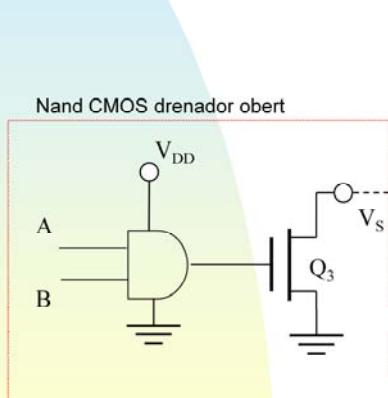


48

En este cronograma se muestra la transmisión de la información almacenada, en el flanco activo (en este caso, el flanco de subida). El Maestro capta en el nivel bajo y transmite al esclavo en el flanco de subida.

## 4.4 Eixides especials en CMOS (1)

- Eixida en drenador obert
- Requereix  $R_{PU}$
- Exemples



49

El concepto es el mismo que colector abierto en TTL (Tema 3)

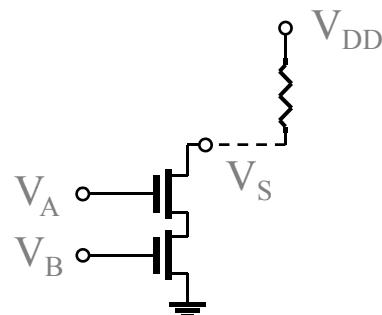
Necesita Rpull-up externa para poner el “1” de salida

La tensión a la que se conecta  $R_{PU}$  puede ser mayor que la  $V_{DD}$  de la puerta lógica, permitiendo la alimentación de cargas con tensiones más altas.

Otras aplicaciones: funciones lógicas basadas en AND-cableada, buses serie, líneas de interrupción de micro (ver Tema 3)

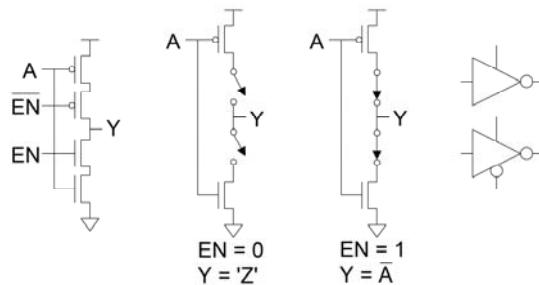
Obsérvese que la estructura de la NAND se ha planteado con una AND seguida de un inversor en colector abierto. Esto suele ser típico de los chips SSI y MSI, que llevan su propia alimentación.

En chips VLSI, donde se integran millones de transistores, la NAND colector abierto se diseña simplemente eliminando el bloque PMOS de una NAND CMOS normal:

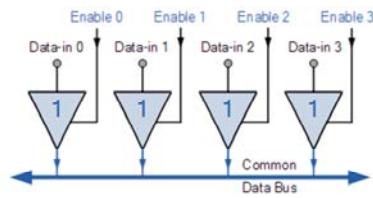


## 4.4 Eixides especials en CMOS (2)

- Eixida triestat
- Inversor triestat



- Buffer triestat
  - \* Inversor + Inversor triestat



50

El mismo concepto que en TTL (Tema3), la clave es poder dejar cortados los 2 transistores de salida simultáneamente → alta impedancia

Para ello necesita una señal de habilitación *Enable* (EN) adicional

Aplicación: conexión a buses

Ej: bus de datos de sistema basado en microprocesador

## 4.5 Paràmetres característics (valors referits a CMOS estàndar)

- Tensió d'alimentació

- \*  $V_{DD}$  típicament entre 3V i 15V en xips SSI i MSI
- \* GND = 0 V
- \* En 1980's,  $V_{DD} = 5V$
- \*  $V_{DD}$  ha anat baixant amb els anys en els xips VLSI
  - Alta  $V_{DD}$  pot afectar als petits transistors actuals
  - Baixa  $V_{DD}$  decreix el consum
  - $V_{DD} = 3.3, 2.5, 1.8, 1.5, 1.2, 1.0, \dots$
  - Xips VLSI amb 2 tensions
    - "Core" lògic:  $V_{DD}$  baixa (ex: 1V)
    - Cel·les de E/S:  $V_{DD}$  alta (ex: 2.5V)

