

TEMA 1. INTRODUCCIÓN AL MODELADO Y ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE POTENCIA

1.1. GENERALIDADES.

1.2. REGLAS PARA EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE POTENCIA.

1.3. DESARROLLO EN SERIE.

1.3.1. Cálculo de Armónicos.

1.3.2. Potencia.

1.3.3. Cálculo de valores eficaces.

1.4. FORMULACIÓN SISTEMÁTICA UTILIZANDO VARIABLES DE ESTADO.

GENERALIDADES

- Años 50: SCR.
 - Años 70: Microprocesadores.
 - Años 90:
 - ASIC y DSP
 - Frecuencias mayores
 - IGBT
 - Menor tamaño y coste de componentes reactivos
- ⇒ **Mayores prestaciones, Menor coste, Posibilidad de emplearlos en nuevas aplicaciones.**

Aplicaciones Industriales:

- Control de Motores DC, AC (70% de la energía eléctrica consumida).
- Fuentes de Alimentación.
- Energías Renovables.

El objetivo de la **ELECTRONICA DE POTENCIA** es:

“Modificar, utilizando dispositivos de estado sólido, la forma de presentación de la energía eléctrica”

- Uso de Fuentes de Alimentación, Componentes Reactivos e Interruptores. (no Resistencias)
- Definición de Interruptor Ideal:



$$R_{off}=\infty, V_{BD}=\infty, T_{on}=0$$

a) Interruptor Abierto

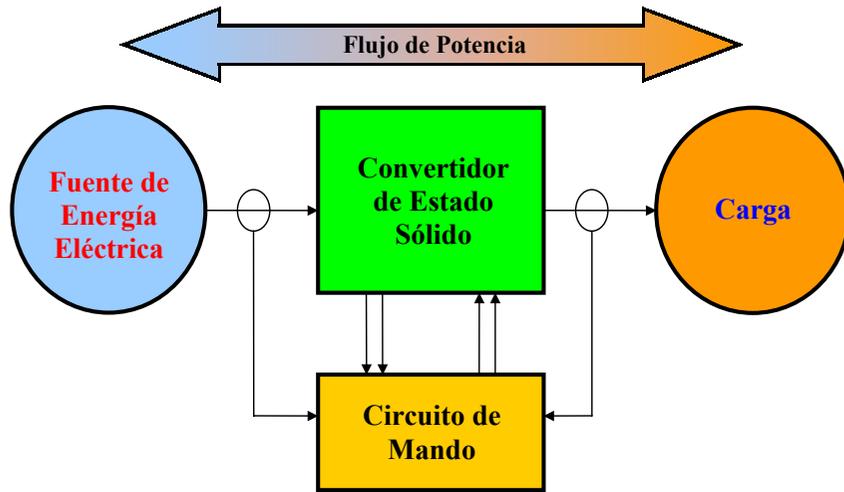


$$R_{on}=0, I_{on}=\infty, T_{off}=0$$

b) Interruptor Cerrado

Otras características a tener en cuenta son: coste del dispositivo y de los elementos auxiliares, potencia necesaria para controlar el dispositivo.

GENERALIDADES



Fuente de Energía

- **Alterna (Mono ó Trifásica):**
 - Red Eléctrica
 - Generador aislado:
 - Diesel
 - Eólico
- **Continua:**
 - Baterías
 - Celdas de Combustible
 - Paneles Solares

Circuito de mando

- Microprocesadores/DSP
- Circuitos microelectrónicos:
 - ASIC
 - FPGA

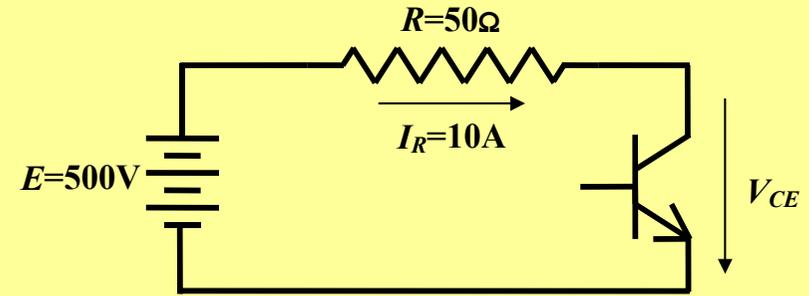
Carga

- **Alterna (Mono ó Trifásica):**
 - Motor
 - Estufa
 - Horno
 - Iluminación
 - ...
- **Continua:**
 - Motores

Convertidor de potencia

- Interruptores
- Componentes reactivos:
 - Transformadores
 - Bobinas
 - Condensadores

REGLAS PARA EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE POTENCIA



Ejemplo simple con un solo interruptor.

