

# Dispositivos Electrónicos II

CURSO 2010-11

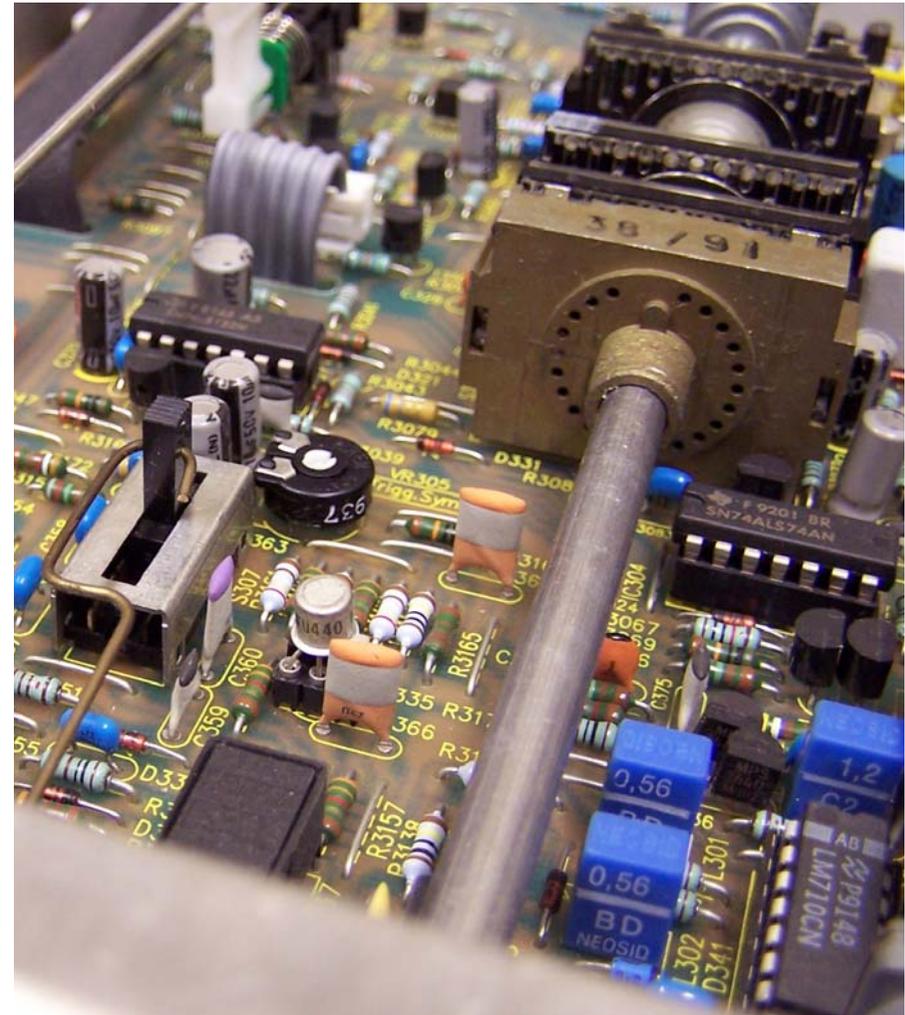
Temas 1,2

## Conmutación

Profesores:

**Miguel Ángel Domínguez Gómez**

**Camilo Quintáns Graña**



DEPARTAMENTO DE  
TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA



UNIVERSIDAD DE VIGO



ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE  
INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN

## Dispositivos electrónicos en conmutación

- 1. Conmutación del diodo de unión.**  
El diodo metal-semiconductor.
- 2. Conmutación del transistor bipolar.**  
Condensador de aceleración.  
El transistor Schottky.
- 3. Conmutación de transistores unipolares.**  
Conmutación del transistor de efecto de campo de unión, JFET  
Conmutación del MOS.

## Circuitos de conmutación básicos

- 1. Emisor común con carga resistiva.**
- 2. Emisor común con carga capacitiva.**
- 3. Seguidor de emisor con carga capacitiva.**
- 4. Emisor común con carga inductiva.**
- 5. Fuente común con carga capacitiva.**
- 6. Control de una carga capacitiva con transistores MOS.**

# Tema 1: Dispositivos electrónicos en conmutación

## INTRODUCCIÓN

### CIRCUITOS DIGITALES

Las **SEÑALES** a manejar tienen **TENSIONES** ó **CORRIENTES** que **CAMBIAN MUY BRUSCAMENTE DE VALOR** entre **NIVELES PREDETERMINADOS**, en los que permanecen durante ciertos periodos de tiempo.

### SEÑALES CON DOS ESTADOS: (BINARIAS)

**dos niveles**, que permiten **DIGITALIZAR** la información.

Los dos estados de la señal que vamos a manejar representan, normalmente, una **excursión en magnitud** que podemos denominar **grande**.

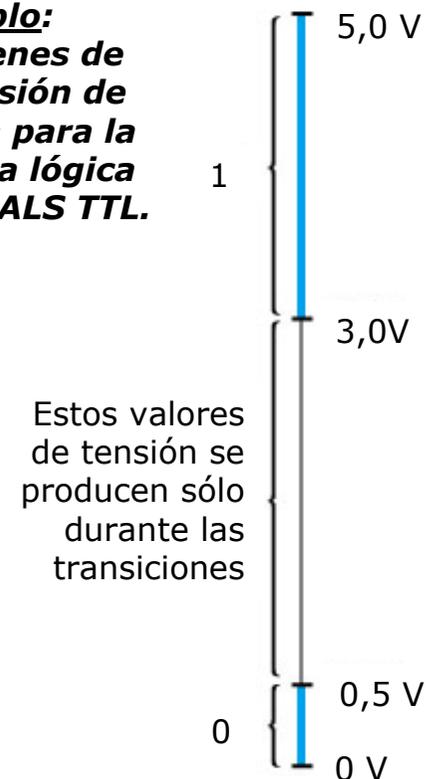


Ante esta situación los dispositivos electrónicos no pueden simularse con un **MODELO** lineal, sino con uno **marcadamente NO LINEAL**.



**¡¡ ESTUDIO ANALÍTICO DE LOS CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN DIFÍCIL !!**

**Ejemplo:**  
**Márgenes de la tensión de salida para la familia lógica 7400 ALS TTL.**



DE-II

Caso más general

**SEÑALES BINARIAS**los dispositivos trabajan en **sólo 2 situaciones:**

- CONDUCCIÓN FÁCIL** (tendiendo a un cortocircuito)
- NO CONDUCCIÓN** (tendiendo a un circuito abierto)

**CONMUTADOR**

Se utilizan fundamentalmente **TRANSISTORES** debido a:

- Niveles de señal que manejan
- Su rapidez de conmutación (*transición entre ambas situaciones*)
- Su estructura simple de fabricación
- Posibilidad de integración

Aparte de los 2 ESTADOS EXTREMOS para cada dispositivo (conducción y corte), interesa mucho conocer *la **RAPIDEZ con que él efectúa la CONMUTACIÓN** o transición entre ambas situaciones.*

Esta velocidad de conmutación influirá, evidentemente, en el comportamiento del circuito digital final.

**CIRCUITO DIGITAL:**

2 cuestiones básicas a resolver:

(1) Conocer los valores de  $V$  e  $I$  estacionarios que corresponden a los dos niveles de las señales binarias ("0" y "1")

(2) **RAPIDEZ DE CONMUTACIÓN**

*más complejo*

DE-II

DISPOSITIVOS  
ELECTRÓNICOS EN  
CONMUTACIÓN

Temas 1,2: Conmutación

**Análisis circuito digital en el dominio del tiempo:**

Técnica  
frecuentemente  
utilizada:

1. **Suponer** que los dispositivos tienen  $t_{\text{conmutación}}$  **nulos** (i.e. efectúan instantáneamente paso de un estado a otro) **y estudiar sólo la respuesta del circuito pasivo** exterior al dispositivo.
2. Posteriormente, como segunda aproximación, se pueden **corregir los resultados** obtenidos introduciendo el comportamiento real de los dispositivos.

**Tema 1**

**ESTUDIO DEL COMPORTAMIENTO TRANSISTORIO Ó DINÁMICO**, de los dispositivos que se utilizan en los Circuitos Digitales: **DIODOS, TRANSISTORES BIPOLARES Y UNIPOLARES**



Inicialmente: estudio **unión p-n**; sus conclusiones serán de gran ayuda para determinar el comportamiento del **transistor bipolar**.

Ambos casos: **DISPOSITIVOS CONTROLADOS POR MINORITARIOS**. Serán ellos los que impongan sus limitaciones al responder más o menos lentamente a la excitación exterior.



**Transistor unipolar:**

- Dispositivo de MAYORITARIOS inherentemente muy rápido.
- Su **ESTRUCTURA CAPACITIVA** va a determinar el modo de funcionamiento y su velocidad.

ESTUDIO RIGUROSO DE ESTOS PROBLEMAS: **COMPLEJO Y DIFÍCIL**



Sólo efectuaremos una *descripción cualitativa*

**Tema 2**

**CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN BÁSICOS**

*DE-II*

DISPOSITIVOS  
ELECTRÓNICOS EN  
CONMUTACIÓN

Temas 1,2: Conmutación

### **BIBLIOGRAFÍA ESPECÍFICA**



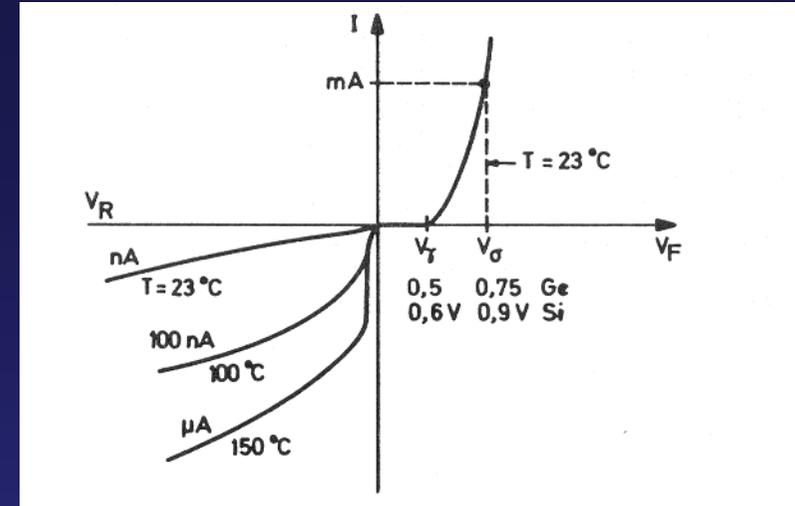
***CIRCUITOS ELECTRÓNICOS DIGITALES I, Tomo 3***  
***Capítulos I y IV***  
***Elías Muñoz Merino***  
***Universidad Politécnica de Madrid***  
***ISBN: 84-7402-067-0***

## 1. CONMUTACIÓN DEL DIODO DE UNIÓN

Relación V-I  
para una unión p-n :

$$I = I_o \cdot \left( e^{\frac{qV}{nkT}} - 1 \right)$$

$I_o$  : corriente inversa de saturación  
 $kT/q = V_T = 26 \text{ mV a } 300^\circ \text{ K}$   
 $n$  : factor con valores entre 1 y 2



### Conducción plena:

- Típicamente, cuando la corriente directa  $I_F = 1 \text{ a } 20 \text{ mA}$
- $V_F$  correspondiente:  $V_\sigma$ 
  - depende marcadamente de datos técnicos diodo (semiconductor empleado en la fabricación, área, resistencia serie, conexiones al exterior, etc.).
  - Típicamente = **0,75 a 0,9 V** (para Si)

### No conducción:

- Para considerar no conducción: no hace falta exigir polarización nula ó inversa: Aunque circulen unos  $\mu\text{A}$  se considera, en general, que el diodo está en no conducción.
- Como reducción de corriente en dos órdenes de magnitud cambia  $V_F$  en sólo  $\approx 120 \text{ mV} \Rightarrow$  **Cuando tensión de la unión  $< V_\sigma$  en más de 120 mV : EL DIODO SE CONSIDERA EN CORTE**
- Tensión umbral debajo de la cual el diodo "no conduce":  $V_\gamma$  (típicamente Si  $V_\gamma = 0,6\text{V}$ )

## 1. CONMUTACIÓN DEL DIODO DE UNIÓN

Relación V-I  
para una unión p-n :

$$I = I_o \cdot \left( e^{\frac{qV}{nkT}} - 1 \right)$$

$I_o$  : corriente inversa de saturación  
 $kT/q = V_T = 26 \text{ mV a } 300^\circ \text{ K}$   
 $n$  : factor con valores entre 1 y 2

Unión p-n como  
conmutador:

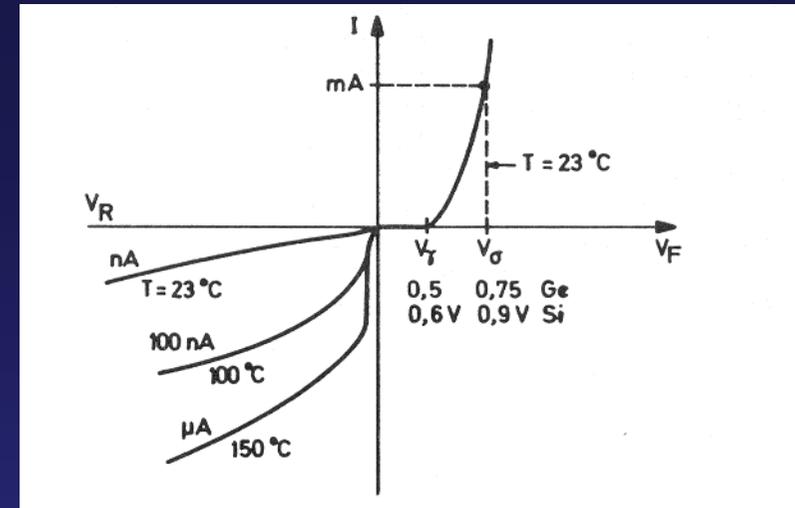
1. Valores V e I que corresponden a estados de  
Conducción Plena y de No Conducción.

### Conducción plena:

- Típicamente, cuando la corriente directa  $I_F = 1 \text{ a } 20 \text{ mA}$
- $V_F$  correspondiente:  $V_\sigma$ 
  - depende marcadamente de datos técnicos diodo (semiconductor empleado en la fabricación, área, resistencia serie, conexiones al exterior, etc.).
  - Típicamente = **0,75 a 0,9 V** (para Si)

### No conducción:

- Para considerar no conducción: no hace falta exigir polarización nula ó inversa: Aunque circulen unos  $\mu\text{A}$  se considera, en general, que el diodo está en no conducción.
- Como reducción de corriente en dos órdenes de magnitud cambia  $V_F$  en sólo  $\approx 120 \text{ mV} \Rightarrow$   
**Cuando tensión de la unión  $< V_\sigma$  en más de 120 mV : EL DIODO SE CONSIDERA EN CORTE**
- Tensión umbral debajo de la cual el diodo "no conduce":  $V_\gamma$  (típicamente Si  $V_\gamma = 0,6\text{V}$ )



## 1. CONMUTACIÓN DEL DIODO DE UNIÓN

Relación V-I  
para una unión p-n :

$$I = I_o \cdot \left( e^{\frac{qV}{nkT}} - 1 \right)$$

$I_o$  : corriente inversa de saturación  
 $kT/q = V_T = 26 \text{ mV a } 300^\circ \text{ K}$   
 $n$  : factor con valores entre 1 y 2

Unión p-n como  
conmutador:

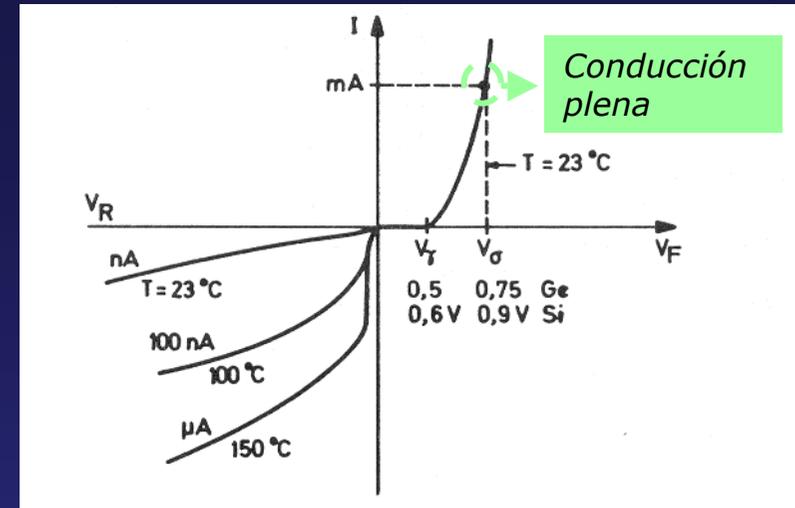
1. Valores V e I que corresponden a estados de  
Conducción Plena y de No Conducción.

### Conducción plena:

- Típicamente, cuando la corriente directa  $I_F = 1 \text{ a } 20 \text{ mA}$
- $V_F$  correspondiente:  $V_\sigma$ 
  - depende marcadamente de datos técnicos diodo (semiconductor empleado en la fabricación, área, resistencia serie, conexiones al exterior, etc.).
  - Típicamente = **0,75 a 0,9 V** (para Si)

### No conducción:

- Para considerar no conducción: no hace falta exigir polarización nula ó inversa: Aunque circulen unos  $\mu\text{A}$  se considera, en general, que el diodo está en no conducción.
- Como reducción de corriente en dos órdenes de magnitud cambia  $V_F$  en sólo  $\approx 120 \text{ mV} \Rightarrow$   
**Cuando tensión de la unión <  $V_\sigma$  en más de 120 mV : EL DIODO SE CONSIDERA EN CORTE**
- Tensión umbral debajo de la cual el diodo "no conduce":  $V_\gamma$  (típicamente Si  $V_\gamma = 0,6\text{V}$ )



## 1. CONMUTACIÓN DEL DIODO DE UNIÓN

Relación V-I  
para una unión p-n :

$$I = I_o \cdot \left( e^{\frac{qV}{nkT}} - 1 \right)$$

$I_o$  : corriente inversa de saturación  
 $kT/q = V_T = 26 \text{ mV a } 300^\circ \text{ K}$   
 $n$ : factor con valores entre 1 y 2

Unión p-n como  
conmutador:

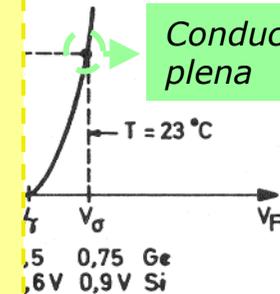
1. Valores V e I que corresponden a estados de  
Conducción Plena y de No Conducción.

### Conducción plena:

- Típicamente, cuando la corriente directa  $I_F = 1 \text{ a } 20 \text{ mA}$
- $V_F$  correspondiente:  $V_\sigma$ 
  - depende marcadamente de datos técnicos diodo (semiconductor empleado en la fabricación, área, resistencia serie, conexiones al exterior, etc.).
  - Típicamente = **0,75 a 0,9 V** (para Si)

No conducción

Conducción plena



### No conducción:

- Para considerar no conducción: no hace falta exigir polarización nula ó inversa: Aunque circulen unos  $\mu\text{A}$  se considera, en general, que el diodo está en no conducción.
- Como reducción de corriente en dos órdenes de magnitud cambia  $V_F$  en sólo  $\approx 120 \text{ mV} \Rightarrow$  **Cuando tensión de la unión  $< V_\sigma$  en más de 120 mV : EL DIODO SE CONSIDERA EN CORTE**
- Tensión umbral debajo de la cual el diodo "no conduce":  $V_\gamma$  (típicamente Si  $V_\gamma = 0,6\text{V}$ )

DE-II

DISPOSITIVOS  
ELECTRÓNICOS EN  
CONMUTACIÓN

Temas 1,2: Conmutación

## 2. Velocidad de conmutación. Descripción cualitativa

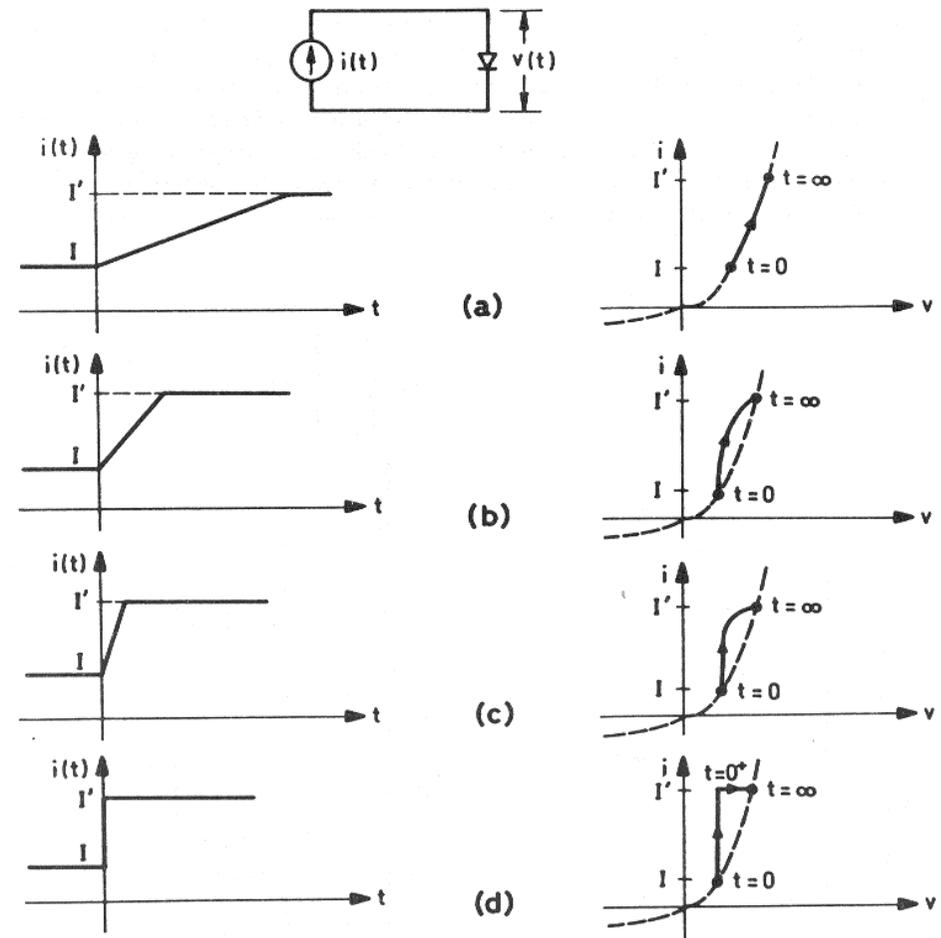
Si la corriente que se hace circular por el diodo varía con el tiempo:

$$i(t) = I_o \cdot \left( e^{\frac{q \cdot v(t)}{nkT}} - 1 \right)$$

Sólo válida cuando  $v(t)$  e  $i(t)$  cambian lentamente (regimen cuasi-estático) (distribuciones de minoritarios a ambos lados de la unión tienen el mismo perfil que en continua)

**CONMUTACIÓN:**  $i(t)$  puede llegar a ser una **función escalón**  
 $\Rightarrow$  La relación  $v$ - $i$  no está ahora descrita por la anterior ecuación

Las trayectorias de conmutación nos indican un comportamiento distinto frente al caso casi-estático



## CONMUTACIÓN DE CORTE A CONDUCCIÓN

- Hay un tiempo de retardo entre la aplicación del pulso de corriente y el instante en que el diodo alcanza su tensión final: **TIEMPO DE RECUPERACIÓN EN DIRECTA,  $t_{fr}$** .