51

Los parámetros que se van a ver a continuación están referidos a **CMOS estándar**, aunque CMOS tiene varias subfamilias que no presentan exactamente los mismos valores (ver transparencias 60 y 61)

La tensión de alimentación en CMOS es variable, no como en TTL, que era fija (+5V)

La tendencia en los chips VLSI ha sido bajar la tensión de alimentación para reducir el consumo Y para preservar la fiabilidad de los transistores, cada vez más pequeños.

Los procesadores actuales pueden presentar más de una tensión de alimentación. Una tensión para el “core” lógico (por ejemplo, 1.2V) y una tensión mayor (ej: 2.5V o 3.3V) para los circuitos de entrada/salida, que necesitan proporcionar mayor corriente.

## 4.5 Paràmetres característics (2)

- Consum

- \* Afecta a:

- Vida de les bateries (en sistemes portàtils)
    - Disseny del cablejat de VDD i GND
    - Cost de l'encapsulat
    - Sistema de refrigeració
    - Immunitat al soroll i fiabilitat

- \* Consum estàtic i dinàmic

$$P_{\text{total}} = P_{\text{leakage}} + P_{\text{dynamic}}$$

52

Consumo, disipación de potencia

Problema: la densidad de potencia se ha ido incrementando exponencialmente debido al crecimiento exponencial de la frecuencia y del número de transistores.

Constituye un parámetro determinante en la tecnología actual, pues afecta a diversos factores, tal como muestra la transparencia

2 tipos: estático y dinámico

## 4.5 Paràmetres característics (2)

- Consum

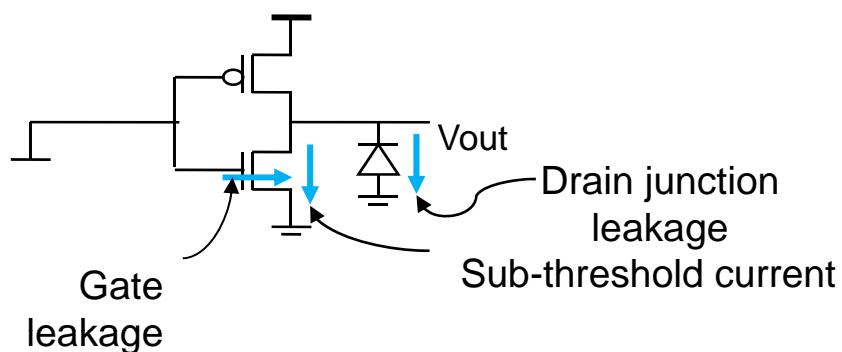
- \* **Consum estàtic:** pràcticament nul ( $\approx$  nA, pA), sempre hi ha un transistor tancat de la parella (PMOS o NMOS)

- Corrents de fuga (*leakage currents*)

- Porta aïllada (efecte túnel)
- Subthreshold ( $V_{GS} < V_T$  quan  $V_T$  és molt petit)
- Unions PN polaritzades en inversa
- Cada vegada més importants en VLSI (millions de transistors)

$$P_{leakage} = V_{DD} \times I_{leakage}$$

53



Aunque el consumo estático es nominalmente 0, en realidad hay corrientes de fuga muy pequeñas, del orden de nA o pA.

No obstante, cuantos más transistores hay, mayor es su contribución.