Real:	I_C	V_{CE}	V_{Res}
Cortado	1mA	499.95V	50mV
Saturado	9.96 Amp	2V	498V

Valores reales

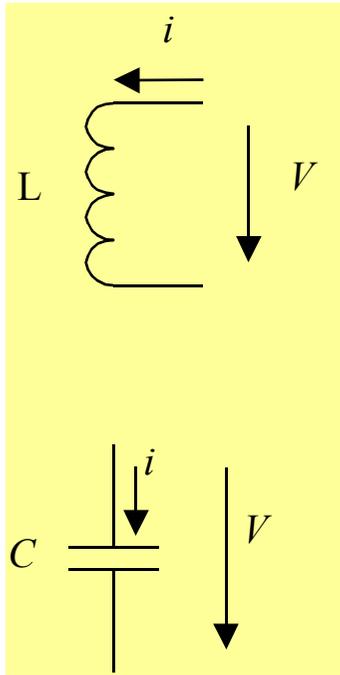
Ideal:	I_C	V_{CE}	V_{Res}
Cortado	0 Amp	500V	0mV
Saturado	10 Amp	0V	500V

Valores ideales

Error (%):	I_C	V_{CE}	V_{Res}
Cortado	0.01	0.01	0.01
Saturado	0.4	0.4	0.4

% de error sobre el valor máximo.

REGLAS PARA EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE POTENCIA. Elementos Básicos



$$v = L \frac{di}{dt}$$

$$i(t) = i(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v(t) dt$$

$$\xi = \int iv dt = L \int idi = \frac{1}{2} Li^2$$

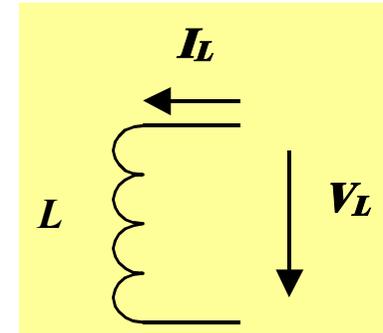
$$i = C \frac{dv}{dt}$$

$$v(t) = v(t_0) + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(t) dt$$

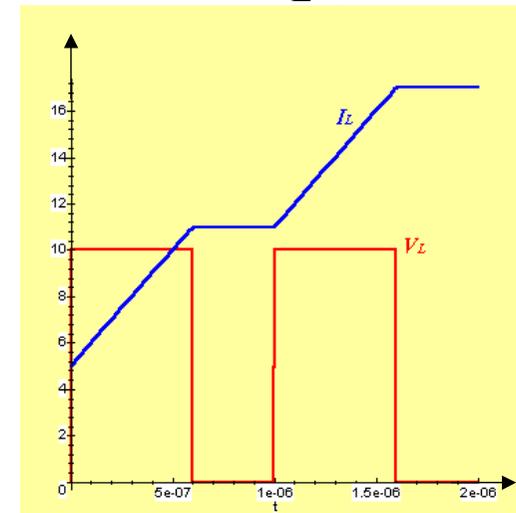
$$\xi = \int iv dt = C \int v dv = \frac{1}{2} Cv^2$$

Ecuaciones fundamentales de Bobinas y Condensadores

REGLAS PARA EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE POTENCIA. Elementos Básicos

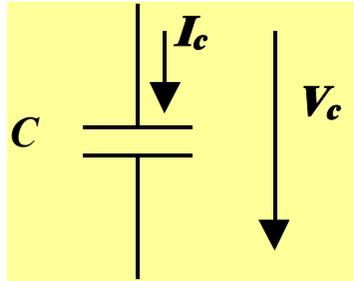


$$i(t) = i(t_0) + \frac{1}{L} \int_{t_0}^t v(t) dt$$

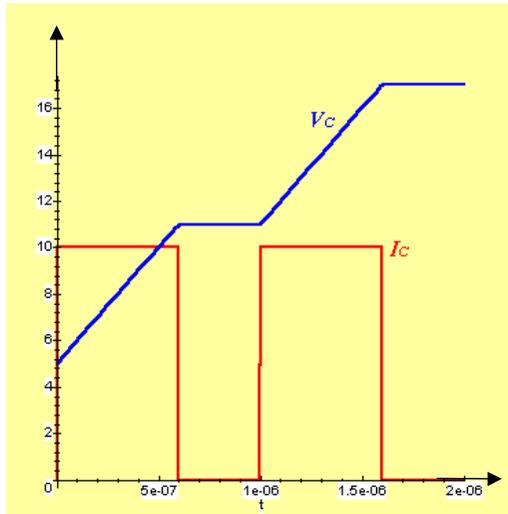


Funcionamiento de una Bobina al aplicar una tensión constante

REGLAS PARA EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE POTENCIA. Elementos Básicos