Medida de retraso entre tensión en el diodo y el pulso de corriente

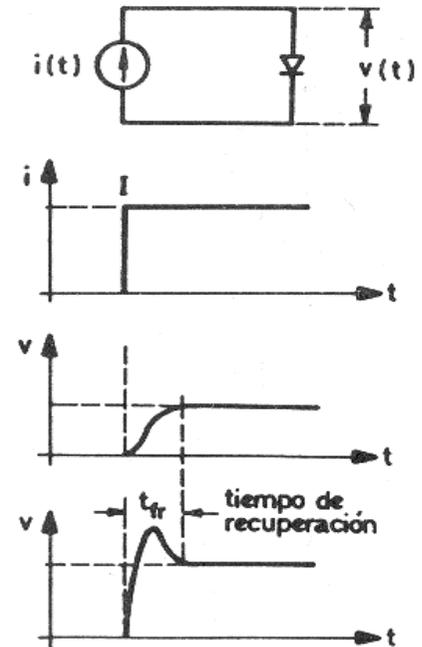
- Además si el pulso de corriente aplicado es muy intenso,  $v(t)$  presenta un sobreimpulso.

Durará el tiempo que lleve a los portadores difundirse hasta las cercanías de la zona de carga espacial de la unión.

- En general, esta conmutación no suele ser problemática a pesar de la existencia de  $t_{fr}$ .
- Si inicialmente el diodo en polarización inversa, el paso a la conducción produciría una  $v(t)$  aún más retrasada respecto a  $i(t)$ :

Haría falta cierto tiempo para pasar de la ancha zona de carga espacial en inversa a la de tensión nula, y a partir de aquí se repite la situación anterior.

## Conmutación de corte a conducción:

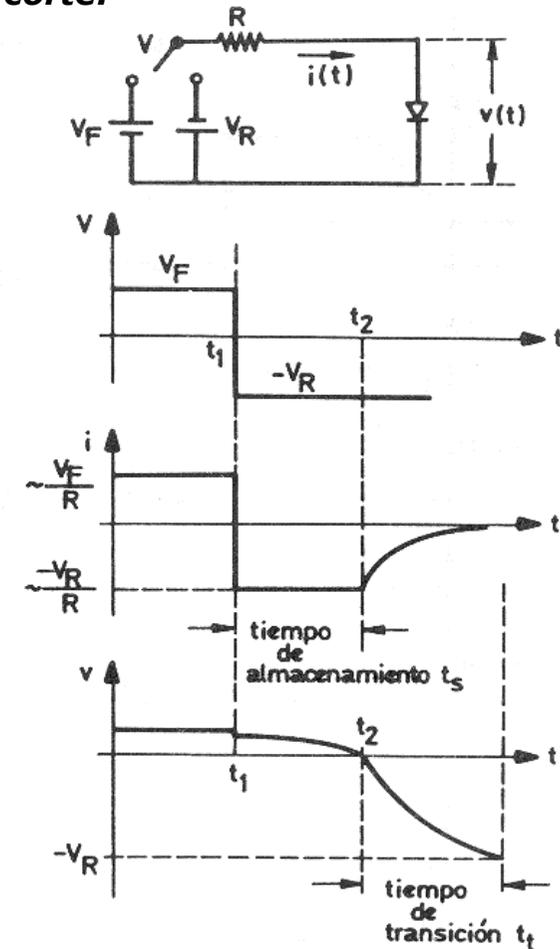


## CONMUTACIÓN DE CONDUCCIÓN A CORTE

**Diodo conduciendo en directa: bruscamente se polariza en inversa para pasar al corte ( $V_R < \text{Tensión Avalancha}$ ):**

- *Excitación también en corriente, simulada ahora mediante batería y gran resistencia en serie  $R$ .*
- La corriente en lugar de anularse a partir de  $t=t_1$  es inversa con un valor  $-V_R/R$  hasta el instante  $t_2$  y luego, por fin, decrece hacia 0.
- El tiempo  $t_2 - t_1$  : **tiempo de almacenamiento,  $t_s$**
- Tiempo transcurrido entre  $t_2$  y el instante en que el diodo se ha recuperado hasta la tensión  $-V_R$  : **tiempo de transición  $t_t$**
- **Tiempo de recuperación en inversa:  $t_{rr} = t_s + t_t$**
- Se comprueba experimentalmente que  $t_s$  aumenta para mayores corrientes directas iniciales.
- Además, normalmente  $t_s \gg t_t$

**Conmutación de conducción a corte:**



## COMPORTAMIENTO DE LOS PORTADORES DURANTE LA CONMUTACIÓN

Estudio de los procesos físicos que ocurren en la conmutación:



### Ley de una unión p-n:

La **TENSIÓN** aplicada a la unión está relacionada en cada instante con las concentraciones de minoritarios en los bordes de la zona de transición (carga espacial) según:

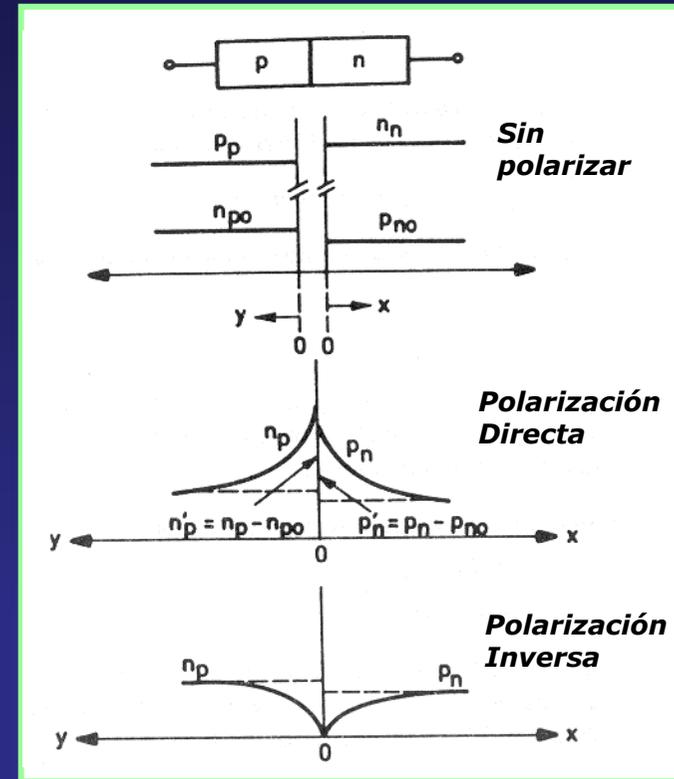
$$p_n(t)|_{x=0} = p_{n0} \cdot e^{\frac{q \cdot v(t)}{kT}}$$

$$n_p(t)|_{y=0} = n_{p0} \cdot e^{\frac{q \cdot v(t)}{kT}}$$

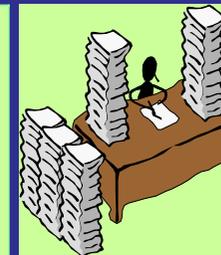


Los perfiles de distribución de minoritarios en cada instante sirven para calcular la **corriente** por el diodo (básicamente la **difusión de minoritarios**).

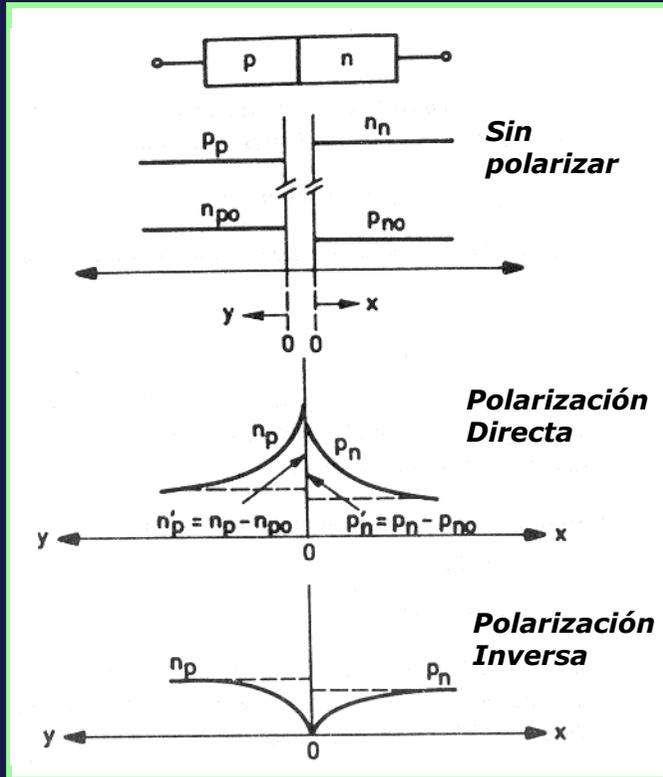
### Perfiles de distribución de minoritarios:



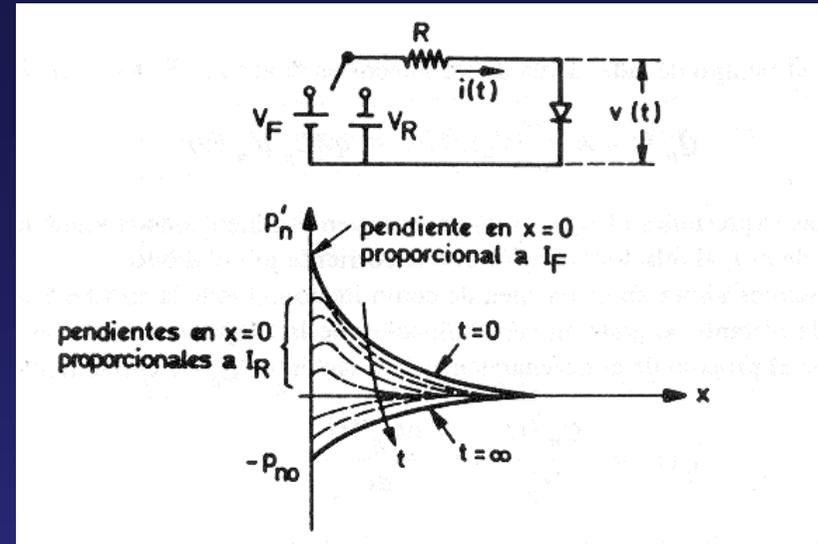
*Si se calcula como varían con tiempo las Concentraciones y Perfiles de Minoritarios, en cercanías zona de carga espacial por efecto de la conmutación  $\Rightarrow$  se puede relacionar la V y la I en el diodo, aún en el transitorio*



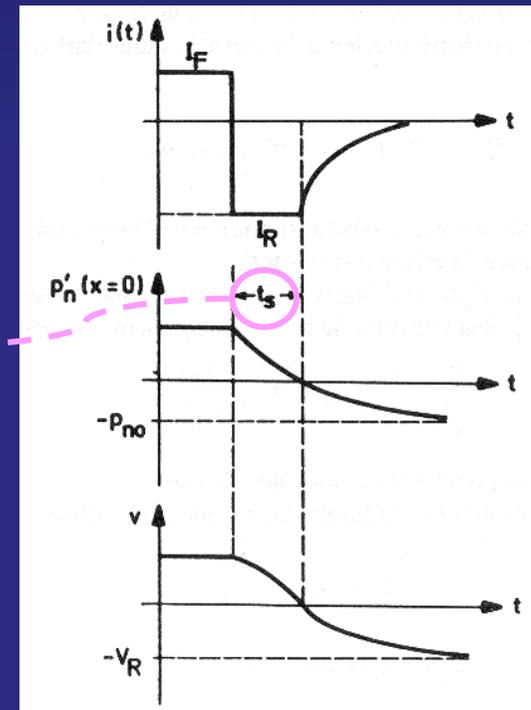
Perfiles de distribución de minoritarios:



Distribución de minoritarios durante la conmutación de Conducción a Corte:



Durante el **tiempo de almacenamiento**, el exceso de huecos (electrones) es extraído hacia la zona p (n) del diodo.

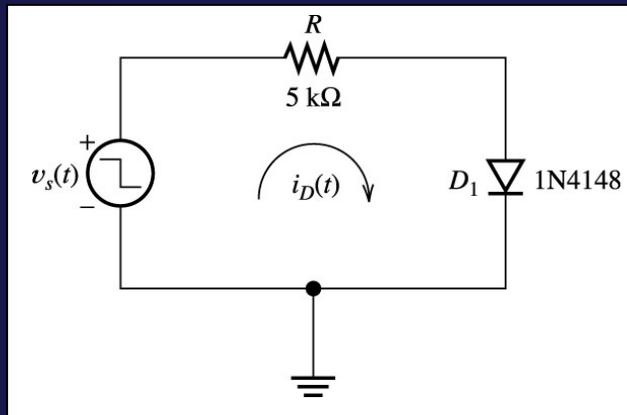


DE-II

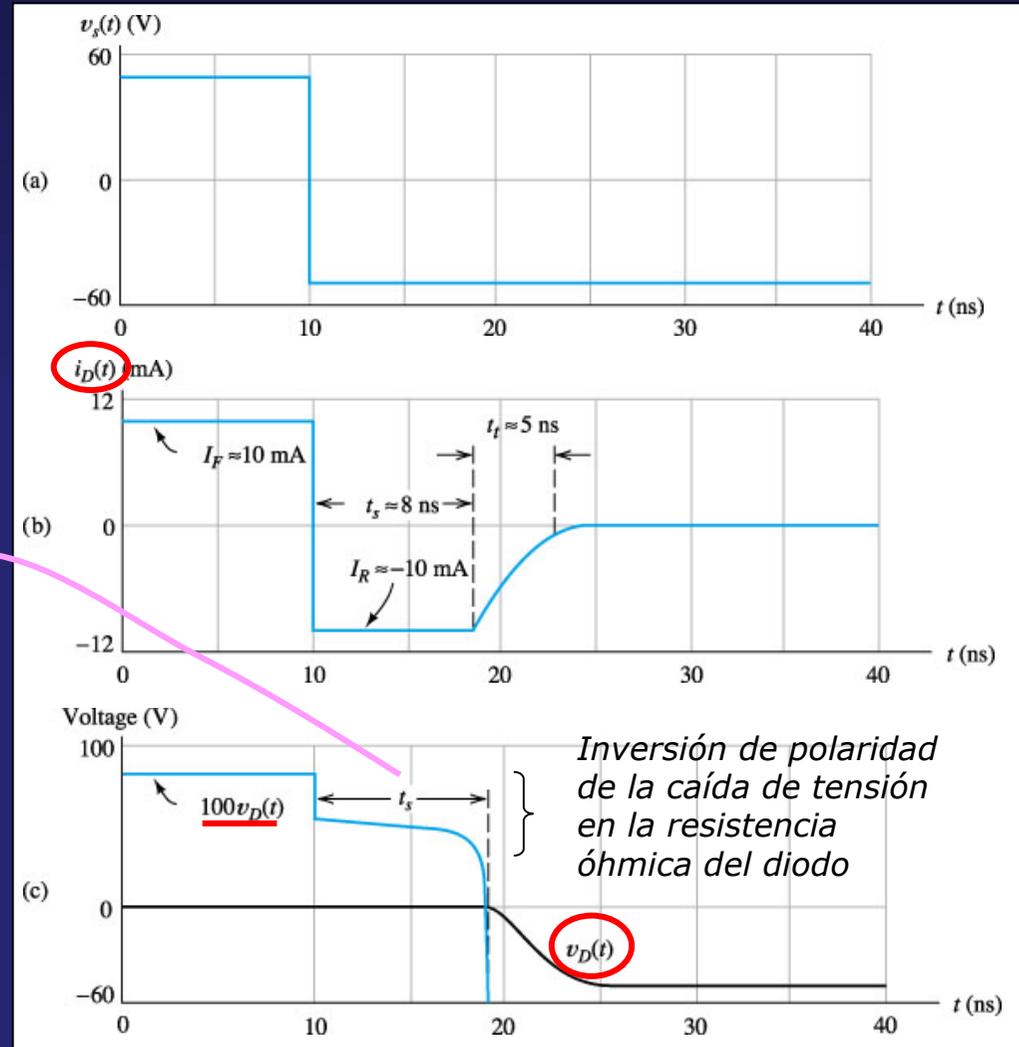
DISPOSITIVOS  
ELECTRÓNICOS EN  
CONMUTACIÓN

Temas 1,2: Conmutación

## EJEMPLO:



La tensión en el diodo continúa siendo positiva durante el  $t_s \Rightarrow$  el diodo continúa actuando como si estuviese en P.D., aunque la corriente ya haya invertido su dirección.



DE-II

DISPOSITIVOS  
ELECTRÓNICOS EN  
CONMUTACIÓN

Temas 1,2: Conmutación

DISMINUCIÓN DE  $t_s$ 

$$t_s = \tau_p \cdot \ln \left( 1 + \frac{I_F}{I_R} \right)$$

➔ Mecanismo obvio para  
**controlar  $t_s$**  : a través de  $\tau_p$

En *diodo real*,  $\tau_p$  = tiempo de vida efectivo:

- Función de los tiempos de vida media de los minoritarios a ambos lados de la unión.
- Depende de las características propias del semiconductor.

$I_F$ : corriente directa antes de la conmutación

$I_R$ : corriente inversa durante el tiempo de almacenamiento

DE-II

DISPOSITIVOS  
ELECTRÓNICOS EN  
CONMUTACIÓN

Temas 1,2: Conmutación

**DISMINUCIÓN DE  $t_s$** 

$$t_s = \tau_p \cdot \ln \left( 1 + \frac{I_F}{I_R} \right)$$

➔ Mecanismo obvio para  
**controlar  $t_s$**  : a través de  $\tau_p$

**(1) Diodos de conmutación rápidos**

$\tau_p$  puede disminuirse  
introduciendo en la estructura  
impurezas (Au, Pt) que actúan  
como centros de recombinación  
⇒  **$t_s$**  ↓↓

En *diodo real*,  $\tau_p$  = **tiempo de vida efectivo**:

- Función de los tiempos de vida media de los minoritarios a ambos lados de la unión.
- Depende de las características propias del semiconductor.

$I_F$ : corriente directa antes de la conmutación

$I_R$ : corriente inversa durante el tiempo de almacenamiento

**DISMINUCIÓN DE  $t_s$**

$$t_s = \tau_p \cdot \ln \left( 1 + \frac{I_F}{I_R} \right)$$

➔ Mecanismo obvio para controlar  $t_s$  : a través de  $\tau_p$

En diodo real,  $\tau_p$  = tiempo de vida efectivo:

- Función de los tiempos de vida media de los minoritarios a ambos lados de la unión.
- Depende de las características propias del semiconductor.

$I_F$ : corriente directa antes de la conmutación  
 $I_R$ : corriente inversa durante el tiempo de almacenamiento

**(1) Diodos de conmutación rápidos**

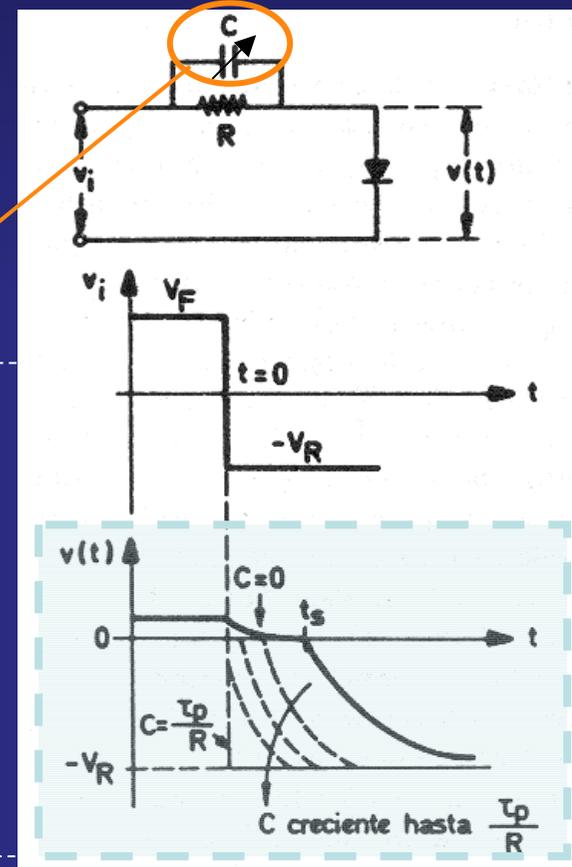
$\tau_p$  puede disminuirse introduciendo en la estructura impurezas (Au, Pt) que actúan como centros de recombinación  
 ⇒  $t_s$  ↓↓

Suministra impulsos de corriente que inyectan/extraen con rapidez los minoritarios

Teóricamente, si  $C = \tau_p/R$ ,  $t_s \rightarrow 0$ .  
 (pero se hace un ajuste final en el laboratorio)

Mediante este método, se puede llegar a multiplicar x10 la frec. utilización del diodo.