Causas del consumo estático:

- Corrientes de fuga de las uniones PN polaritzadas en inversa
- Corrientes de fuga (*leakage currents*) en la puerta aislada (efecto túnel)
- **Subthreshold currents**, cuando  $V_{GS} < V_T$ , siendo  $V_T$  muy pequeño. Este es el factor dominante en el consumo estático

El consumo estático crece exponencialmente con la temperatura

En chips VLSI con millones de transistores, el consumo estático adquiere cada vez mayor relevancia

## 4.5 Paràmetres característics (3)

- \* **Cosum dinàmic:**  $P_d = (V_{DD})^2 C_L f$ 
  - $C_L$  = capacitat paràsita
  - $f$  = freqüència de commutació de les entrades
  - Es degut a:
    - la càrrega/descàrrega de  $C_L$
    - pics de corrent durant les transicions: els dos transistors (PMOS i NMOS) condueixen simultàniament.
  - **El consum dinàmic és el més important en la tecnologia CMOS**

Nota: si ho referim a la freqüència de rellotge  $f$  del sistema,

$$P_d = \alpha (V_{DD})^2 C_L f$$

$\alpha$  = factor d'activitat mitjà de les entrades (nombre mitjà de transicions en un cicle de rellotge)

$$\alpha < 1$$

54

Energía suministrada por la fuente:

$$E_{fuente} = \int_0^\infty i(t)V_{DD}dt$$

donde  $i(t)$  es la corriente de carga de la capacidad  $C_L$

Por tanto,

$$E_{fuente} = V_{DD} \int_0^\infty C_L \frac{dV_{sal}}{dt} dt = C_L V_{DD} \int_0^{V_{DD}} dV_{sal} = C_L V_{DD}^2$$

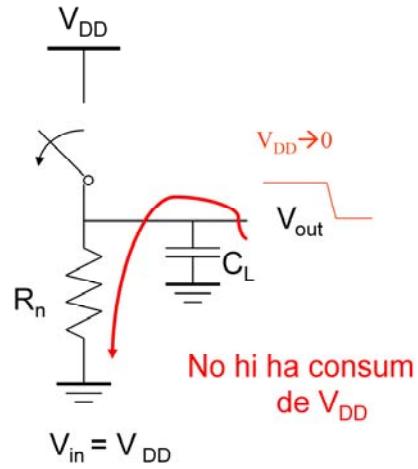
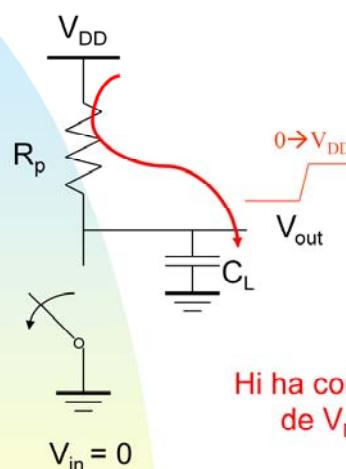
Para calcular la **potencia consumida**, hay que dividir por la duración del ciclo de conmutación,  $T = 1/f$ , y queda la expresión inicial que queríamos demostrar:

$$P_d = (V_{DD})^2 C_L f$$

Puede que las entradas de un determinado circuito no cambien durante varios ciclos de reloj, porque ese circuito no sea sensibilizado por la tarea (algoritmo) que se está ejecutando en ese momento. También puede ser que otras entradas enmascaren el funcionamiento del circuito y la salida sea constante aunque varíe el reloj.

Todo esto lleva a definir un **factor de actividad medio** que será  $< 1$ . Por ejemplo, en CMOS complementaria, valores típicos de  $\alpha$  son  $< 0.5$ . Solo en el caso de la señal de reloj pura,  $\alpha=1$ .

## Consum dinàmic en CMOS



- El consumo dinàmic rellevant ocorreix en la transició L → H
- En la transició H → L únicament existeix el consum de curtcircuit degut a la conducció simultània dels 2 transistors

55

El consumo más importante es el dinámico, y sobre todo el relacionado con la carga/descarga de la capacidad parásita CL.

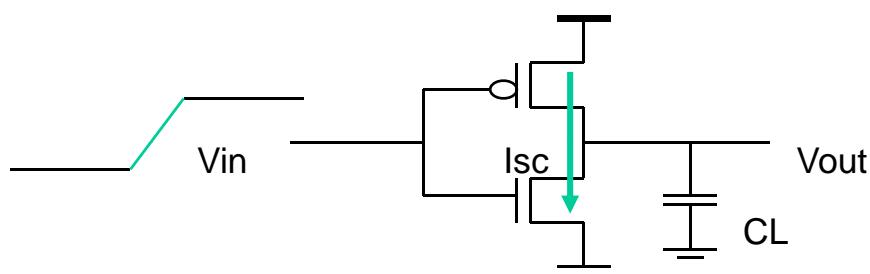
CL es debida a las capacidades de:

- drenador en el inversor
- cableado
- puerta de los circuitos conectados a la salida

CL es del orden de pF-fF ( $1\text{pF}=10^{-12}\text{F}$ ,  $1\text{fF}=10^{-15}\text{F}$ )

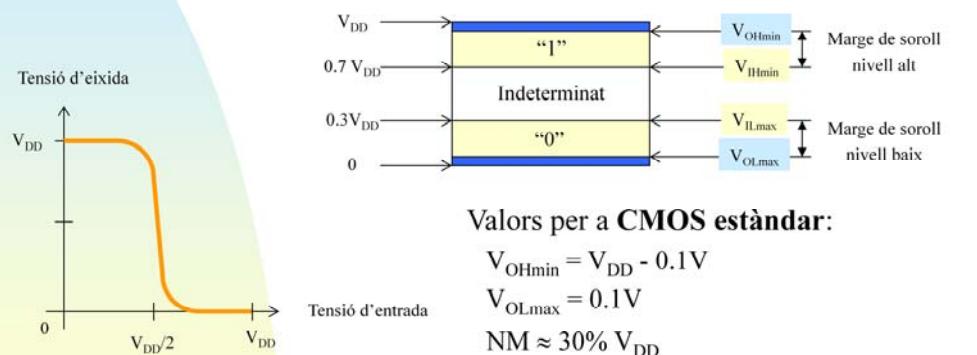
Obsérvese que el consumo de VDD corresponde a la **CARGA de CL**, mientras que la descarga no exige ningún consumo de VDD

Además del consumo anterior (**Switching Power Dissipation**) hay otro ligado a la duración de los flancos de subida y bajada de la señal de entrada. En estos intervalos (*Rise and Fall time*) NMOS y PMOS conducen simultáneamente durante una pequeña fracción de tiempo, y hay un consumo llamado **Short-circuit Power Dissipation**. Es bastante menor que el consumo de carga de CL.



## 4.5 Paràmetres característics (5)

- Nivells lògics. Immunitat al soroll
  - \* Corba de transferència molt ideal



56

La curva de transferencia y la inmunidad al ruido es bastante mejor que en TTL  
Para +5V:

En TTL  $\rightarrow NM = 0.4V$  (8% de VCC)

En CMOS estándar  $\rightarrow NM \approx 1.5V$  (30% de VDD)

Observe que la curva de transferencia es bastante ideal, con valores de salida extremos y la transición abrupta y centrada en  $V_{DD}/2$

## 4.5 Paràmetres característics (6)

- Nivells de corrent. FAN-OUT (valors de corrent de CMOS estàndar)

I <sub>OH</sub>	-0.5 mA	Corrent d'eixida a nivell alt	ix
I <sub>OL</sub>	0.5 mA	Corrent d'eixida a nivell baix	Entra
I <sub>IH</sub>	10 pA	Corrent d'entrada a nivell alt	Entra
I <sub>IL</sub>	-10 pA	Corrent d'entrada a nivell baix	ix

- \* Corrents d'entrada molt petits  $\Rightarrow$  a una sola eixida se li poden connectar moltes entrades

$$Fan-Out_L = \left| \frac{I_{OL}}{I_{IL}} \right| = 50.000.000 \quad Fan-Out_H = \left| \frac{I_{OH}}{I_{IH}} \right| = 50.000.000$$

- \* Restricció real per no incrementar els temps de retard i el consum dinàmic: el fabricant recomana **Fan-out = 50**

57

El fan-out teórico es elevadísimo, pues las corrientes de entrada son muy pequeñas (recordad que las entradas van a las puertas aisladas de los transistores).