**(2) Utilización de un condensador de aceleración**



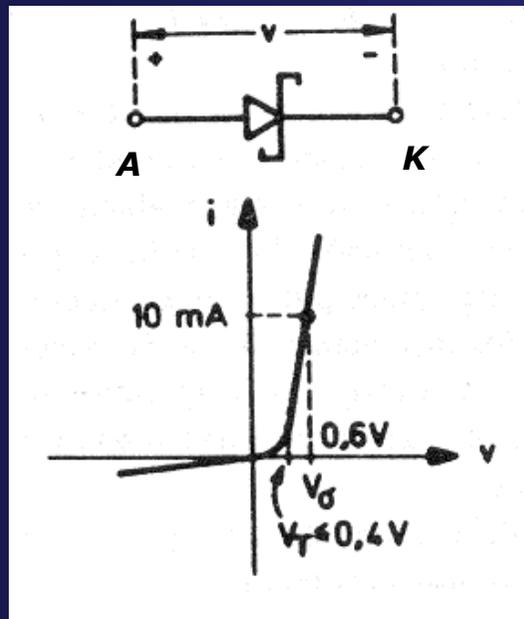
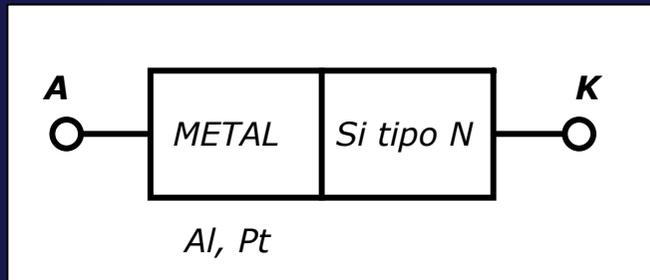
Tensión en el diodo en función del valor de C

DE-II

DISPOSITIVOS  
ELECTRÓNICOS EN  
CONMUTACIÓN

Temas 1,2: Conmutación

### (3) Diodo Metal-Semiconductor o Schottky



- Desarrollo más notable en diodos rápidos para conmutación.

- **Polarización Directa:**

$e^-$  del semiconductor pasan con facilidad al metal tras sobrepasar una pequeña barrera potencial.

No hay carga de minoritarios almacenada, ni tiempo de almacenamiento:  $t_s=0$  (transitorio de conmutación mucho menor que en una unión PN).

- **Polarización Inversa:**

$e^-$  del metal tienen que sobrepasar una barrera de potencial mucho más elevada, y la **corriente** es **casi nula**.

- **Características estáticas  $v-i$**  : misma forma que unión p-n, excepto que la tensión umbral  $V_\gamma$  es más pequeña, típicamente  $V_\gamma = 0,2V$  a  $0,4V$  y  $V_\sigma = 0,6V$  para Si.

Muy utilizados en Circuitos Integrados para aplicaciones de Conmutación de Alta Velocidad

DE-II

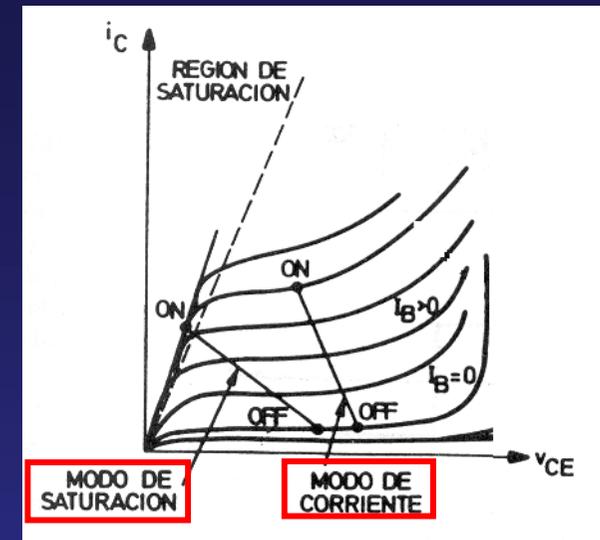
DISPOSITIVOS  
ELECTRÓNICOS EN  
CONMUTACIÓN

Temas 1,2: Conmutación

## 2. CONMUTACIÓN DEL TRANSISTOR BIPOLAR.

Someter a conmutación a un transistor es pedirle que actúe como *INTERRUPTOR*, cambiando su estado, por ej.:

- desde **Tensión Alta - Corriente Pequeña (OFF)**, a la situación de **Baja Tensión - Alta Corriente (ON)**
- en un tiempo que, normalmente, se desea sea muy pequeño.



**2 modos de operación:**  
(en función de la regiones de operación)

- (1) Modo de saturación (+ habitual)
- (2) Modo de corriente

**En modo de corriente:** el estado de conducción no llega a la región de saturación  $\Rightarrow$  CONMUTACIÓN MÁS RÁPIDA AL ESTADO DE CORTE.

**MUY ADECUADO PARA CIRCUITOS DE ALTA VELOCIDAD.**

DE-II

DISPOSITIVOS  
ELECTRÓNICOS EN  
CONMUTACIÓN

Temas 1,2: Conmutación

### Respuesta transitoria del BJT (rapidez con que pasa de OFF a ON y viceversa)

La corriente de colector  $i_c$  no responde inmediatamente a la señal de excitación.

#### Tiempo total de conmutación de OFF a ON: ( $t_d + t_r$ )

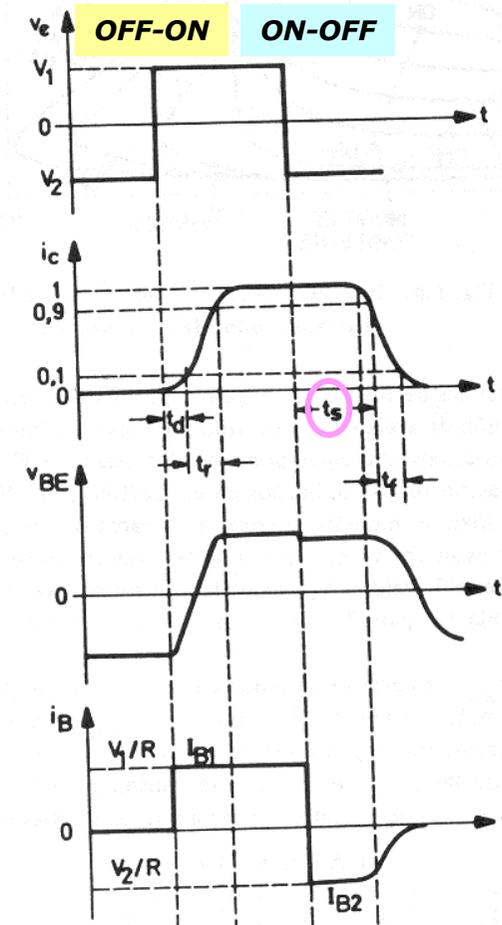
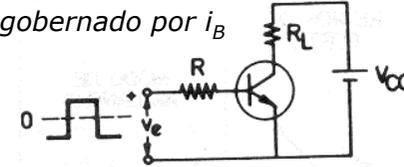
- **Tiempo de retraso,  $t_d$ :** tiempo que transcurre desde que la señal de entrada cambia hasta que la corriente de colector  $i_c$  alcanza el 10% de su valor máximo.
- **Tiempo de subida  $t_r$ :** tiempo que transcurre desde que la corriente de colector  $i_c$  alcanza el 10% de su valor máximo hasta llegar al 90% del mismo.

#### Tiempo total de conmutación de ON a OFF: ( $t_s + t_f$ )

- **TIEMPO DE ALMACENAMIENTO,  $t_s$ :** tiempo desde que la señal de entrada cambia hasta que la  $i_c$  decrece al 90% del valor máximo en su paso hacia corte.
- **Tiempo de caída,  $t_f$ :** tiempo en el que la  $i_c$  decrece desde el 90% hasta el 10% de su valor máximo  $I_{Csat}$  en su paso hacia el corte.

La **transición ON-OFF** va seguida por una *corriente inversa de base* que permanece el tiempo  $t_s + t_f$ . Durante el mismo la *unión B-E* permanece polarizada directamente, a pesar de la tensión negativa aplicada  $-V_2$

### Conmutación de saturación Transistor gobernado por $i_B$

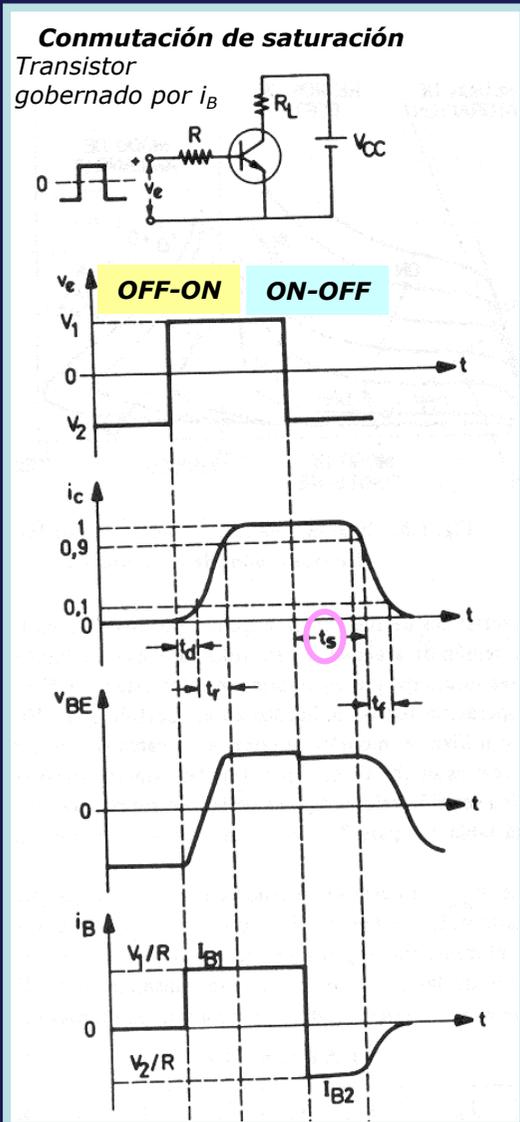


DE-II

DISPOSITIVOS  
ELECTRÓNICOS EN  
COMUTACIÓN

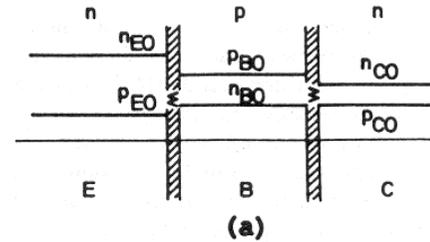
Temas 1,2: Conmutación

**Lentitud y formas de onda de respuesta:**  
originadas por la necesidad de **entregar ó extraer de la base los minoritarios** que corresponden a las distribuciones de equilibrio en los estados ON y OFF.

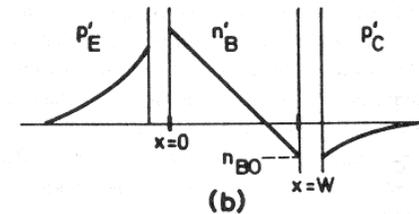


Procesos responsables de las formas de onda:

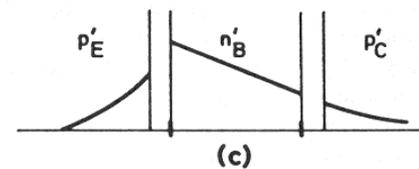
**Distribución de minoritarios (npn)**



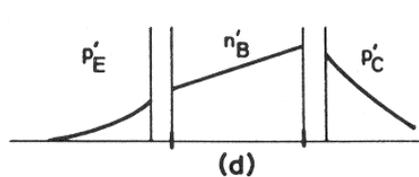
**EQUILIBRIO**  
(sin polariz)



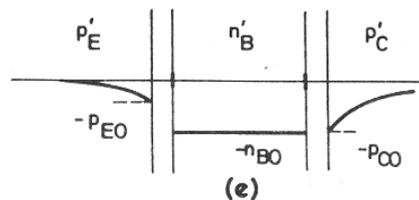
**ACTIVA**  
(E inyecta e<sup>-</sup> en B, y C los aspira)



**SATURACIÓN**  
(E y C inyectan e<sup>-</sup> en B)



**SATURACIÓN con dominio de inyección de C**

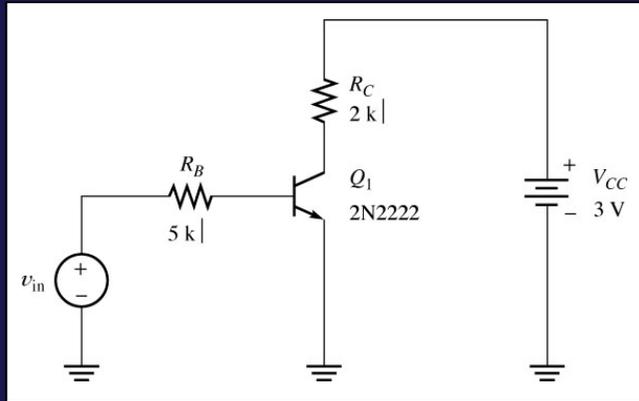


**CORTE**  
(B vacía de minoritarios)

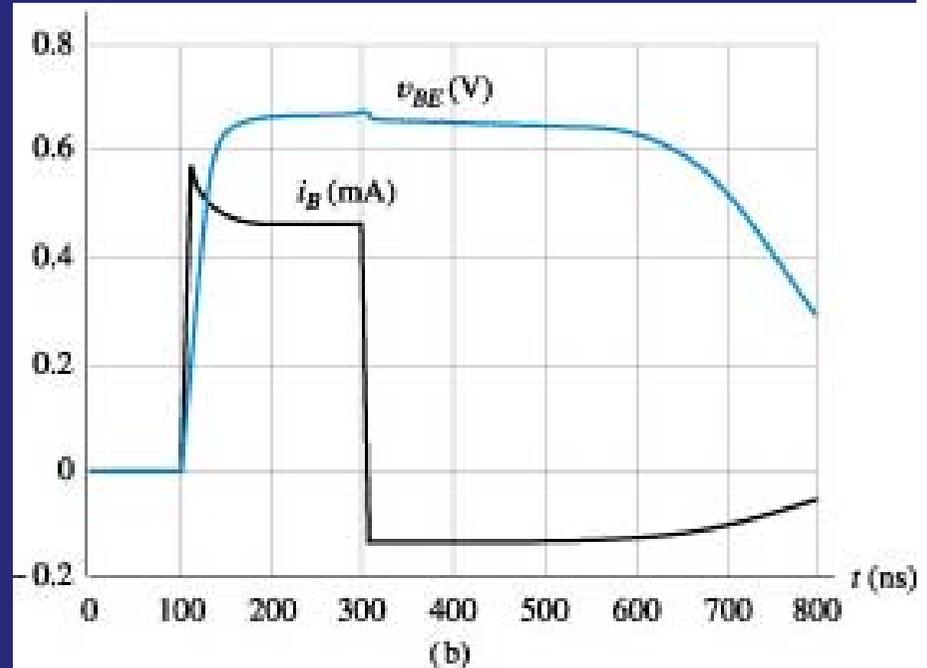
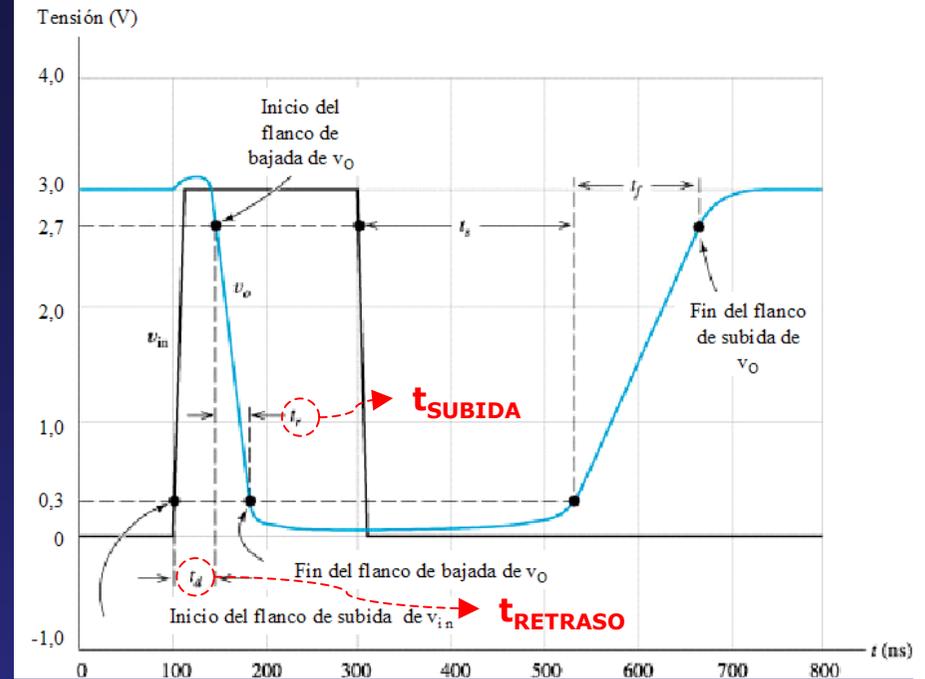
DE-II

DISPOSITIVOS  
ELECTRÓNICOS EN  
CONMUTACIÓN

Temas 1,2: Conmutación

**Ejemplo: INVERSOR LOGICO CON BJT** $t = 100\text{ns}$ ,  $v_{in} = 3\text{V}$ 

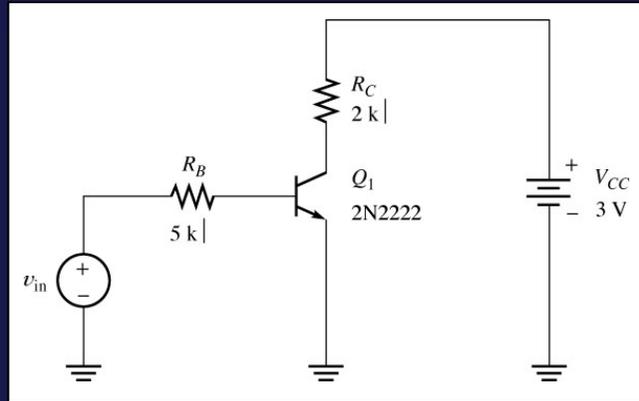
- $i_B \uparrow$  rápidamente. La corriente carga la capacidad de transición de la unión haciendo que  $\uparrow v_{BE}$
- Parte de  $i_B$  fluye por capacidad unión C, y sale por él (sentido contrario a reg activa). Esta corriente hace que  $\uparrow v_{out}$  ligeramente (por encima de  $V_{CC}$ ).
- Poco después,  $v_B$  suficientemente alta para polarizar en directa la unión E  $\Rightarrow$  los  $e^-$  cruzan desde E hacia B, y se difunden hacia union C.  $\Rightarrow v_C$  comienza a caer.
- En  $t \approx 190\text{ns}$ , transistor entra en saturación, y  $v_o$  ( $v_{CE}$ )  $\approx$  cte = decimas de voltio. Ambas uniones están PD, y existe alta concentración de minoritarios ( $e^-$ ) en B.



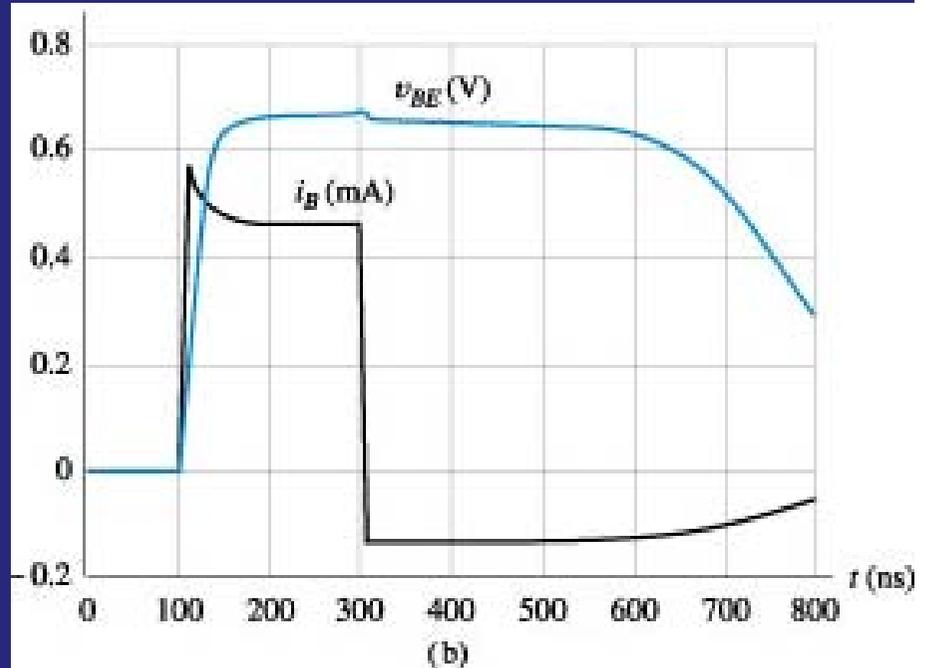
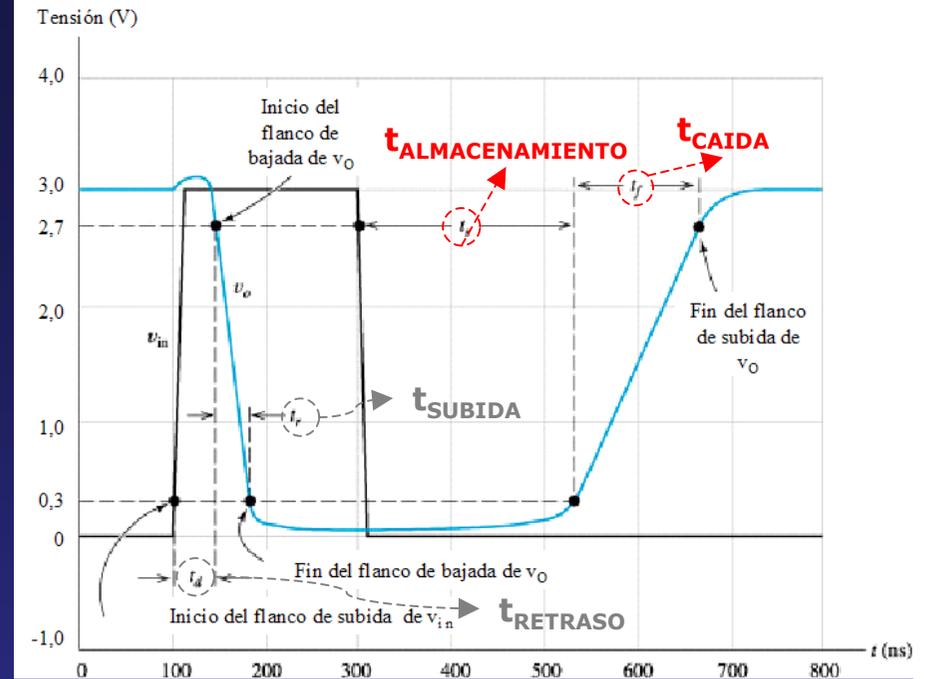
DE-II

DISPOSITIVOS  
ELECTRÓNICOS EN  
CONMUTACIÓN

Temas 1,2: Conmutación

**Ejemplo: INVERSOR LOGICO CON BJT** $t = 300\text{ns}$ ,  $v_{in} = 0\text{V}$ 

- La  $v_o$  sin embargo permanece baja hasta aproximadamente  $t = 520\text{ns}$ , debido al exceso de minoritarios ( $e^-$ ) almacenados en B. Hasta que no hayan sido extraídos de B, sigue fluyendo corriente a través de las uniones.
- $i_B$  cambia de sentido al final del pulso de entrada debido a la carga almacenada que sale del terminal de B.
- En  $t \approx 520\text{ns}$ , mayor parte de exceso carga de B ha sido extraído, e  $i_C$  comienza a caer, haciendo que  $v_o \uparrow$ . Este crecimiento es lento a causa de las capacidades parásitas de la unión.
- Al final, transistor vuelve al corte.



DE-II

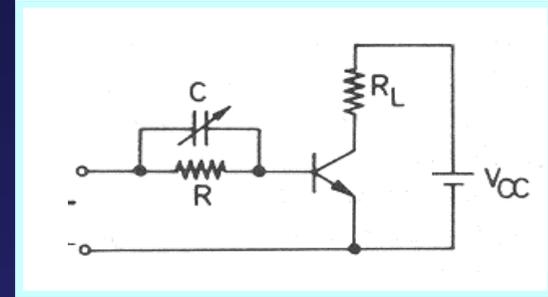
DISPOSITIVOS  
ELECTRÓNICOS EN  
CONMUTACIÓN

Temas 1,2: Conmutación

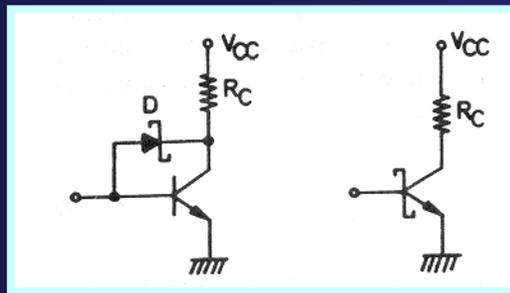
## TÉCNICAS DE ACELERACIÓN DE LA CONMUTACIÓN

### (1) CONDENSADOR DE ACELERACIÓN en paralelo con la resistencia de base

*C* permite que durante los pasos OFF-ON y ON-OFF circulen impulsos de corriente elevados capaces de entregar o extraer los minoritarios necesarios.



### (2) TRANSISTOR SCHOTTKY

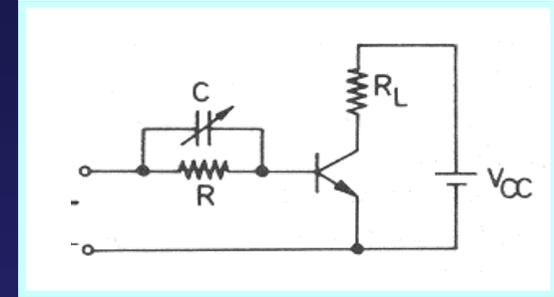


**Diodo impide la saturación del BJT:** D conduce antes de que la unión BC llegue a PD ( $V_{\gamma} \approx 0.4V$ )

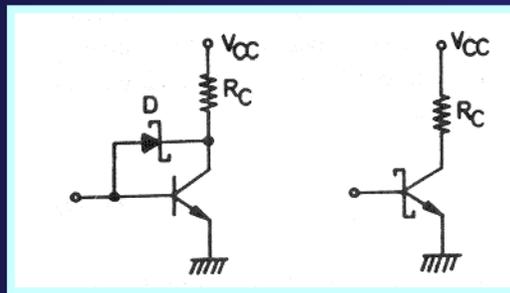
**TÉCNICAS DE ACELERACIÓN DE LA CONMUTACIÓN**

**(1) CONDENSADOR DE ACELERACIÓN en paralelo con la resistencia de base**

*C permite que durante los pasos OFF-ON y ON-OFF circulen impulsos de corriente elevados capaces de entregar o extraer los minoritarios necesarios.*

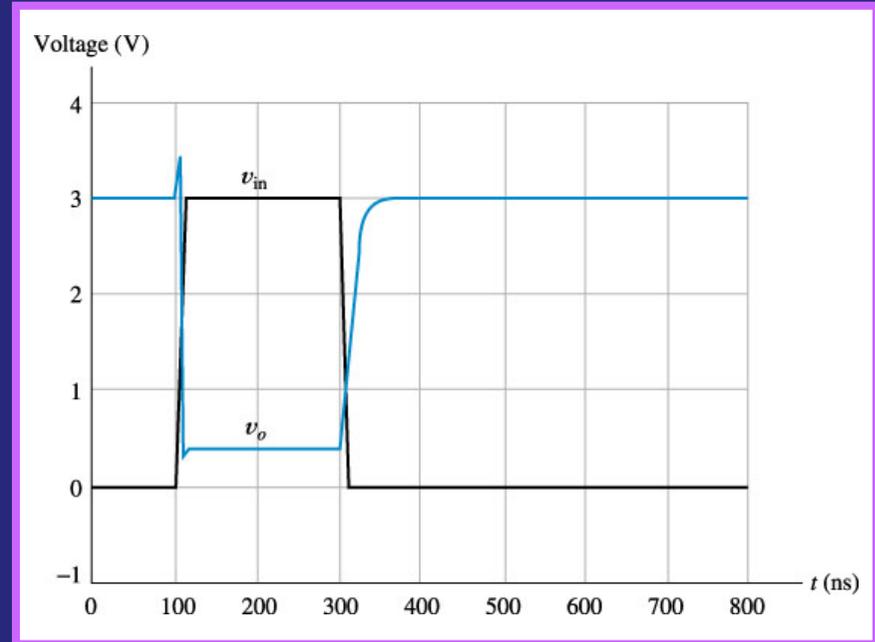
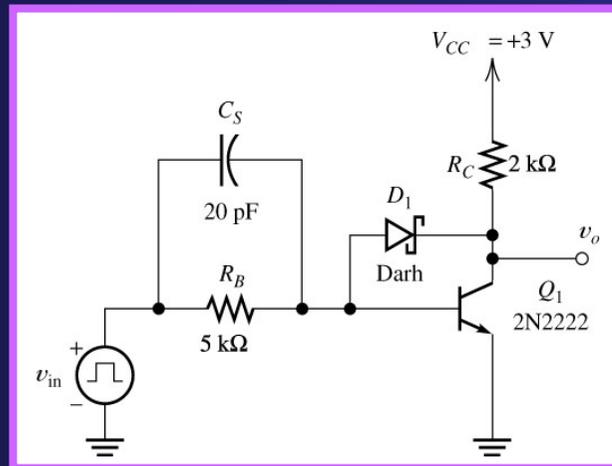


**(2) TRANSISTOR SCHOTTKY**



**Diodo impide la saturación del BJT: D conduce antes de que la unión BC llegue a PD ( $V_{\gamma} \approx 0.4V$ )**

*Ejemplo anterior, con C y diodo Schottky:*



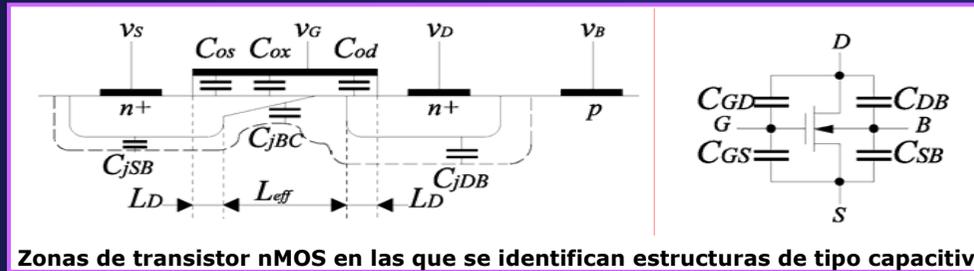
### 3. CONMUTACIÓN DE TRANSISTORES UNIPOLARES

Transistores unipolares: **governados por portadores mayoritarios** ⇒ parte de los mecanismos limitativos descritos anteriormente no son aplicables

**Su estructura, geometría, tecnología de fabricación y condiciones de utilización imponen las limitaciones de velocidad.**

**JFET** y **MOSFET** : presentan una entrada capacitiva ( $C_{GS}$ ) una capacidad de acoplo a la salida ( $C_{GD}$ ) y una capacidad de salida ( $C_{DS}$ ).

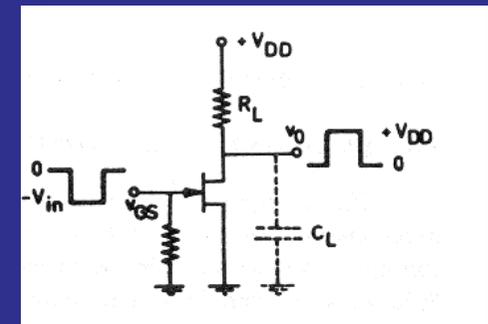
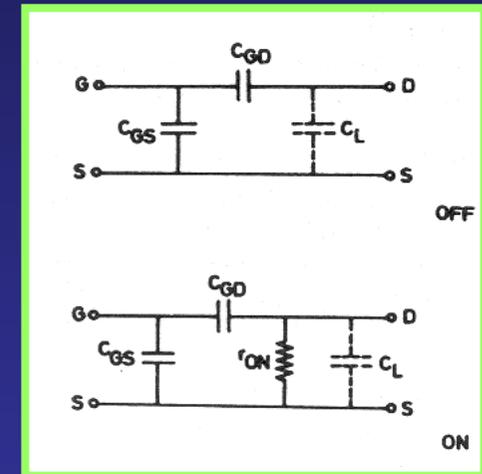
#### Capacidades en un transistor MOS



Zonas de transistor nMOS en las que se identifican estructuras de tipo capacitivo.

*Es la carga y descarga de éstas capacidades la que limita la velocidad de conmutación, haciendo que los Dispositivos Unipolares sean, por lo general, más lentos conmutando que los Bipolares.*

Circuito equivalente:



## Tema 2: Circuitos de conmutación básicos

La claridad con que los transistores bipolares y unipolares pueden presentar **2 estados bien diferentes de conducción** ha motivado que los circuitos lógicos ó digitales actuales **procesen** la información en **FORMA BINARIA**.

Aunque en principio es posible conseguir varios estados de conducción en estos dispositivos, los circuitos lógicos de 3, ó 4 estados, por ejemplo, no tienen interés práctico en la actualidad.



Nuestro interés se centra en **CIRCUITOS CON 2 NIVELES DE TENSIÓN/CORRIENTE CLARAMENTE DIFERENCIADOS** (en realidad serán **2 márgenes** de valores eléctricos que corresponderán a los 2 estados binarios mencionados).

En este tema estudiaremos: **Circuitos elementales de conmutación tanto con transistores bipolares como unipolares.**



**Circuitos con T. Unipolares:**

Sólo situaciones de *pequeña potencia* y *carga capacitiva* (situación básica en los circuitos integrados MOS).



**Circuitos con T. Bipolares:**

Otro tipo de cargas y situaciones de potencia deben ser considerados

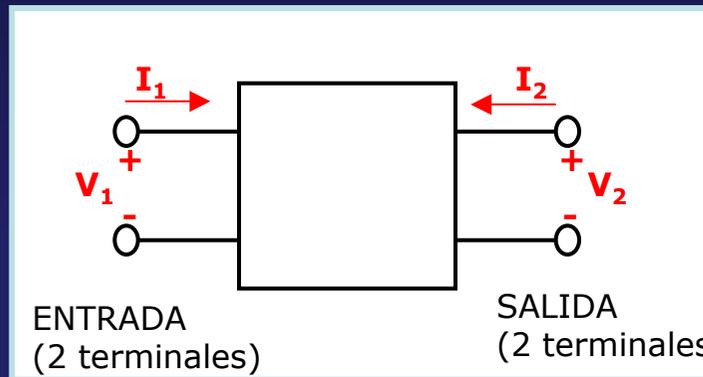
DE-II

CIRCUITOS DE  
CONMUTACIÓN  
BÁSICOS

Temas 1,2: Conmutación

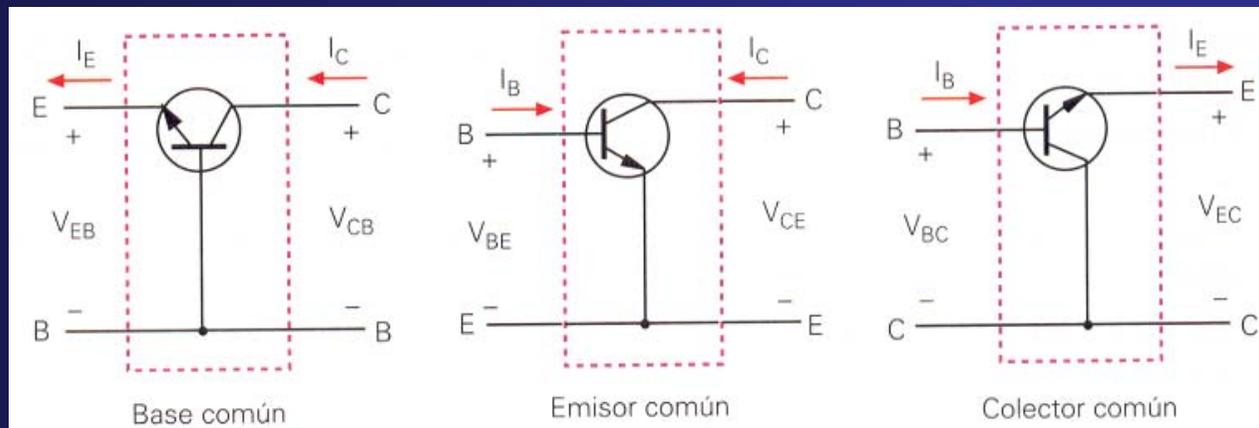
**TRANSISTOR:** dispositivo de 3 terminales

Para estudiar su comportamiento en un circuito, se analiza como un **CUADRIPOLO**:

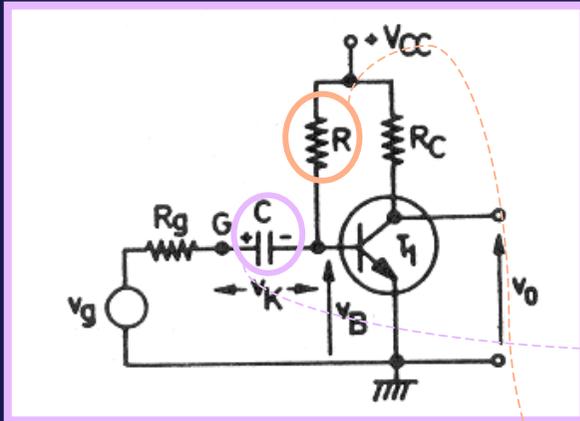


Uno de los 3 terminales deberá ser común a la ENTRADA y a la SALIDA

3 CONFIGURACIONES: (El terminal común a la E y a la S da el nombre al montaje)



## 1. EMISOR COMÚN CON CARGA RESISTIVA. CIRCUITO INVERSOR



Existen varias formas para **acoplar** generador a BJT, en EC por ejemplo, que funcione en el modo de saturación:

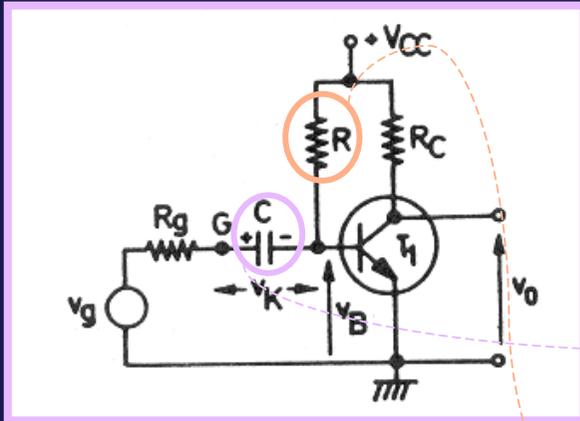
- Acoplo directo ó a través de una resistencia
- Con una resistencia con condensador de aceleración
- Mediante un diodo
- etc.

Modo de acoplo interesante: a través de Condensador normalmente grande, que permite paso de Corte a Saturación con independencia del Valor Medio de la Señal de Entrada.

Según niveles señal de entrada: habrá que polarizar B de forma que se asegure paso consecutivo de conducción a corte.

Suponemos que se trata de **CIRC. SATURANTE**, i.e. en ausencia de excitación, **R** lleva a saturación al transistor (fijador).

# 1. EMISOR COMÚN CON CARGA RESISTIVA. CIRCUITO INVERSOR



Existen varias formas para **acoplar** generador a BJT, en EC por ejemplo, que funcione en el modo de saturación:

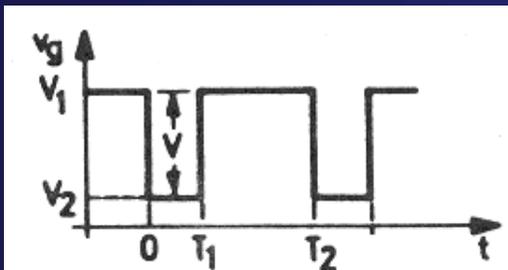
- Acoplo directo ó a través de una resistencia
- Con una resistencia con condensador de aceleración
- Mediante un diodo
- etc.

Modo de acoplo interesante: a través de Condensador normalmente grande, que permite paso de Corte a Saturación con independencia del Valor Medio de la Señal de Entrada.

Según niveles señal de entrada: habrá que polarizar B de forma que se asegure paso consecutivo de conducción a corte.

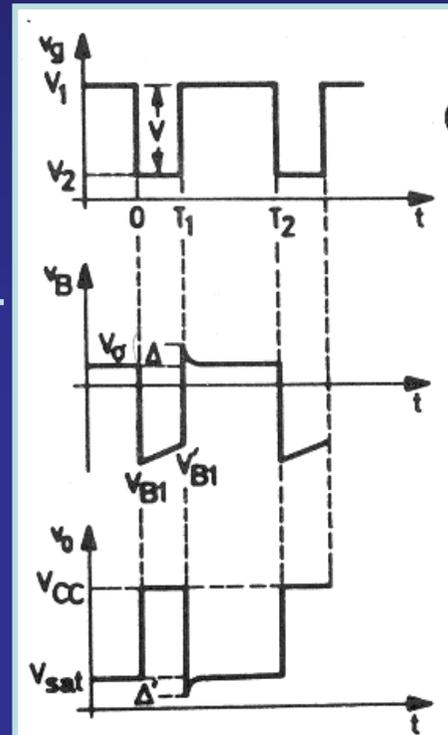
Suponemos que se trata de **CIRC. SATURANTE**, i.e. en ausencia de excitación, R lleva a saturación al transistor (fijador).