Pero el fan-out real se restringe bastante, debido a la capacidad parásita del cableado y de las entradas, que afectarían negativamente al retardo y al consumo dinámico.

## 4.5 Paràmetres característics (7)

- Retards de propagació

$$t_p = \frac{1}{2} (tp_{LH} + tp_{HL}) \approx \frac{C_L}{2(V_{DD} - V_T)} \left( \frac{1}{K_p} + \frac{1}{K_n} \right)$$

- \* Depén de  $V_{DD}$ ,  $C_L$ ,  $VT$  i de la  $K$  dels transistors

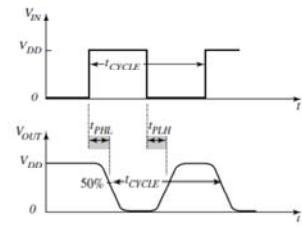
- A major  $V_{DD}$  menor retard
- A major  $C_L$  major retard
- A menor  $VT$ , menor retard
- A major  $K$ , menor retard

- \*  $tp_{HL}$  i  $tp_{LH}$  poden ser iguals, ajustant la gràndaria dels transistors NMOS i PMOS

- \* Cada vegada més ràpids, amb retards semblants a TTL
  - Subfamílies CMOS d'alta velocitat

- Producte Consum x Retard de propagació

- \*  $P \times t_p \approx pJ$ , prou baix degut sobre tot al baix consum



58

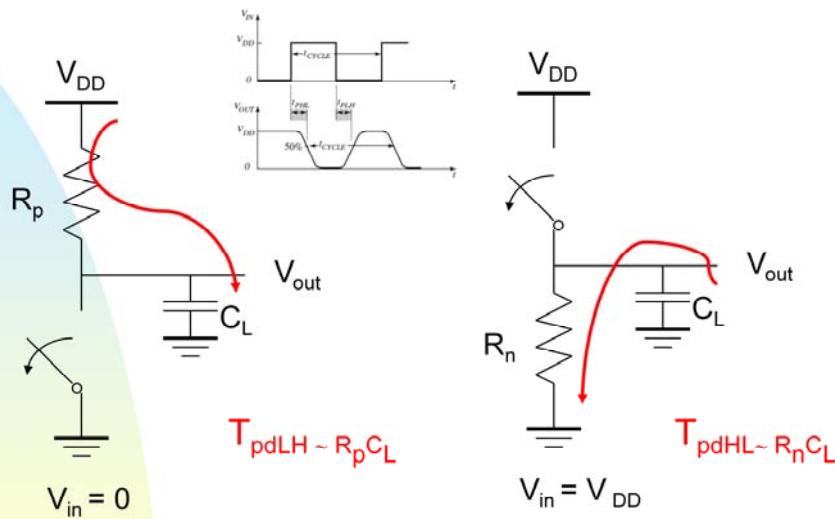
Según la ecuación, el retardo es directamente proporcional a la capacidad de carga e inversamente proporcional a la tensión de alimentación.

Se observa además que los retardos en las transiciones L → H y H → L se pueden hacer iguales si se igualan las K de los transistores PMOS y NMOS. Para ello hay que ajustar los tamaños (W/L) de los transistores.

A partir de la ecuación, **se puede aumentar la velocidad de los circuitos:**

- Reduciendo CL. Esto implica sobre todo al *layout*, intentando reducir las capacidades parásitas ligadas al cableado. En lo posible, minimizar la longitud de los cables.
- Incrementando Kp y Kn. Esto implica aumentar la relación W/L de los transistores, lo que indirectamente afecta al área ocupada y al consumo.
- Disminuyendo VT. Aunque esto puede aumentar el consumo estático *subthreshold*.
- Aumentando VDD. El problema es que la tendencia de la tecnología actual es a reducir VDD. ¿Por qué?. Porque se reduce el consumo dinámico cuadráticamente, mientras que la reducción del retardo es lineal. Además hay otras ventajas en la reducción de VDD: aumento de la densidad de integración y disminución de los problemas de degradación de los materiales causados por densidades de corriente y campos eléctricos mayores. Y la reducción de las geometrías en los procesos de fabricación compensa la pérdida de velocidad, al decrecer la longitud de las conexiones.

## Model RC per al retard



- El retard depén del temps de càrrega de  $C_L$  a través de  $R_p$  (descàrrega de  $C_L$  a través de  $R_n$ )

59

### Modelo RC para el retardo

Como se ha dicho en la transparencia anterior, para aumentar la velocidad hay que:

- Disminuir CL
- Disminuir  $R_p$  y  $R_n$ , a base de aumentar (W/L) de los transistores

Se puede aumentar la velocidad en determinadas partes de un circuito integrado, y en otras partes optimizar el consumo. De forma selectiva.

Mayor velocidad: transistores con mayor VDD, mayor W/L, menor VT

Menor consumo: transistores con menor VDD, menor W/L, mayor VT

## 4.6 Subfamílies CMOS

- \* **CD 4XXX** : família original
  - 4XXXA : convencional
  - 4XXXB : amb buffer d'eixida
- \* **74CXXX**: CMOS compatible funcionalment (pins i funcions) amb TTL, però no elèctricament
- \* **74HCXXX**: CMOS d'alta velocitat
- \* **74HCTXXX**: CMOS d'alta velocitat amb entrades compatibles TTL
- \* **74ACXXX**: CMOS avançada
- \* **74ACTXXX**: CMOS avançada amb entrades compatibles TTL
- \* **74FCTXXX**: Fast CMOS, TTL compatible
- \* **BCT**: BiCMOS (Bipolar-CMOS)
- \* **ABT**: BiCMOS avançada
- \* **LVC, ALVC**: CMOS de baix voltatge

60

Buffer de salida = doble inversor con transistores de mayor (W/L), capaces de dar mayor corriente de salida.

74C = compatible funcionalmente con TTL, pero no eléctricamente

En las subfamilias HC, AC y BCT CMOS las corrientes de salida son mayores que en CMOS estándar, y los niveles lógicos no son tan extremos. Además, la tensión de alimentación está más restringida (normalmente entre 2V y 6V)

Por ejemplo, en HCMOS (CMOS de alta velocidad, una de las más usadas):

IOHmax = -4mA

IOLmax = 4 mA

VOHmin = 3.84V

VOLmax = 0.33V

VDD entre 2V y 6V

AC es la más rápida, aunque consume más

BiCMOS es un híbrido con el núcleo lógico CMOS (bajo consumo) y salidas bipolares (mayor corriente y velocidad de conmutación), interesante para la conexión a buses

HCT y ACT tienen entradas compatibles TTL y salidas compatibles CMOS, y permiten hacer conexiones con salidas TTL

LVC son CMOS de bajo voltaje (3.3, 2.5, 1.8, ...), para dispositivos con baterías (móviles, portátiles, etc.)

## Subfamílies CMOS (2)

- Les subfamílies HC, AC i BCT:
  - \* Tenen major corrent d'eixida que CMOS estàndar
  - \* Són més ràpides
  - \* Els nivells lògics no són tan extrems
  - \* Tensió d'alimentació més restringida (entre 2V i 6V)
- Les subfamílies HCT, ACT i FCT:
  - \* Tenen entrades compatibles amb TTL, i eixides CMOS
  - \* S'alimenten a +5V, com TTL
- Les subfamílies LVC i ALVC:
  - \* Funcionen amb  $V_{DD}$  menor o igual que 3.3V (2.5, 1.8, 1.5, ...)
  - \* Aplicacions de baix consum