## Análisis en conmutación



$t = 0^-$

$$\left. \begin{aligned} v_g(0^-) &= V_1 \\ v_B(0^-) &= V_\sigma \text{ (0.7V para Si)} \\ V_k(0^-) &\approx V_1 - V_\sigma \\ V_o(0^-) &= V_{CEsat} \end{aligned} \right\} \text{SATURACIÓN}$$



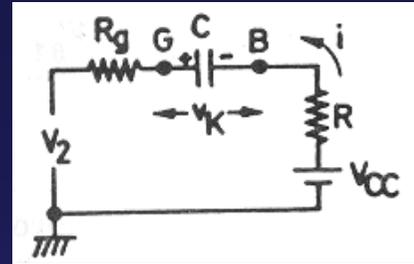
DE-II

CIRCUITOS DE  
CONMUTACIÓN  
BÁSICOS

Temas 1,2: Conmutación

$t = 0^+$

Se produce en  $V_g$  una transición negativa a  $V_2$  que suponemos lleva a  $T$  a CORTE:



Como  $v_k$  no puede cambiar instantáneamente  $\Rightarrow V_B(0^+)$  será:

$$V_B(0^+) = V_{CC} - i \cdot R = V_{CC} - \frac{V_{CC} + V_K(0^-) - V_2}{R + R_g} \cdot R$$

Si  $R_g$  es muy pequeña ( $R_g \ll R$ ):

$$V_{B1} \approx V_\sigma + (V_2 - V_1)$$

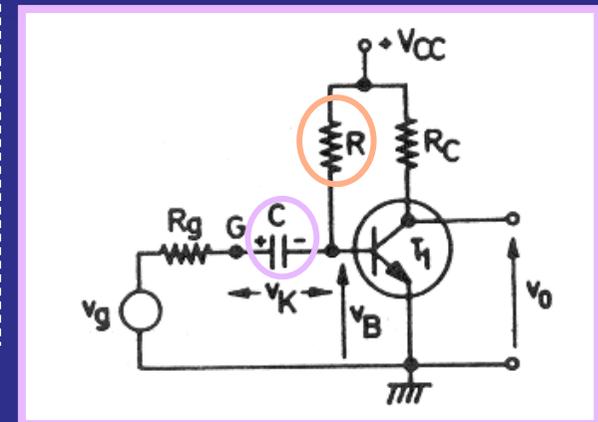
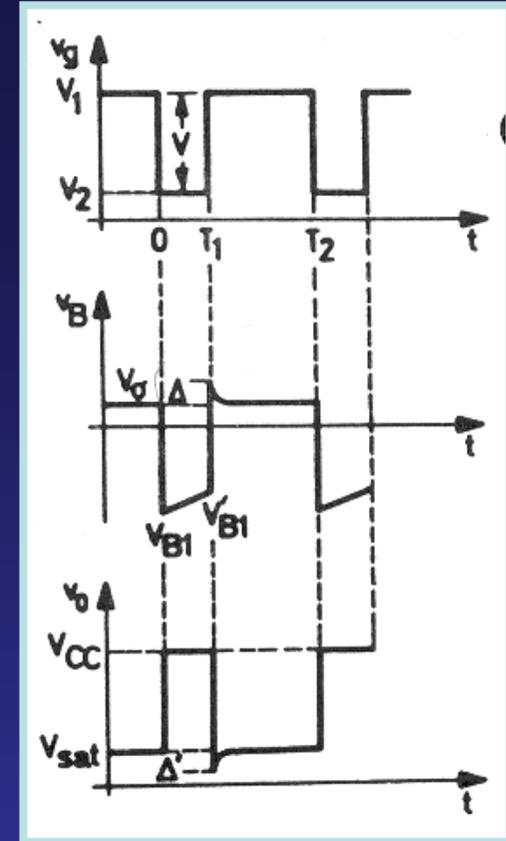
requiriéndose que esta cantidad lleve a  $T$  a corte

$0^+ \leq t \leq T_1^-$

Durante el intervalo  $T_1$ ,  $v_B$  tenderá a  $V_{CC}$  con una constante de tiempo:

$$\tau_1 = (R + R_g) C$$

$$v_B(t) = V_{CC} - (V_{CC} - V_{B1}) \cdot e^{-t/\tau_1}$$



$t = T_1^-$

$$v_B(T_1^-) \equiv V'_{B1} = V_{CC} - (V_{CC} - V_{B1}) e^{-T_1/\tau_1}$$

siendo :  $T_1 \ll \tau_1$

La **tensión en el condensador** en ese instante será:

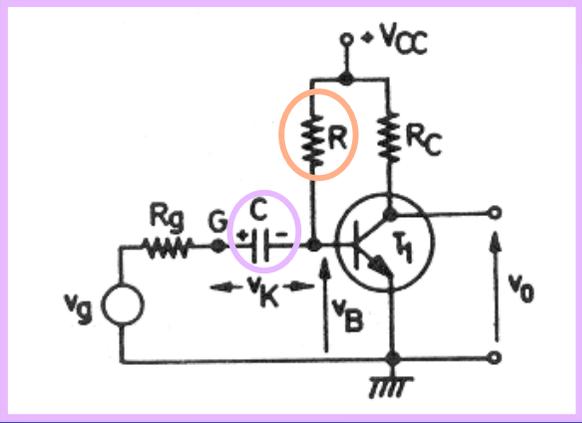
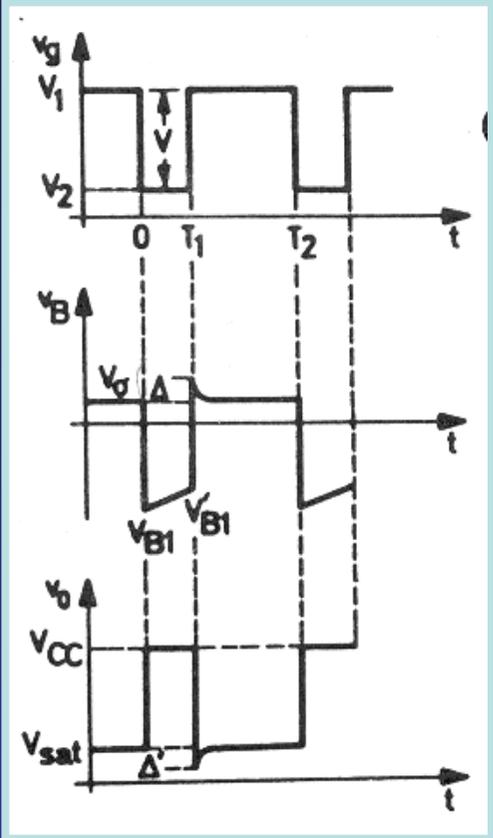
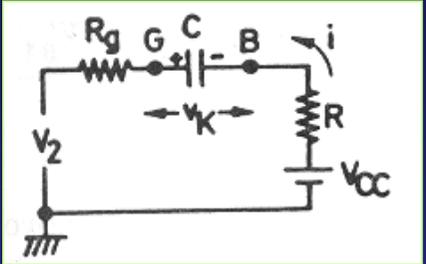
$$v_k(T_1^-) = v_G(T_1^-) - V'_{B1}$$

$$v_G(T_1^-) = V_2 + i(T_1^-) R_g$$

siendo  $i(T_1^-)$  la comente que circula por el circuito de entrada en ese instante:

$$i(T_1^-) = + \frac{V_{CC} - V'_{B1}}{R}$$

$$v_k(T_1^-) = V_2 - (V'_{B1} - V_{CC}) \frac{R_g}{R} - V'_{B1} = V_2 + V_{CC} \frac{R_g}{R} - V'_{B1} \frac{R_g + R}{R}$$



DE-II

CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN BÁSICOS

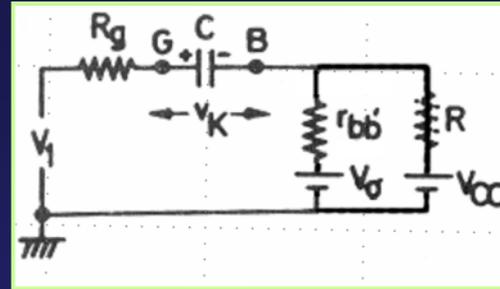
Temas 1,2: Conmutación

$t = T_1^+$

Salto positivo de la excitación a  $V_1$ .  $T$  se **SATURA**

Circuito equivalente de base:  
(ahora el diodo B-E conduce)

Normalmente  $r_{bb'} \ll R_g \ll R$

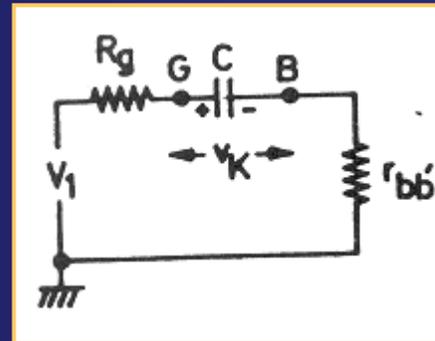


Se produce un pico de tensión en  $v_B$  por encima de  $v_\sigma$  que lleva a una saturación más intensa

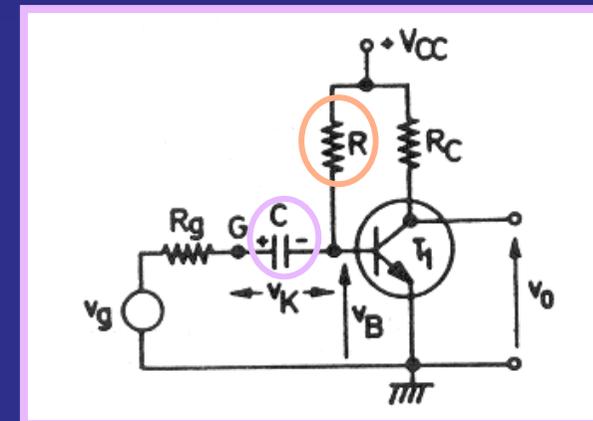
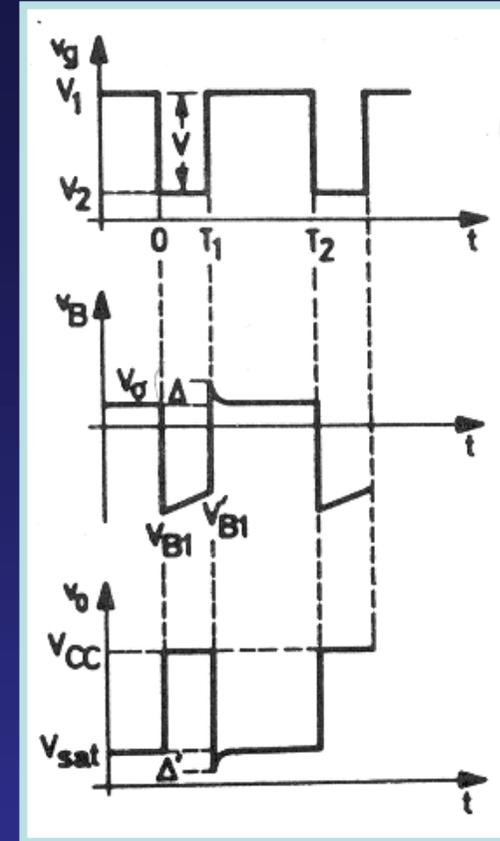
Para evaluar dicho pico, se puede considerar dicho circuito equivalente aproximado pero sólo con  $r_{bb'}$  tal que :

$$\Delta \cong \{V_1 - v_k(T_1^-)\} \frac{r_{bb'}}{r_{bb'} + R_g}$$

$$\Delta \approx (V_{B1}' - V_{B1}) \frac{r_{bb'}}{R_g}$$



Sobreimpulso en  $V_B$  que lleva a una saturación más intensa  $\Rightarrow$  Pico en  $V_c$ ,  $\Delta'$



DE-II

CIRCUITOS DE  
CONMUTACIÓN  
BÁSICOS

Temas 1,2: Conmutación

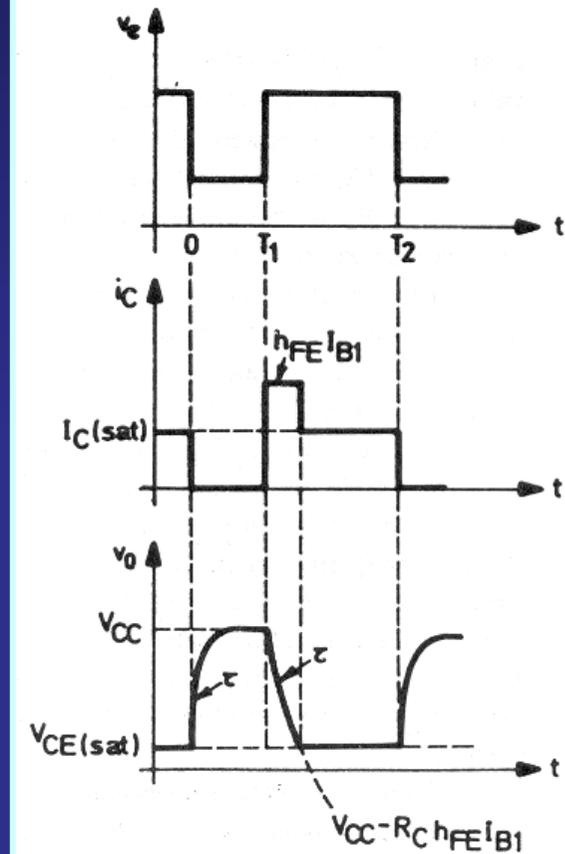
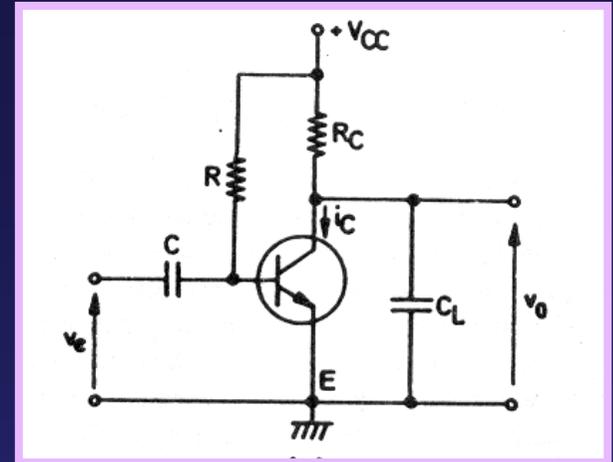
## 2. EMISOR COMÚN CON CARGA CAPACITIVA

*Emisor común cuya salida o carga tiene una capacidad  
(Situación real siempre)*

Valor de  $C_L$   
depende de:

- Cables de conexión
- Entrada de la siguiente etapa
- En muchos casos de la propia impedancia de carga  $Z_L$

Acoplamiento capacitivo de la excitación: Igual que antes, se puede considerar la excitación acoplada al transistor por un condensador y con comportamiento de fijador, ó bien que lo está por una resistencia.



## 2. EMISOR COMÚN CON CARGA CAPACITIVA

**Emisor común cuya salida o carga tiene una capacidad**  
(Situación real siempre)

Valor de  $C_L$  depende de:

- Cables de conexión
- Entrada de la siguiente etapa
- En muchos casos de la propia impedancia de carga  $Z_L$

Acoplamiento capacitivo de la excitación: Igual que antes, se puede considerar la excitación acoplada al transistor por un condensador y con comportamiento de fijador, ó bien que lo está por una resistencia.

$t = 0^-$

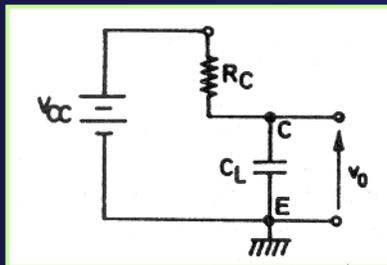
Cuando  $v_e$  en su pico positivo: hay fijación, **T SATURADO**, y, supuesto transitorios pasados,  $V_o = V_{CEsat}$

$t = 0^+$

Salto negativo de  $v_e \Rightarrow$  **T CORTE**.

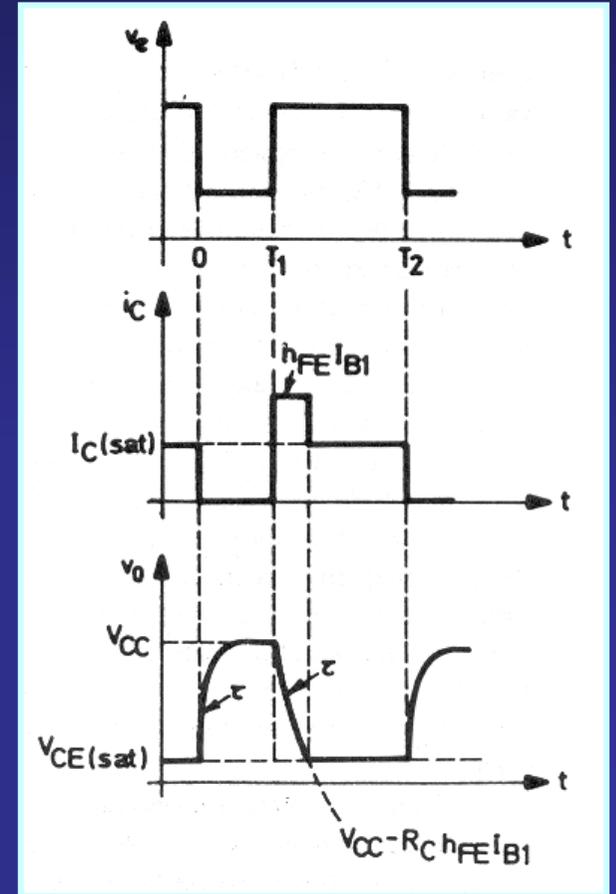
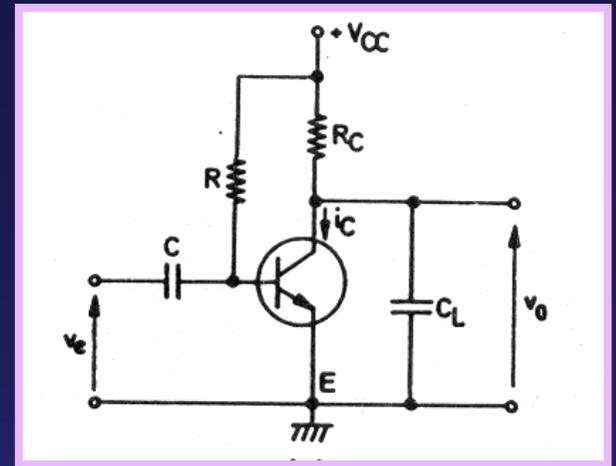
$0^+ \leq t \leq T_1^-$

$C_L$  tenderá a cargarse desde su valor inicial  $V_{CEsat}$  a  $V_{CC}$  con una constante de tiempo  $\tau = R_C C_L$



$$v_o = V_{CC} + (V_{CE(sat)} - V_{CC}) e^{-t/\tau}$$

Dependerá de la relación entre  $\tau$  y  $T_1$  el que  $V_o$  llegue ó no a  $V_{CC}$  para  $t = T_1^-$  (figura, supuesto  $\tau \ll T_1$ )



DE-II

CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN BÁSICOS

Temas 1,2: Conmutación

$t = T_1^-$

$v_o(T_1^-) = V_{CC}$

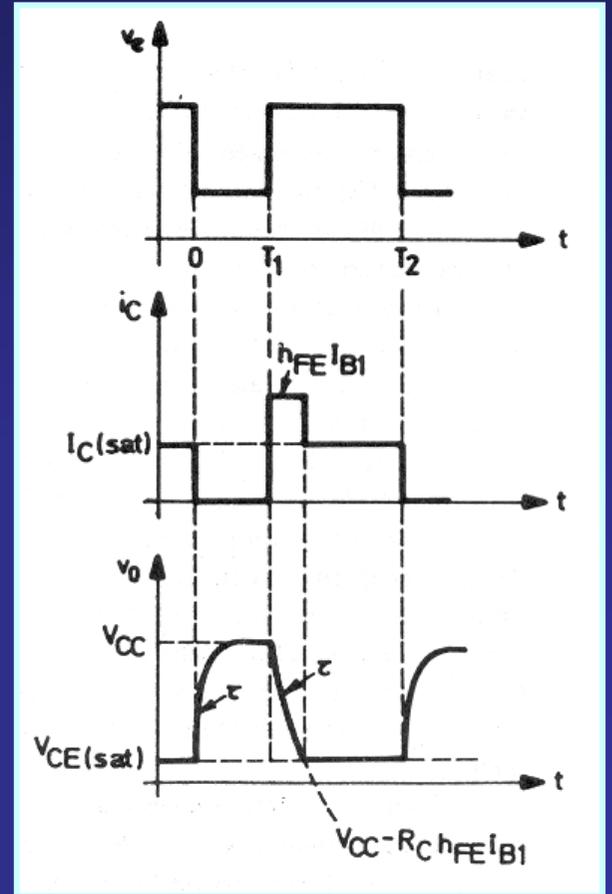
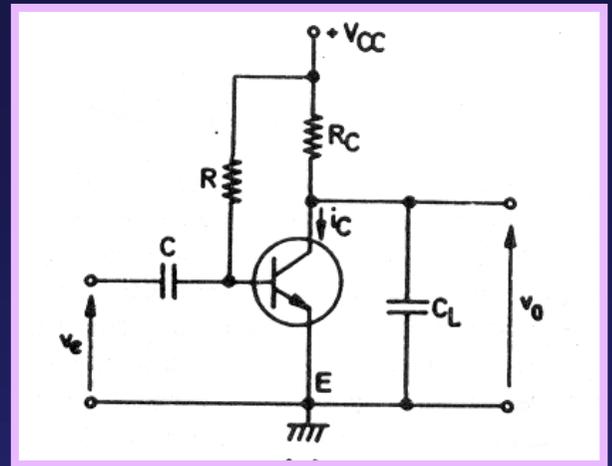
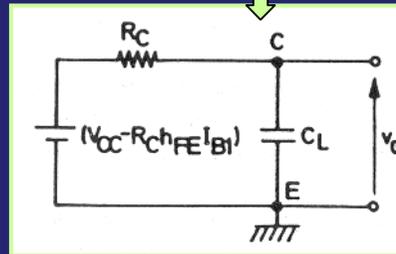
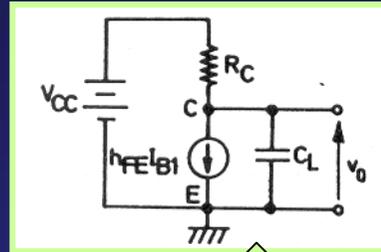
$t = T_1^+$

Salto positivo de  $v_e \Rightarrow$  fijación

- Si no consideramos el pico inicial de  $i_B$  del fijador, la corriente de base será  $I_{B1} = (V_{CC} - V_o) / R$ .
- $i_C$ : suministrada por  $V_{CC}$  y por  $C_L$  que tenderá a descargarse  $\Rightarrow$  mientras ambos suministradores lo permitan,  $I_C = h_{FE} I_{B1}$  ( $h_{FE} \approx \beta$ )
- $C_L$  tenderá a pasar desde su valor de carga inicial  $V_{CC}$  al valor final  $V_{CC} - R_C h_{FE} I_{B1}$  con una constante de tiempo  $\tau = R_C C_L$

$$v_o = V_{CC} - R_C h_{FE} I_{B1} + R_C h_{FE} I_{B1} e^{-t/\tau}$$

- Cuando  $V_o = V_{CEsat} \Rightarrow$  **T SATURACIÓN**, e  $i_C$  decrece al valor  $I_{Csat}$ .