## Subfamílies CMOS (3)

- Exemple: 54/74HC00 (4 portes NAND de 2 entrades)
  - \* 54HC: versió militar (funciona entre -55°C i +125°C)
  - \* 74HC: versió comercial (funciona entre -40°C i +85°C)
  - \*  $V_{DD}$  entre 2V i 6V (típica = +5V)
  - \*  $V_{IHmin} = 3.15V$ ,  $V_{ILmax} = 1.35V$
  - \*  $V_{OHmin} = 3.84V$ ,  $V_{OLmax} = 0.33V$
  - \*  $I_{IHmax} = 1\mu A$ ,  $I_{ILmax} = -1\mu A$
  - \*  $I_{OHmax} = -4mA$ ,  $I_{OLmax} = 4mA$
  - \*  $I_{CC(typ)} = 2 \mu A$  (consum estàtic mitjà)
  - \*  $T_{pd(typ)} = 9 ns$  (retard mitjà)
  - \*  $C_{pd}$  (capacitat per porta, sense càrrega, en buit) = 22pF
- \* Comparant amb CMOS estàndar:
  - Nivells de tensió d'eixida menys extrems
  - Menor marge de soroll
  - Corrents d'eixida majors
  - Més velocitat

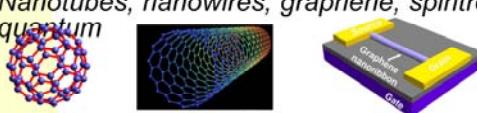
62

Los parámetros de las subfamilias CMOS de alta velocidad sufren algunas variaciones respecto a los de la CMOS estándar

Se muestra un ejemplo de la subfamilia HC

C<sub>pd</sub> corresponde a la capacidad parásita del nodo de salida  
(el drenador D de los Mosfet de salida)

## 4.7 Tendències actuals i futures

- Evolució històrica
  - \* 4004: tecnologia de 10 $\mu$ m
  - \* ....
  - \* Pentium4: tecnologia de 0.13 $\mu$ m, 90nm (submicrònica)
  - \* Dual-core, quad-core, 8-core processors, ... (milers de milions de transistors)
- Actualment, tecnologies: 45nm, 32nm, 22 nm, 14nm
- **Tendències actuals: millors tecnològiques i de disseny en CMOS** ([www.intel.com/technology](http://www.intel.com/technology), ITRS)
  - Nous materials
  - Nous dissenys de transistors, estructures 3D
- **Tendències futures: Investigació en nanotecnologia** (ITRS)
  - Nanotubes, nanowires, graphene, spintronics, SET, molecular, quantum

63

Esta transparencia muestra la evolución en la disminución del tamaño de la tecnología con los años. El parámetro que usualmente se emplea como referencia es el *feature size* de la tecnología, que coincide aproximadamente con la longitud mínima del canal de los transistores MOSFET debajo de la puerta. Actualmente se fabrican microprocesadores y memorias RAM con tecnologías CMOS de 45 nm, 32nm, 22nm e incluso 14nm. Una tendencia clara es el diseño de varios *cores* que trabajan en paralelo. Los *cores* son procesador es más sencillos que funcionan con tensiones de alimentación y frecuencias más bajas. El rendimiento aumenta al incrementar el nº de *cores* por chip.

Pero ... ¿Hay límites en esta disminución de geometrías?

Algunos estudios prevén el límite de CMOS para la década del 2020, situando el *feature size* en unos pocos nm. Se basan en límites de disipación de potencia, dificultad del proceso de fabricación y efectos cuánticos difíciles de controlar. No obstante, no es la primera vez que se vaticina el final de la ley de Moore y sin embargo la tecnología CMOS ha seguido con un ritmo de integración exponencial...

¿Qué es lo que se está haciendo actualmente?

Por un lado “apurar al máximo” las características de CMOS para ir solucionando los problemas de la miniaturización exponencial, con nuevos materiales y diseños más optimizados. Es lo que se denomina **deep-submicron CMOS o late-era CMOS**. Aquí el principal caballo de batalla es la disipación de potencia, , por lo que el diseño de transistores Mosfet más eficientes y estructuras 3D son tendencias claras.

Por otro lado, y en paralelo, ha surgido una línea de investigación en nano-dispositivos de funcionamiento bastante diferente a los clásicos transistores MOSFET, que intentan mejorarlos a nivel de velocidad, potencia consumida, y densidad de integración. El “estado del arte” se encuentra a nivel de investigación sobre prototipos, lejos todavía de poder fabricar circuitos comerciales de alta escala de integración con las prestaciones que tiene actualmente CMOS. Se utilizan términos como **nanoelectronics** o **nanotechnology** para referirse a esta alternativa de futuro.

## Tendències actuals i futures

### ITRS Roadmap

Year	2009	2012	2015	2018	2021
Feature size (nm)	34	24	17	12	8.4
$L_{gate}$ (nm)	20	14	10	7	5
$V_{DD}$ (V)	1.0	0.9	0.8	0.7	0.65
Billions of transistors/die	1.5	3.1	6.2	12.4	24.7
Wiring levels	12	12	13	14	15
Maximum power (W)	198	198	198	198	198
DRAM capacity (Gb)	2	4	8	16	32
Flash capacity (Gb)	16	32	64	128	256

IRDS Roadmap es la continuación actual de ITRS

64

ITRS: *Intl. Technology Roadmap for Semiconductors*

Previsión de la evolución de la tecnología de los chips VLSI CMOS en diferentes años

*Feature size* = longitud mínima del canal de los transistores MOSFET

La longitud de la puerta del transistor ( $L_{gate}$ ) puede ser menor

1 billion (anglosajón) = 1000 millones

Obsérvese que los componentes que lideran la densidad de integración son las memorias

En el ámbito de las memorias (DRAM y Flash) hay una tendencia clara para el futuro consistente en la **integración vertical (3D)**, para conseguir ubicar un mayor número de transistores en una menor superficie.

En los chips de microprocesadores las tendencias futuras contemplan también la integración 3D y la reducción del consumo, tanto estático como dinámico (**3D power scaling**).

## Tendències actuals i futures

- *Multicore era*

- \* Processadors *cores* més senzills
- \* Funcionen amb voltatge i freqüència menor
- \* El rendiment s'incrementa al augmentar el nombre de *cores* per xip

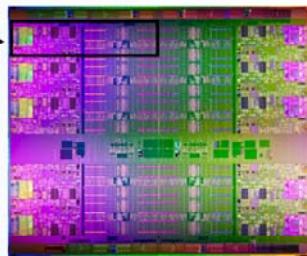
e.g. Intel 10 Core Xeon Westmere-EX

➤ 1.73-2.66 GHz (vs. previous Xeons at 4 Ghz)

2.6 billion transistors

32 nm process

1 core →



65

Otra tendencia clara ha sido la aparición de chips *multi-core*. Aumentan el rendimiento, pues pueden funcionar en paralelo.

Controlan la disipación de potencia, pues funcionan a menor frecuencia y VDD.

Los micros de sobremesa actuales tienen típicamente 2, 4 u 8 *cores*.

Los micros para servidores tienen más *cores*.

## Resum

En la part inicial del tema s'ha introduït l'estructura i funcionament de les portes bàsiques CMOS (NOT, NAND, NOR, ...), per abordar seguidament el disseny de circuits combinacionals genèrics en lògica CMOS complementària. A continuació s'han introduït les portes de transmissió i s'ha vist la seva utilització en alguns circuits lògics, com multiplexors i biestables.

També s'ha estudiat la qüestió de les eixides especials (drenador obert i triestat), que permeten efectuar connexions en bus. S'han descrit els principals paràmetres elèctrics de la família i s'han comentat les subfamílies CMOS d'alta velocitat i baixa tensió.

Per acabar, s'han comentat les tendències actuales i futures de la tecnologia VLSI CMOS.