DE-II

CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN BÁSICOS

Temas 1,2: Conmutación

$t = T_1^-$

$v_o(T_1^-) = V_{CC}$

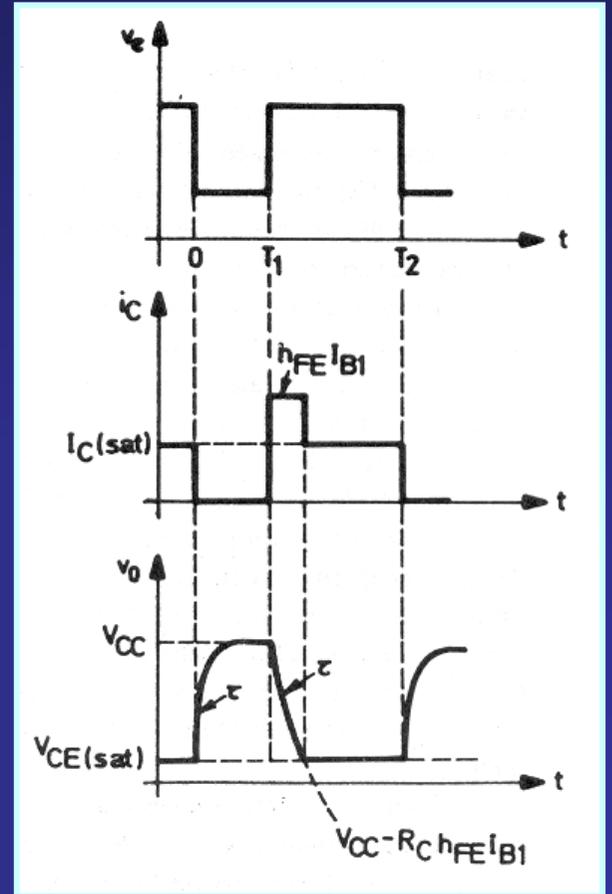
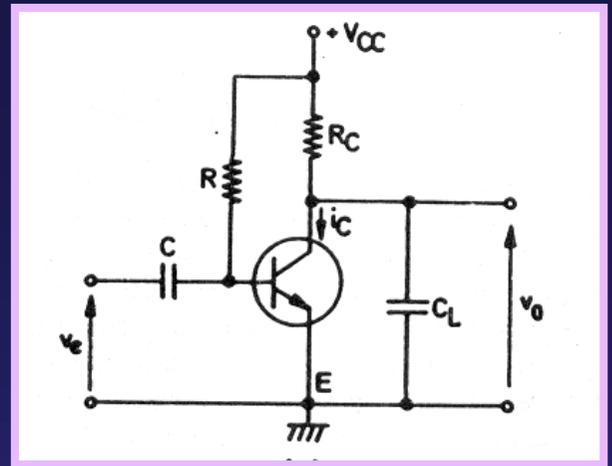
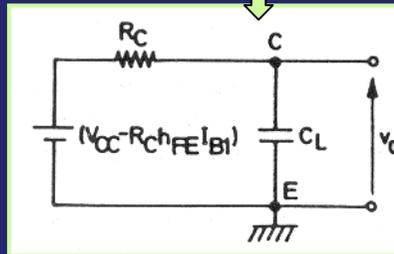
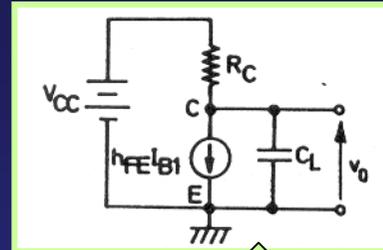
$t = T_1^+$

Salto positivo de  $v_e \Rightarrow$  fijación

- Si no consideramos el pico inicial de  $i_B$  del fijador, la corriente de base será  $I_{B1} = (V_{CC} - V_o) / R$ .
- $i_C$ : suministrada por  $V_{CC}$  y por  $C_L$  que tenderá a descargarse  $\Rightarrow$  mientras ambos suministradores lo permitan,  $I_C = h_{FE} I_{B1}$  ( $h_{FE} \approx \beta$ )
- $C_L$  tenderá a pasar desde su valor de carga inicial  $V_{CC}$  al valor final  $V_{CC} - R_C h_{FE} I_{B1}$  con una constante de tiempo  $\tau = R_C C_L$

$v_o = V_{CC} - R_C h_{FE} I_{B1} + R_C h_{FE} I_{B1} e^{-t/\tau}$

- Cuando  $V_o = V_{CEsat} \Rightarrow$  T SATURACIÓN, e  $i_C$  decrece al valor  $I_{Csat}$ .



**EMISOR COMÚN: DESCARGA RÁPIDAMENTE  $C_L$**



Caída de  $v_o$  exponencial y con  $\tau$  que el flanco de subida, pero ahora es una evolución entre un valor inicial y final muy separados  $\Rightarrow$  el tramo de exponencial que aparece en caída de  $v_o$  suele ser casi lineal

**La descarga del condensador es muy rápida y el tiempo de caída de  $V_o$  es mucho más pequeño que el de subida.**

Carga  $C_L$ : lenta

DE-II

CIRCUITOS DE  
CONMUTACIÓN  
BÁSICOS

Temas 1,2: Conmutación

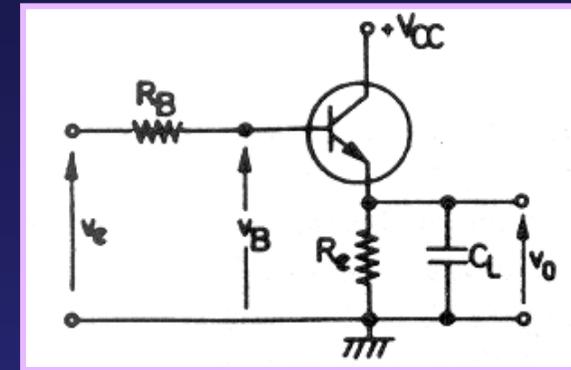
### 3. SEGUIDOR DE EMISOR CON CARGA CAPACITIVA

Para que se llegase a saturar el transistor haría falta que el pico de  $v_B$  fuese superior a  $V_{CC}$  y por tanto el de  $v_e$ .

Lo usual es que  $v_e$  como mucho llegue a  $V_{CC} \Rightarrow$  vamos a considerar un **FUNCIONAMIENTO NO SATURANTE**, permaneciendo **T** en **ZONA ACTIVA** cuando está en conducción.

$R_B$  : resistencia global, que puede ser externa ó del generador  $v_e$  e incluye a  $r_{bb}'$

*Propiedades complementarias al circuito anterior*



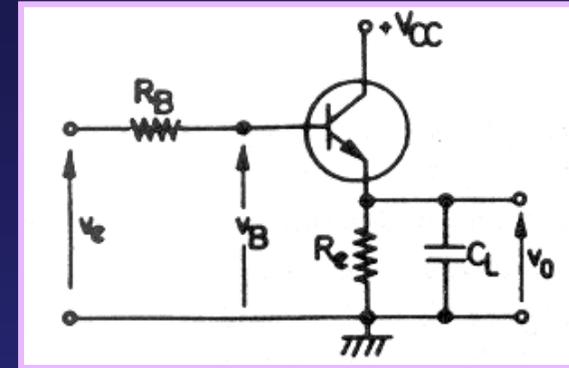
### 3. SEGUIDOR DE EMISOR CON CARGA CAPACITIVA

Propiedades complementarias al circuito anterior

Para que se llegase a saturar el transistor haría falta que el pico de  $v_B$  fuese superior a  $V_{CC}$  y por tanto el de  $v_e$ .

Lo usual es que  $v_e$  como mucho llegue a  $V_{CC} \Rightarrow$  vamos a considerar un **FUNCIONAMIENTO NO SATURANTE**, permaneciendo **T** en **ZONA ACTIVA** cuando está en conducción.

$R_B$  : resistencia global, que puede ser externa ó del generador  $v_e$ , e incluye a  $r_{bb'}$



$t = 0^-$

$v_e$  a nivel bajo

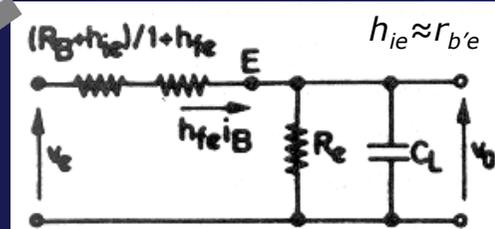
**T CORTE**

Si transitorios han desaparecido,  $v_o(0^-) = 0$

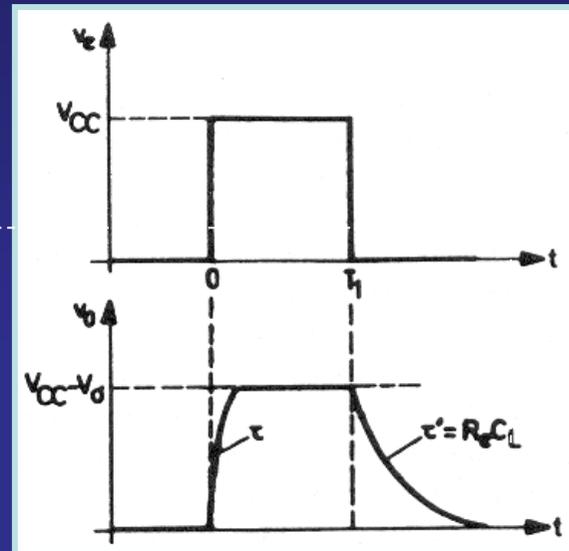
$t = 0^+$

$v_e \Rightarrow$  **T CONDUCCIÓN**, con fuerte corriente de base inicial  $I_{B1} = (V_{CC} - V_{BE}) / R_B$  que provoca una corriente de emisor  $i_E(0^+) = h_{FE} I_{B1}$  muy intensa, que tiende a **cargar rápidamente a  $C_L$**

$0^+ \leq t \leq T_1$



$$\tau \cong \left[ R_e \parallel \frac{R_B + h_{ie}}{1 + h_{fe}} \right] C_L$$



$v_o$  evoluciona desde 0 a  $(V_{CC} - V_{BE}) \approx V_{CC} - V_{\sigma}$ . Como normalmente  $\tau \ll T_1$ , la subida de  $v_o$  es casi lineal, rápida, con tiempo subida pequeño.

$$h_{ie} \approx r_{b'e} \approx \frac{\beta \cdot V_T}{|I_C|}$$

DE-II

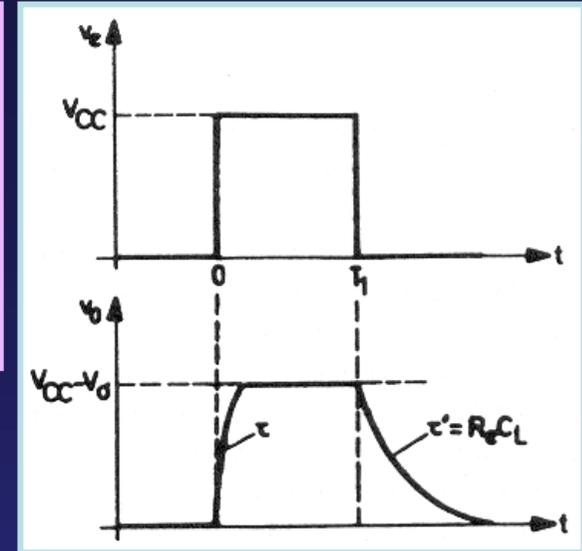
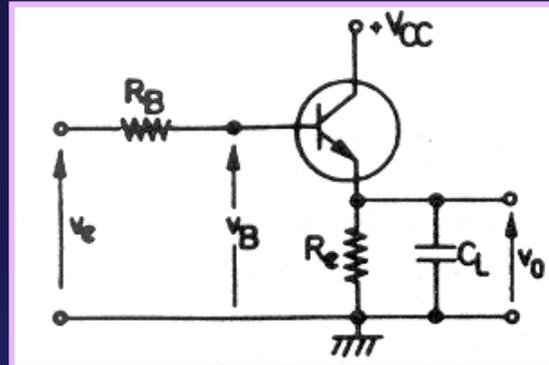
CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN BÁSICOS

Temas 1,2: Conmutación

$t = T_1^+$

Caída  $v_e \Rightarrow$  T CORTE

$C_L$  se descarga lentamente a través de  $R_E$  con  $\tau' = C_L R_E$  ( $\tau' > \tau$ )



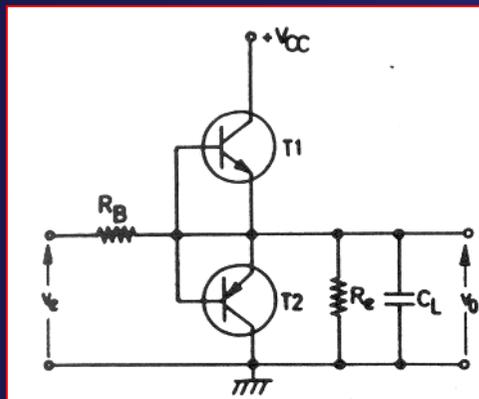
**EL SEGUIDOR DE EMISOR ES CAPAZ DE CARGAR RÁPIDAMENTE  $C_L$**

*La descarga es más lenta*

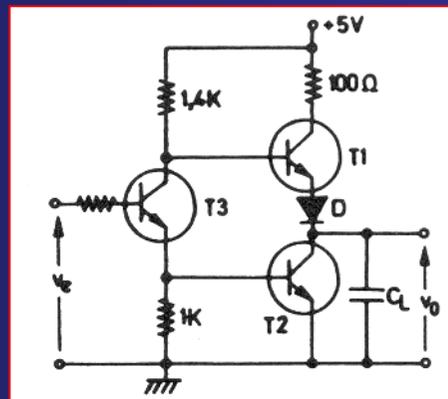
**ii COMPLEMENTARIO AL EMISOR COMÚN !!**



**Mediante configuraciones compuestas se pueden conseguir circuitos que carguen y descarguen rápidamente la capacidad de carga.**



"Totem-Pole"

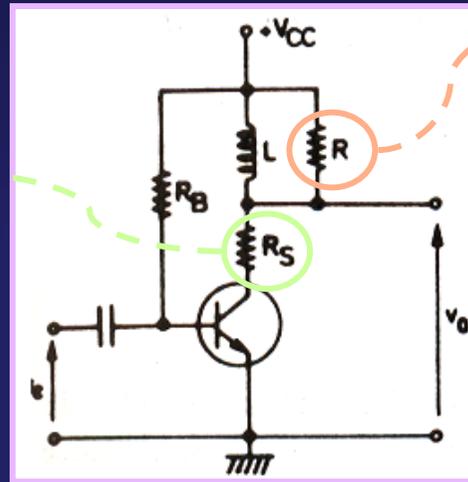


"Push-pull"

### 4. EMISOR COMÚN CON CARGA INDUCTIVA

Mismo inversor saturante, pero con carga inductiva

Acoplo por condensador, y fijación mediante circuito de base.

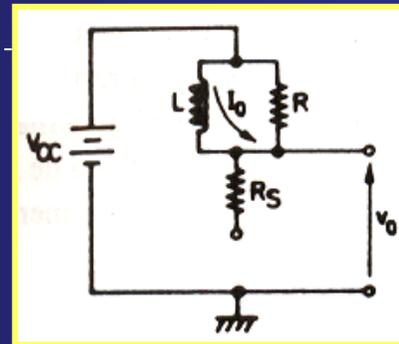


$t = 0^-$

Al aplicar  $v_e$  en intervalo fijación, si han decaído transitorios, en  $t=0^- \Rightarrow I_o$  circulando por la inductancia, **T SATURADO**,  $v_o(0^-) = V_{CC}$ .

$t = 0^+$

- Transición negativa que lleva al **CORTE**.
- Como  $i_L(t)$  no puede cambiar bruscamente  $\Rightarrow I_o$  deberá circular por R  $\Rightarrow$  Pico de valor  $V_{CC} + I_o R$ , que decaerá con  $\tau = L/R$

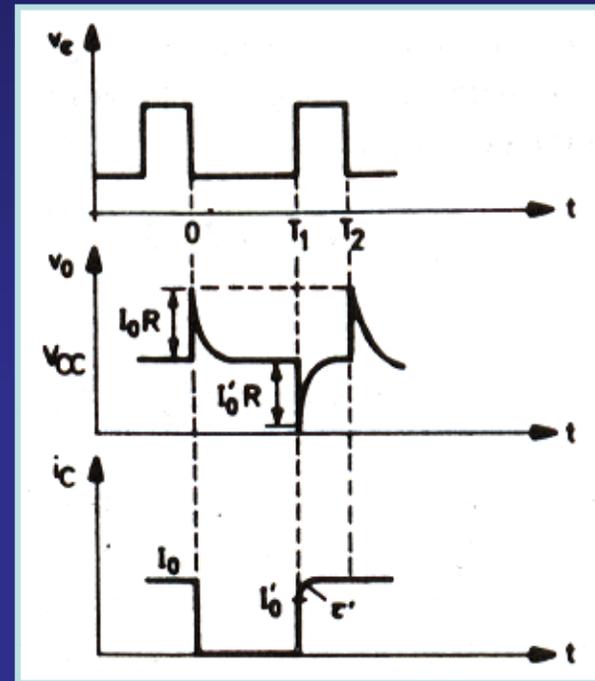


Circuito equivalente corte

$0^+ \leq t \leq T_1^-$

$$v_o(t) = V_{CC} + I_o \cdot R \cdot e^{-t/\tau}$$

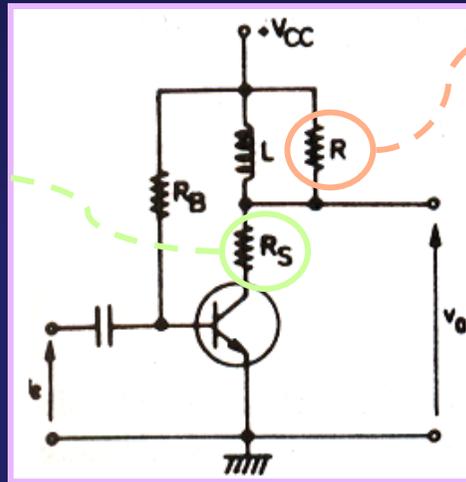
$$i_L(t) = 0 + (I_o - 0) \cdot e^{-t/\tau}$$



### 4. EMISOR COMÚN CON CARGA INDUCTIVA

Mismo inversor saturante, pero con carga inductiva

Acoplo por condensador, y fijación mediante circuito de base.

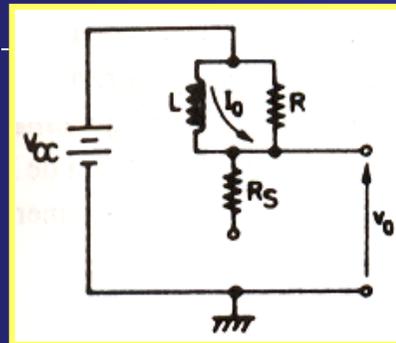


$t = 0^-$

Al aplicar  $v_e$  en intervalo fijación, si han decaído transitorios, en  $t=0^- \Rightarrow I_o$  circulando por la inductancia, **T SATURADO**,  $v_o(0^-) = V_{CC}$ .

$t = 0^+$

- Transición negativa que lleva al **CORTE**.
- Como  $i_L(t)$  no puede cambiar bruscamente  $\Rightarrow I_o$  deberá circular por R  $\Rightarrow$  Pico de valor  $V_{CC} + I_o R$ , que decaerá con  $\tau = L/R$

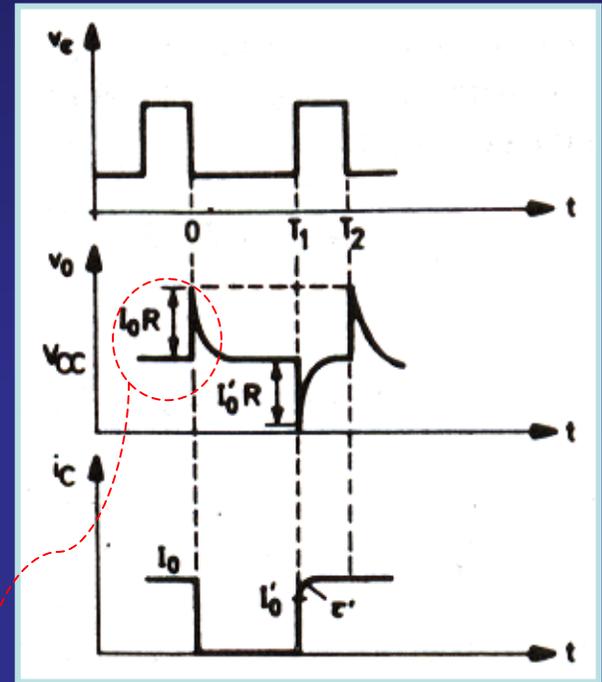


Circuito equivalente corte

$0^+ \leq t \leq T_1^-$

$$v_o(t) = V_{CC} + I_o \cdot R \cdot e^{-t/\tau}$$

$$i_L(t) = 0 + (I_o - 0) \cdot e^{-t/\tau}$$



Pico de tensión: puede ser grande y sobrepasar la máxima tensión C-E tolerable para el transistor  $\Rightarrow$  **Conviene DIODO PROTECTOR en //**

DE-II

CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN BÁSICOS

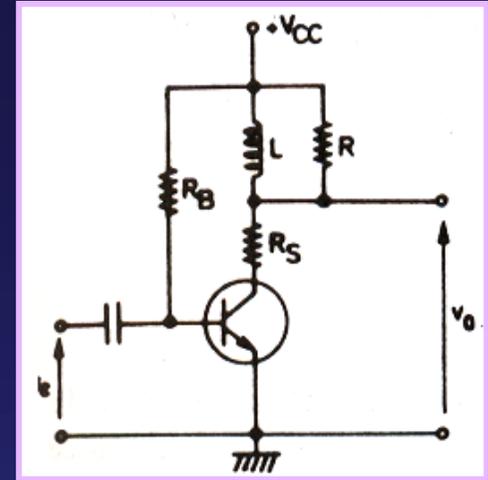
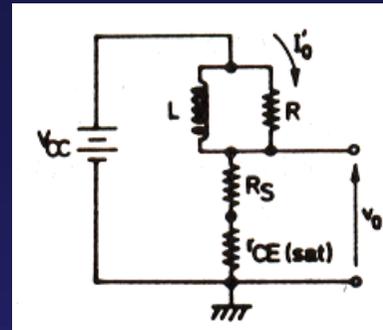
Temas 1,2: Conmutación

$t = T_1^+$

$v_e$  : flanco positivo  $\Rightarrow$  fijación

**T SATURACIÓN**

Inicialmente una corriente de saturación  $I_o'$  circulará por  $R$ , determinada porque en ese instante la carga del transistor es  $R+R_s$ .



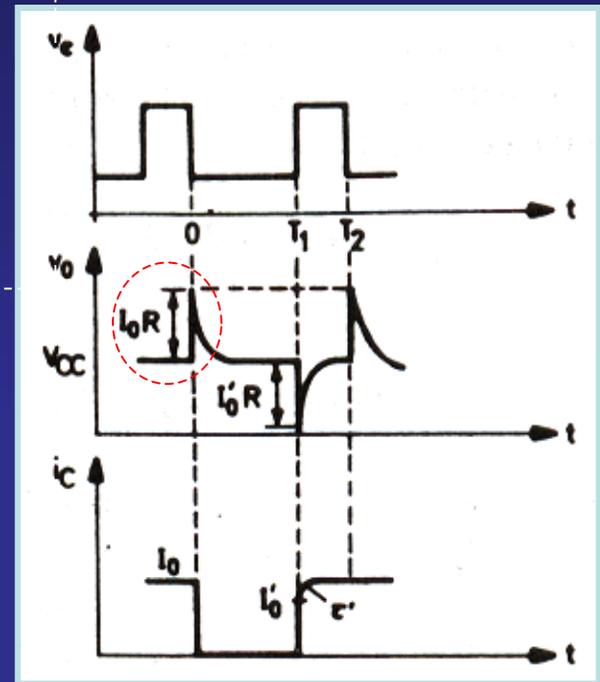
$T_1^+ \leq t \leq T_2^-$

$v_o(t) = V_{CC} - I_o' \cdot R \cdot e^{-(t-T_1)/\tau'}$

$\tau' = \frac{L}{R // (R_s + r_{CEsat})} \approx \frac{L}{R // R_s}$

$(r_{CEsat} \ll R_s)$

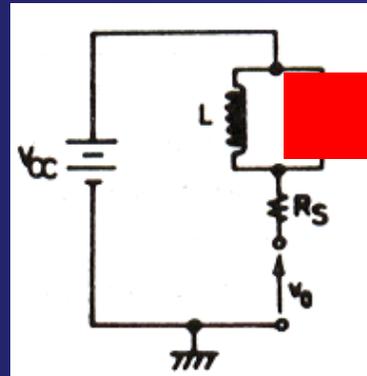
La corriente irá circulando por  $L$  a medida que se va cargando (y no por  $R$ ) hasta llegar al nuevo valor de saturación  $I_o$ . ( $I_o' < I_o$ )



**DIODO DE PROTECCIÓN**

Normalmente: **DIODO DE AMORTIGUAMIENTO** por el cual se deriva la corriente  $I_o$  en el momento de cortarse el transistor: **Evita que  $v_{CE}$  supere  $v_{CEmax}$  tolerable por T en casos de pico de tensión grande.**

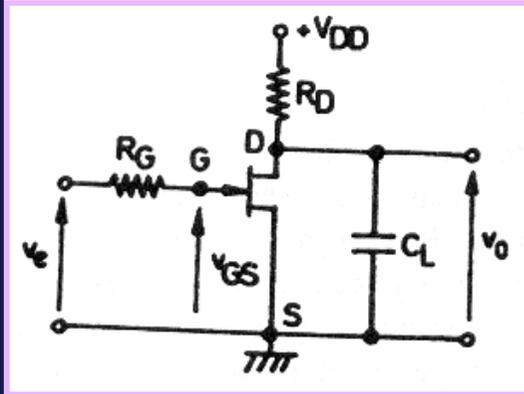
Si el diodo se invierte, desaparecería pico  $I_o' R$  por debajo de  $V_{cc}$ .



### 5. FUENTE COMÚN CON CARGA CAPACITIVA

### INVERSOR CON JFET

en general, circuito discreto



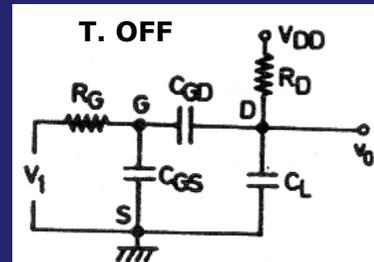
Estudio de la Respuesta utilizando el **CIRCUITO EQUIVALENTE DEL DISPOSITIVO**, incluyendo las Capacidades pertinentes:

JFET canal n con tensión de estrangulamiento  $V_p (<0)$

$C_L \gg C_{GD}, C_{GS}$   
 $R_D \gg R_G, r_{ON}$

$t = 0^-$   $V_1 < V_p$ , T CORTE (OFF)

Circuito equivalente a considerar:  
 $C_L$  cargado a  $V_{DD}$  y  $C_{GS}$  a  $V_1$



$t = 0^+$   $v_e$  conmuta de  $V_1$  a 0

- Inicialmente, T. sigue en OFF ( $C_{GS}$  está cargada a  $V_1$ )

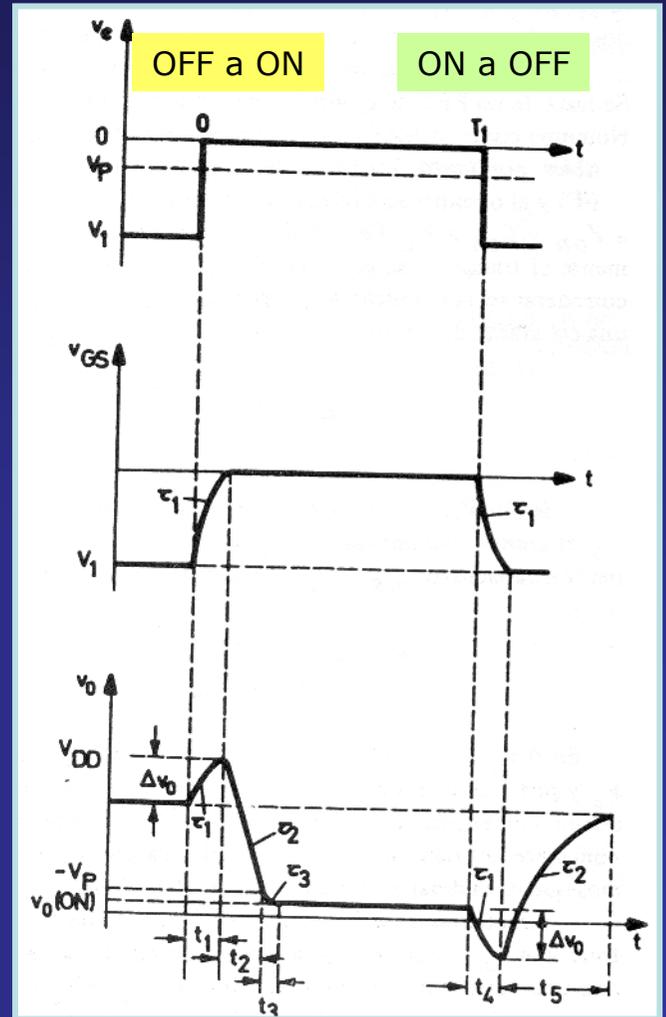
•  $v_{GS} \rightarrow 0$  con:

$$\tau_1 = R_G \cdot \left( C_{GS} + \frac{C_{GD} \cdot C_L}{C_{GD} + C_L} \right)$$

- Según  $v_{GS} \rightarrow 0$ , si se considera que  $\tau_2 = R_D(C_L + C_{GD}) \gg \tau_1$ , esta evolución aparece en  $v_o$  a través del divisor de tensión capacitivo  $C_{GD}-C_L \Rightarrow$  se produce en  $v_o$  un pico positivo :

$$\Delta v_o \approx \frac{C_{GD}}{C_{GD} + C_L} \cdot \Delta v_{GS}$$

$$\Delta v_{GS} = 0 - (-|V_1|) = |V_1|$$



DE-II

CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN BÁSICOS

Temas 1,2: Conmutación

- La evolución de  $v_{GS}$  hacia 0 la llevará a llegar al valor  $V_p$  y posteriormente a  $v_{GS}=0$ :

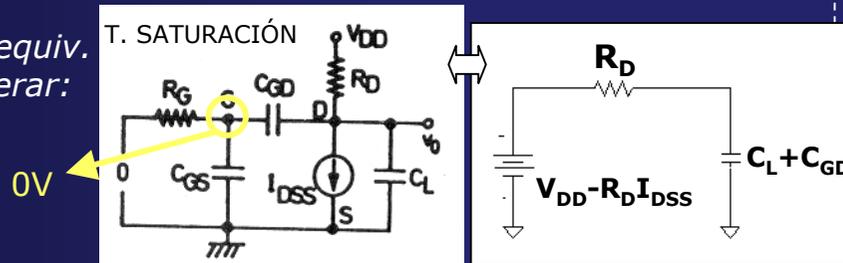
El FET conducirá:

- ✓ primero en **SATURACIÓN** (intervalo  $t_2$ )
- ✓ después en **ZONA OHMICA** (intervalo  $t_3$ )

$t = t_1$

T. en zona de corriente cte. (**SATURACIÓN**), pues  $v_{DS}$  es alta ya que  $C_L$  estaba cargado a  $V_{DD}$

Circuito equiv. a considerar:



- Inmediatamente hay **corriente de drenador** ( $I_{DSS}$ , pues ya  $v_{GS}=0$ ) suministrada por  $V_{DD}$  y por  $C_L$

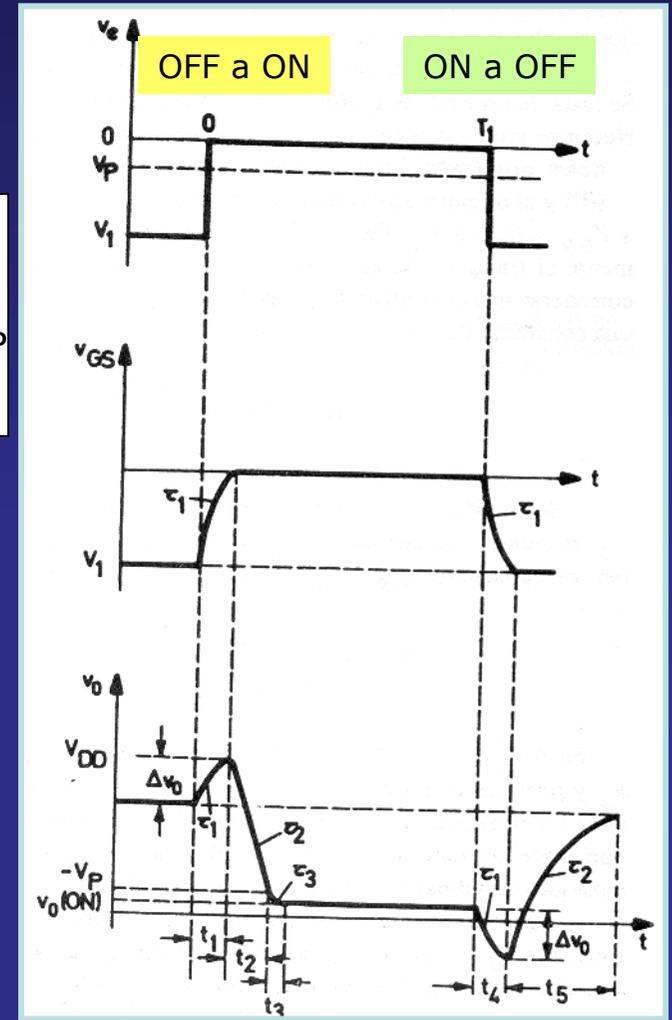
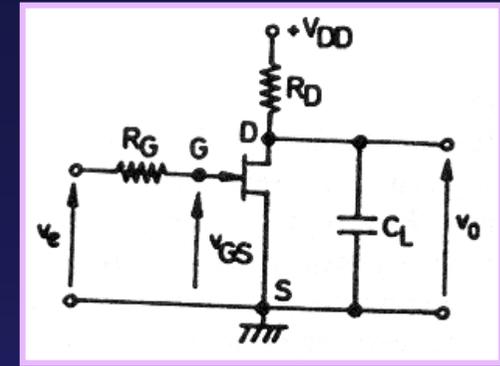
⇒  $v_o$  va decayendo hacia  $V_{DD} - R_D I_{DSS}$  con  $\tau_2 = R_D (C_L + C_{GD})$  (suponiendo  $\tau_2 \gg \tau_1$ )

⇒ Hay por tanto un nuevo **TIEMPO DE CAÍDA**  $t_2$  corto (mismas razones que descarga condensador en EC), hasta que:

$$v_o = v_{DS} = -V_p$$

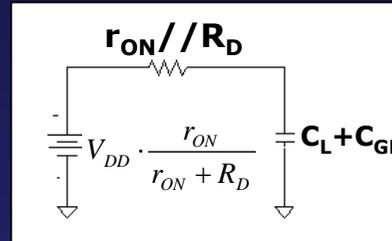
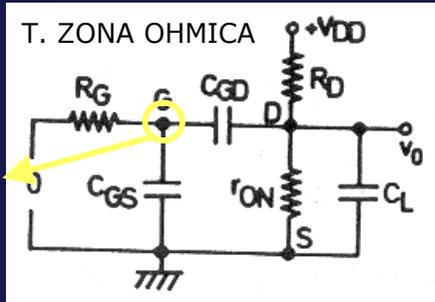
en que T. entra en **ZONA ÓHMICA**

$$(v_{DS} = -V_p + v_{GS} = -V_p)$$



$t = (t_1 + t_2)$

T. ZONA ÓHMICA ( $v_{DS} = -V_p + v_{GS} = -V_p$ )



- $v_o(t)$  tenderá al valor final:

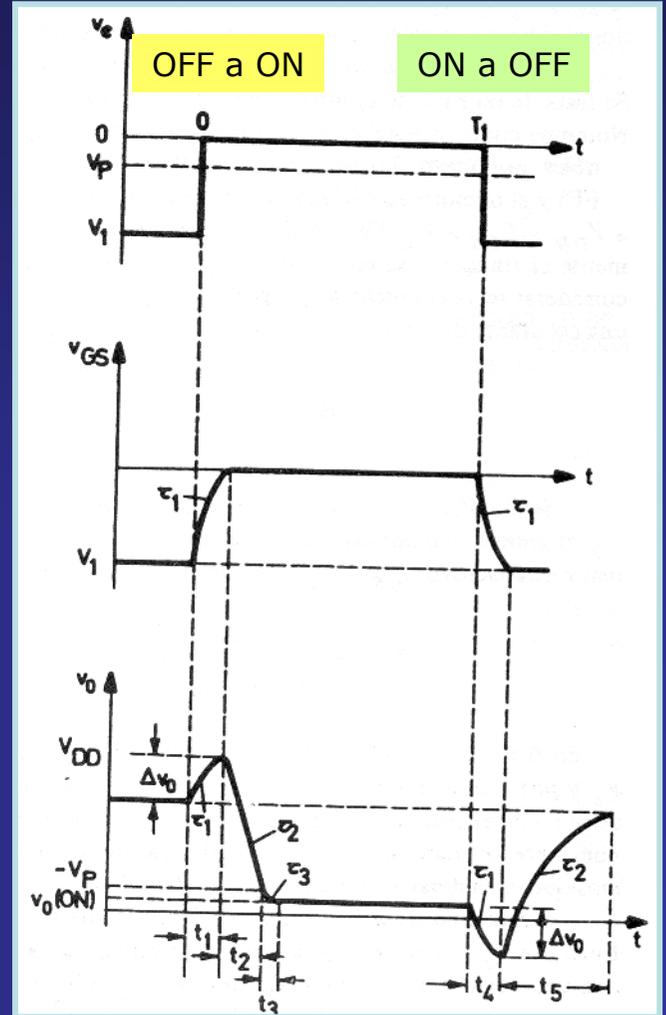
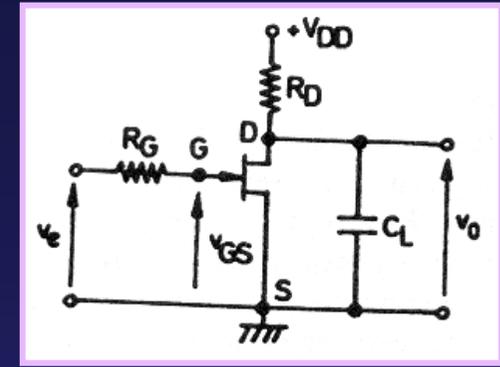
$$v_{o(ON)} = V_{DD} \cdot \frac{r_{ON}}{r_{ON} + R_D}$$

con:  $\tau_3 \cong (r_{ON} // R_D) \cdot (C_{GD} + C_L) \cong r_{ON} \cdot (C_{GD} + C_L)$

Normalmente  $\tau_3 \ll \tau_2 \Rightarrow$  **DESCARGA DE  $C_L$  RÁPIDA**

**Conmutación OFF  $\rightarrow$  ON** incluye 3 ctes. de tiempo:

- Un *sobreimpulso* a la salida
- Una *caída rápida* (casi lineal) de descarga del condensador  $C_L$  bajo *saturación*
- Una última *descarga aún más rápida* hasta el valor  $v_{o(ON)}$



DE-II

$$t = T_1^+$$

ON a OFF



Proceso inverso

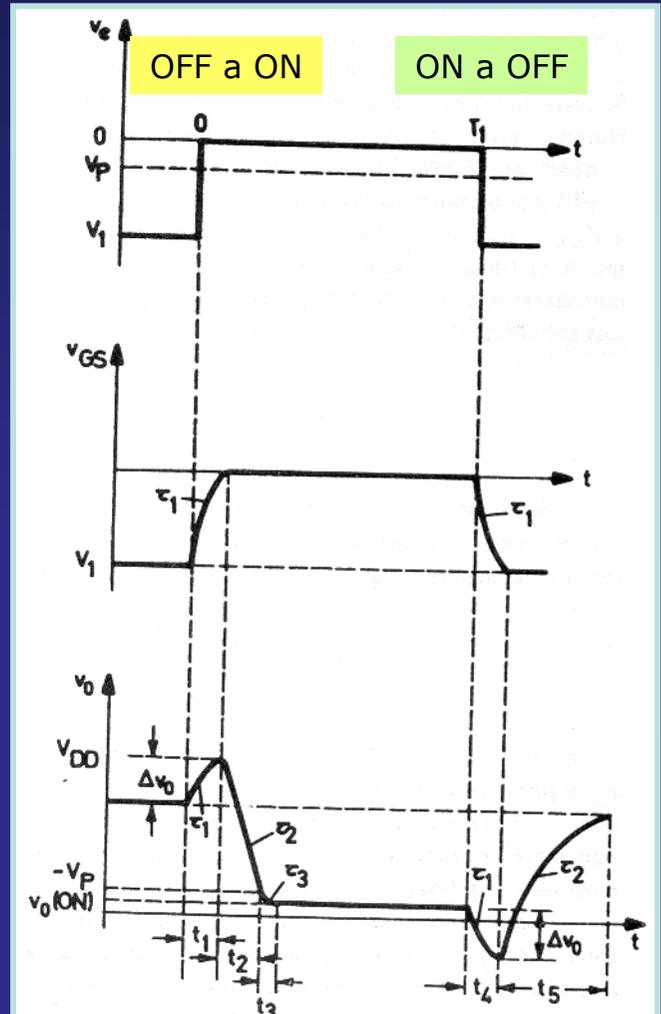
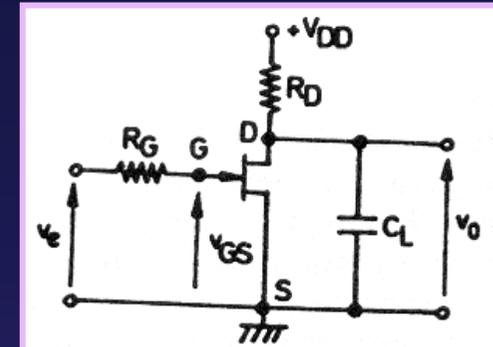
$v_e$  : salto negativo de 0 a  $V_1$  ( $<0$ ), tendente a llevar a T. nuevamente al **CORTE**

1. Inicialmente,  $v_{GS}$  evoluciona con modelo **ZONA OHMICA**.

En cuanto  $v_{GS}$  llega al valor  $V_p$ , **T. CORTE**.

Para simplificar se supone q. **evolución** de  $v_{GS}$  desde 0 a  $V_1$  se efectúa en su **totalidad**, con  $\tau_1$  (deducida antes para T. CORTE).

2. Notemos que en **paso de zona OHMICA al CORTE**, la evolución negativa de  $v_{GS}$  llega a  $v_o$  otra vez a través del **divisor capacitivo**  $C_L - C_{GD}$ , produciéndose el mismo pico  $\Delta V_o$  por debajo de  $v_{o(ON)}$  al cabo de  $t_4$
3. Por otra parte,  $C_L$  se irá cargando a través de  $R_D$  más lentamente, con  $\tau_2$ , tendiendo  $v_o$  a  $V_{DD}$  durante  $t_5$  notablemente mayor que  $t_2$  (*misma situación q. EC*)



DE-II

$$t = T_1^+$$

ON a OFF



Proceso inverso

$v_e$  : salto negativo de 0 a  $V_1$  ( $<0$ ), tendente a llevar a T. nuevamente al **CORTE**

1. Inicialmente,  $v_{GS}$  evoluciona con modelo **ZONA OHMICA**.

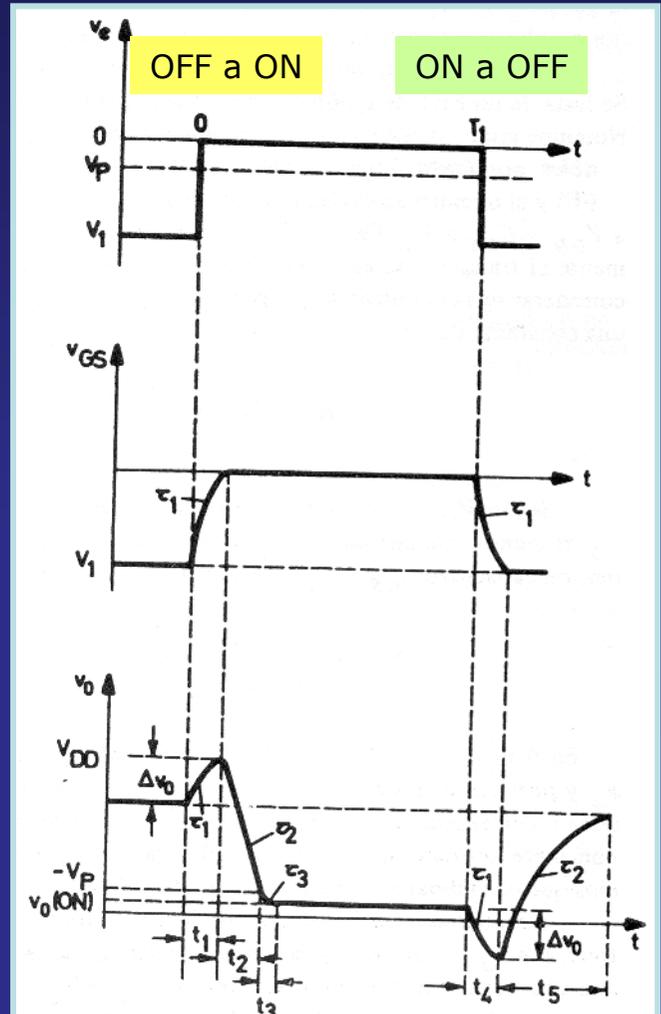
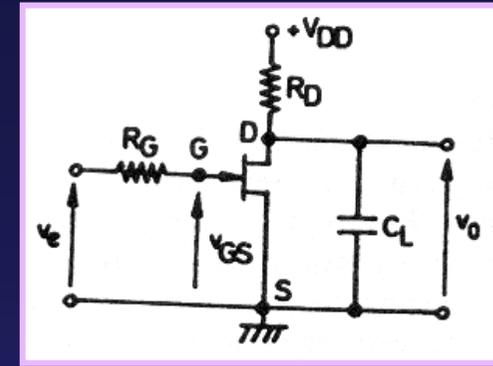
En cuanto  $v_{GS}$  llega al valor  $V_p$ , **T. CORTE**.

Para simplificar se supone q. **evolución** de  $v_{GS}$  desde 0 a  $V_1$  se efectúa en su **totalidad**, con  $\tau_1$  (deducida antes para T. CORTE).

2. Notemos que en **paso de zona OHMICA al CORTE**, la evolución negativa de  $v_{GS}$  llega a  $v_o$  otra vez a través del **divisor capacitivo**  $C_L - C_{GD}$ , produciéndose el mismo pico  $\Delta V_o$  por debajo de  $v_{o(ON)}$  al cabo de  $t_4$
3. Por otra parte,  $C_L$  se irá cargando a través de  $R_D$  más lentamente, con  $\tau_2$ , tendiendo  $v_o$  a  $V_{DD}$  durante  $t_5$  notablemente mayor que  $t_2$  (*misma situación q. EC*)

Este análisis aproximado del inversor con JFET es un ejemplo ilustrativo de circuito con varias capacidades, que sería **complejo de resolver con exactitud**:

- Para cada transición, se han efectuado los cálculos utilizando solamente la cte. de tiempo dominante.
- Estudio sólo será válido cuando:  $R_D \gg R_G$  y  $R_D > r_{ON}$  (permite separar las ctes. tiempo de E de las de S)



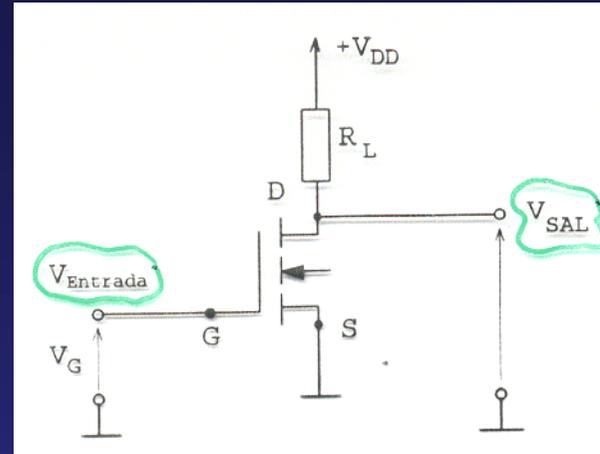
5. CONTROL DE CARGA CAPACITIVA CON TRANSISTORES MOS COMPLEMENTARIOS

INVERSOR CON MOSFET DE ACUMULACIÓN

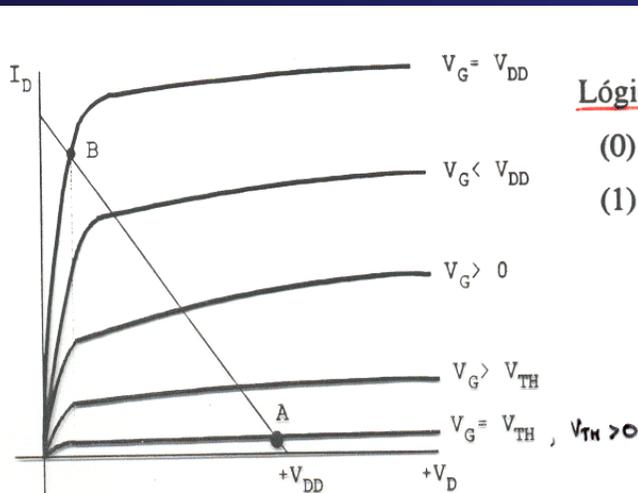
Vamos a considerar sólo MOSFETS DE ACUMULACIÓN: (sin  $V_G$  : no canal)

Caso de interés normal en CI digitales.

Tensión de alimentación: misma polaridad que la de puerta para crear canal (Ej: nMOS,  $V_{DS} > 0$  Y  $V_T > 0$ ).



Recta de carga:  $V_{DD} = I_D R_L + V_{DS}$



Transistor MOS en conmutación (Acumulación canal N)

Lógica positiva:

- (0) Estado inferior: 0 voltios
- (1) Estado superior:  $V_{DD}$  voltios

$V_{ENT}$	$V_{SAL}$
0	$+V_{DD}$
$+V_{DD}$	0



Los circuitos MOSFET requieren RESISTENCIAS DE CARGA ELEVADAS.

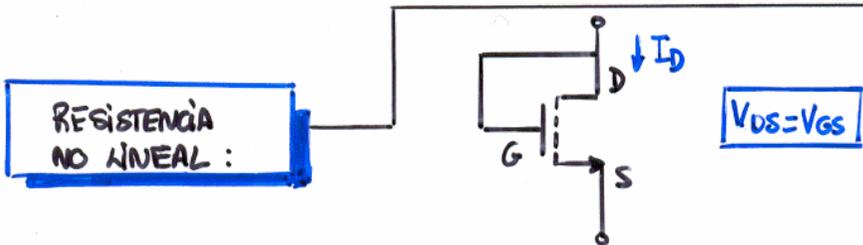
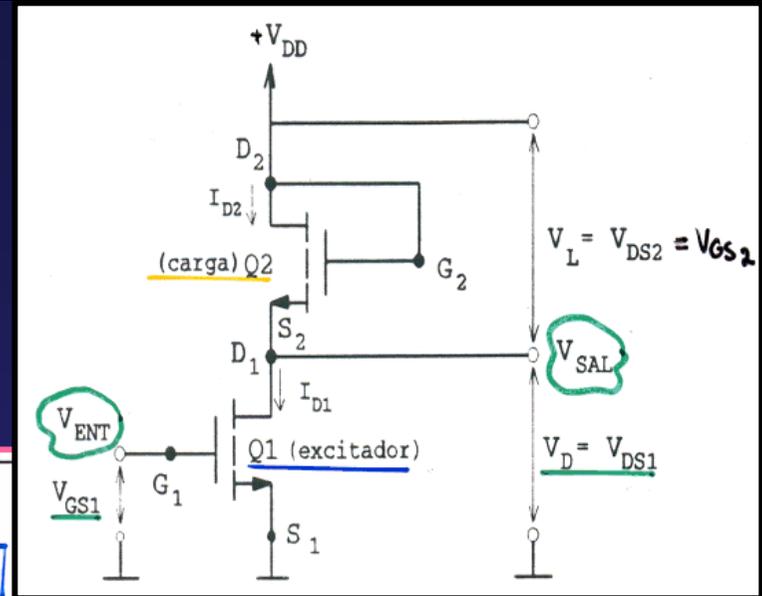
Solución que ocupa menos área para su integración:

Utilización de transistores MOS convenientemente diseñados y polarizados para realizar dichas resistencias.

**TRANSISTOR MOS COMO CARGA**

**Resistencias no lineales mediante transistores MOS enriquecidos**

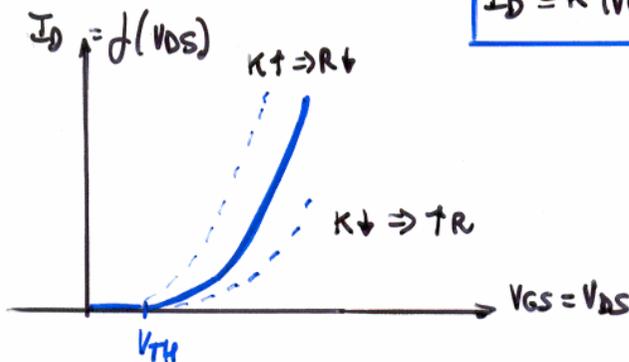
Permiten realizar resistencias difundidas de valor elevado en CI en un pequeño espacio de integración.



**RESISTENCIA NO LINEAL:**

- $V_{GS} < V_{TH} \Rightarrow$  Canal no formado,  $I_D = 0$  (CORTE)
- $V_{GS} > V_{TH} \Rightarrow$  Canal formado, y además  $V_{DS} = V_{GS} > V_{TH} \Rightarrow \Rightarrow |V_{DS}| > |V_{GS} - V_{TH}| \Rightarrow$  **SATURACIÓN**

$$I_D = k (V_{GS} - V_{TH})^2$$



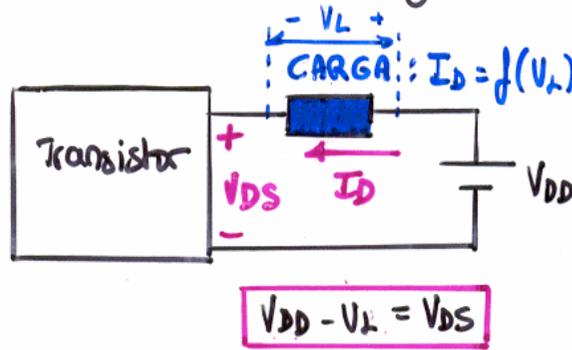
$k$ : se puede controlar su valor en la fabricación del MOS (con el ancho y el largo del canal).

DE-II

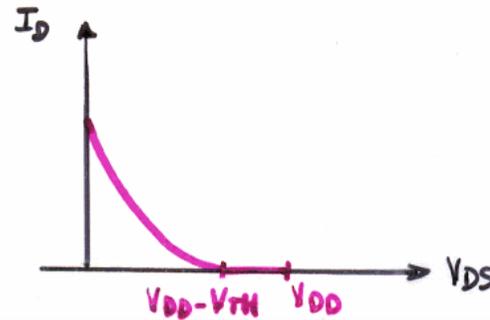
CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN BÁSICOS

Temas 1,2: Conmutación

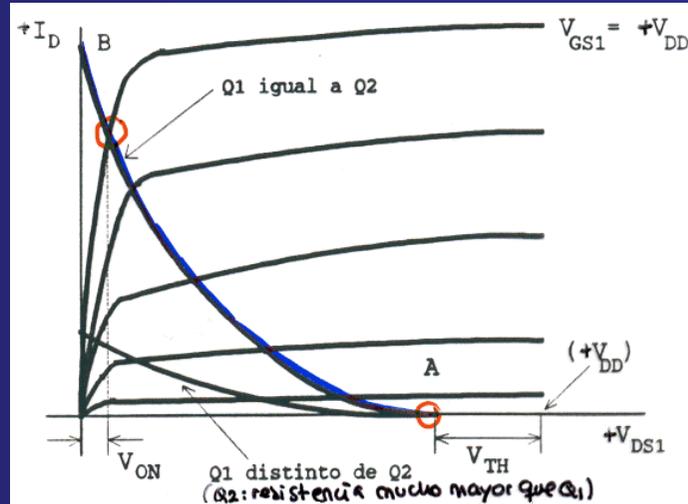
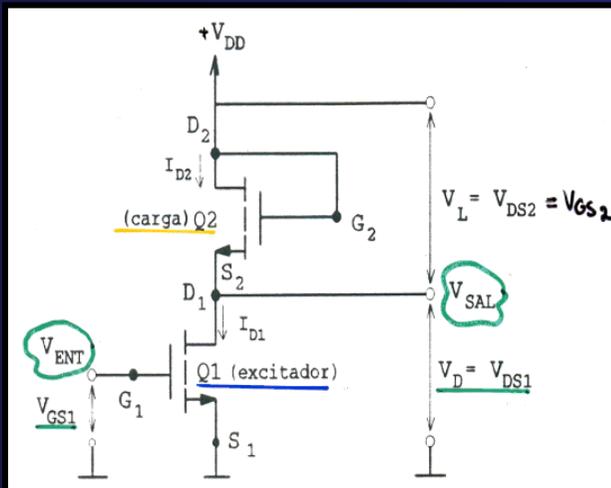
CURVA DE CARGA: Restricciones impuestas por el circuito externo en la tensión y corriente de un transistor.



Resistencia lineal :  $I_D = \frac{V_L}{R_L}$   
 $V_{DD} = I_D \cdot R_L + V_{DS} \rightarrow$   
 $\rightarrow I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_L}$   
 RECTA DE CARGA



Resistencia no lineal  
 $I_D = K (V_L - V_{TH})^2$   
 $I_D = K \cdot (V_{DD} - V_{DS} - V_{TH})^2$   
 CURVA DE CARGA



**INVERSOR MOS CON CARGA CAPACITIVA**

No vamos a determinar los picos planteados para el caso del JFET, sino que:

**Estudio analítico del Comportamiento del circuito para Cargar y Descargar la Capacidad de Carga  $C_L$ .**

Respuesta transitoria:

*Estudio aproximado, utilizando el MODELO ESTÁTICO del MOSFET sin sus CAPACIDADES INTERNAS.*

*Aproximación que permite resultados rápidos e ilustrativos*

**NOTA: MOSFET en conmutación:**

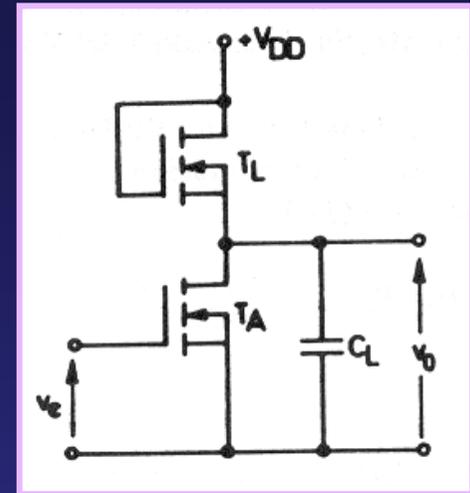
Formas de onda parecidas al JFET, pero no estrictamente exponenciales en la carga y descarga de  $C_L$  ya que este se lleva a cabo a través de una **RESISTENCIA NO LINEAL ( $T_L: I_{DL} = f(V_{DSL}^2)$ )**

$t = 0^-$

$T_A$  OFF

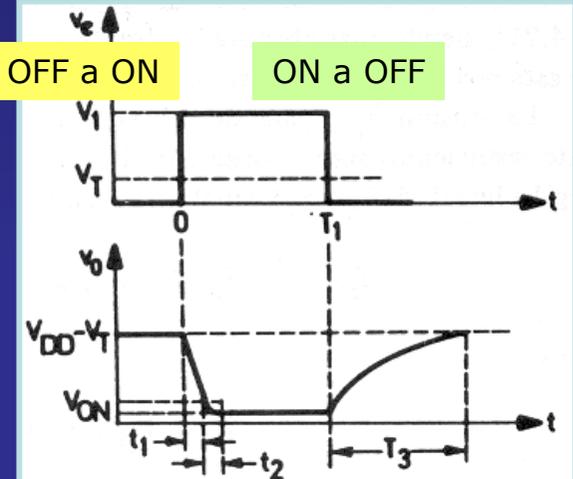
$$v_o \cong V_{DD} - V_T$$

$$v_{C_L}(0^-) \cong V_{DD} - V_T$$



OFF a ON

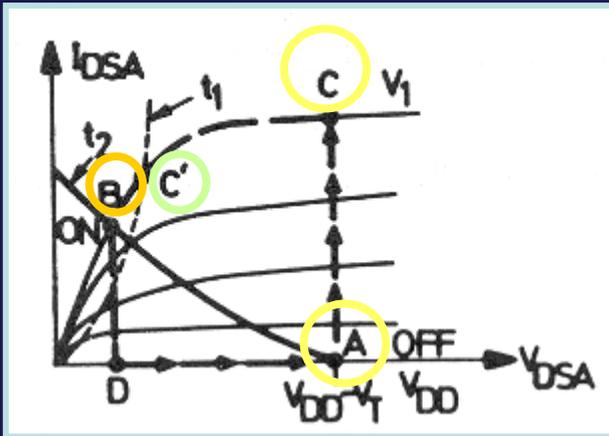
ON a OFF



$t = 0^+$

$T_A$  CONDUCE

1. Inicialmente  $v_{CL}(0^-) \cong V_{DD} - V_T \rightarrow v_{DSA}$  alta  $\rightarrow$  El punto de trabajo pasa instantáneamente de **A** a **C**

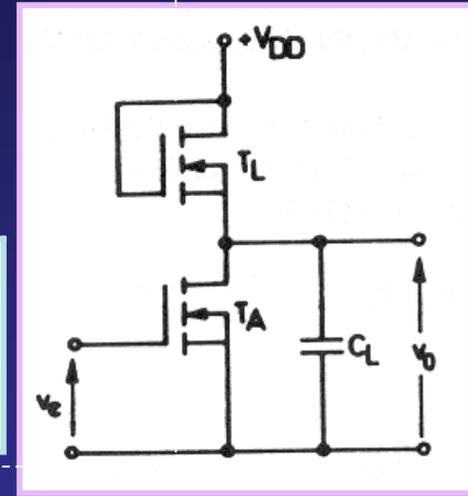
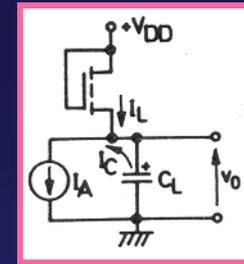


- $C_L$  se descargará fundamentalmente por medio del generador de corriente  $I_A$
- $T_A$  y  $T_L$  están en saturación.

$$I_A = I_L + I_C$$

$$k_A (V_{GSA} - V_T)^2 = k_A (V_1 - V_T)^2 = k_L (V_{DD} - v_o - V_T)^2 - C \frac{dv_o}{dt} \quad \text{E.D.}$$

$T_A$  SATURACIÓN



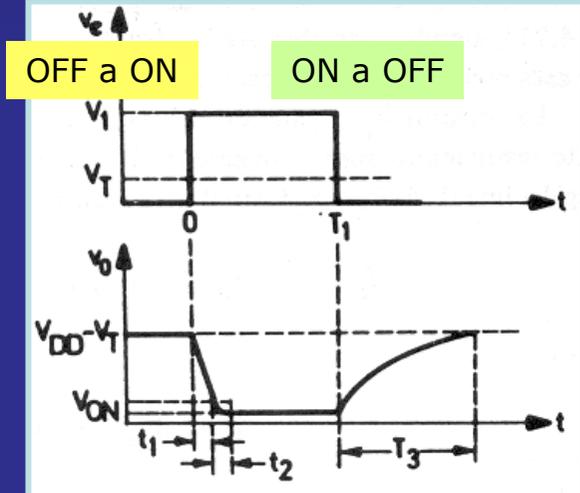
2. El punto de trabajo se va desplazando por la característica  $V_{GS} = V_1$  hasta llegar a **C'** (FRONTERA ZONA OHMICA), en  $t_1$ , tal que:

$$v_o(t_1) = V_1 - V_T$$

3. La última parte de la descarga de  $C_L \rightarrow$  en **ZONA OHMICA** a través de  $r_{ON}$  de  $T_A$ :

$$k_A [ 2(V_1 - V_T) v_o - v_o^2 ] = k_L (V_{DD} - v_o - V_T)^2 - C \frac{dv_o}{dt} \quad \text{E.D.}$$

La descarga continúa durante  $t_2$  hasta que  $V_o(t_1+t_2) = V_{ON}$  y el **punto de trabajo** llega a **B**.



DE-II

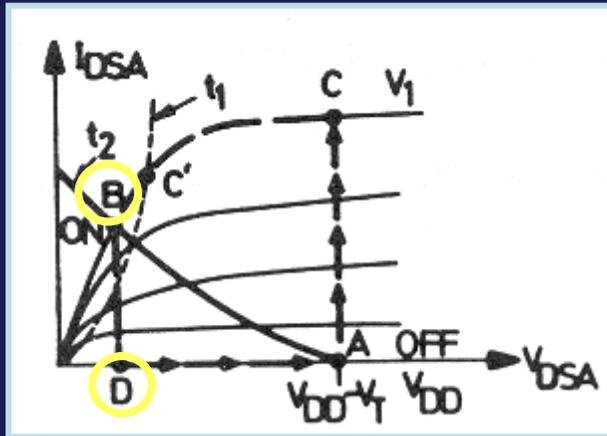
CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN BÁSICOS

Temas 1,2: Conmutación

$t = T_1^+$

T<sub>A</sub> OFF

Quando en T1 se produce el salto en  $v_e$  desde  $V_1$  a 0, T<sub>A</sub> pasa instantáneamente a CORTE (Pto. funcionamiento B → D)



CARGA DE C<sub>L</sub> A TRAVÉS DE UNA RESISTENCIA NO LINEAL !!

$I_L = I_C$

$k_L (V_{GSL} - V_T)^2 = k_L (V_{DD} - v_o - V_T)^2 = C \frac{dv_o}{dt}$

E.D.

Valor inicial:

$v_{o\text{inicial}} = V_{ON}$

Valor final:

$v_{o\text{final}} = V_{DD} - V_T$

t<sub>3</sub>

TA OFF