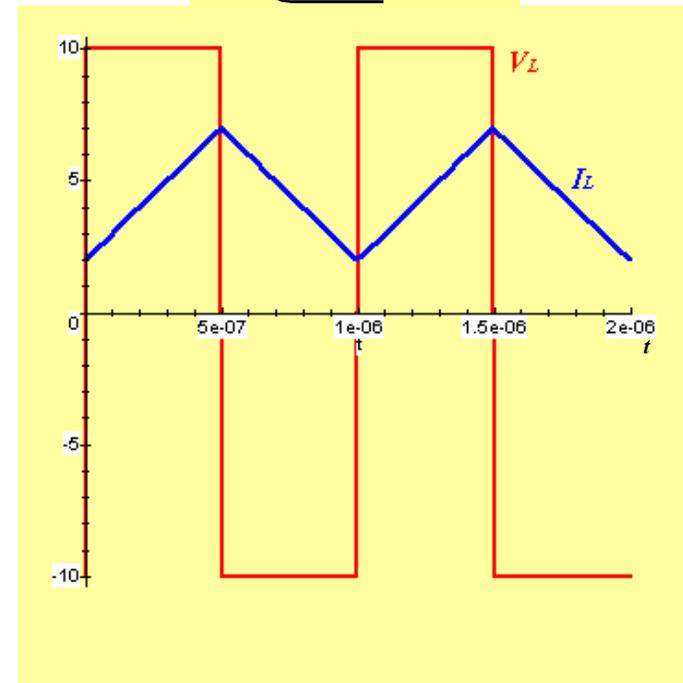
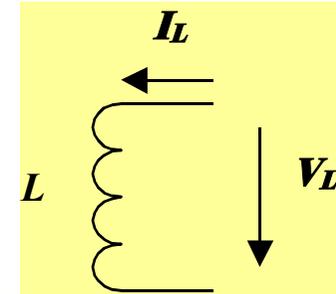


$$v(t) = v(t_0) + \frac{1}{C} \int_{t_0}^t i(t) dt$$



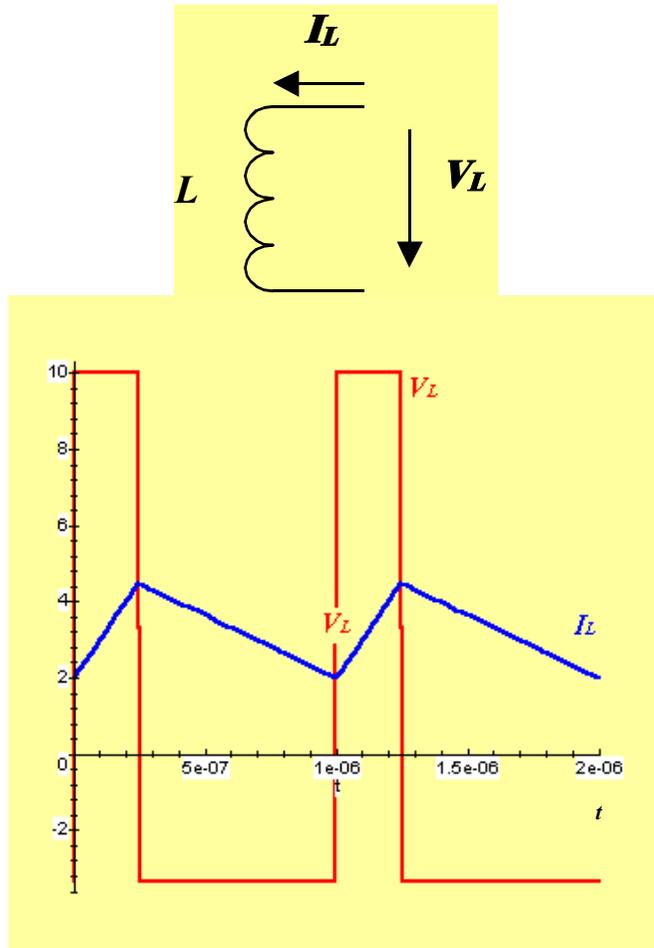
Funcionamiento de un Condensador al aplicar una corriente constante

REGLAS PARA EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE POTENCIA. Elementos Básicos



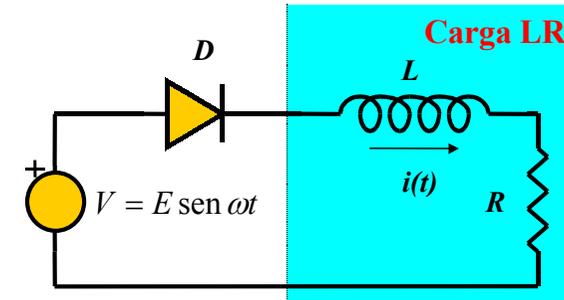
Funcionamiento de una Bobina al aplicar una tensión alternada positiva y negativa

REGLAS PARA EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE POTENCIA. Elementos Básicos

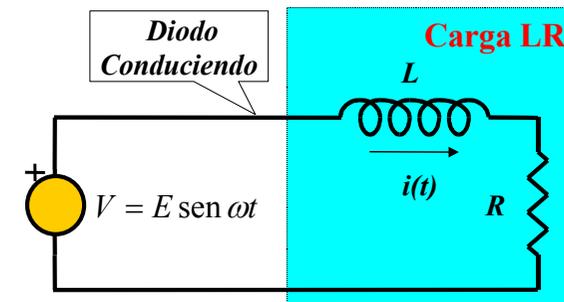


Funcionamiento de una Bobina al aplicar una tensión alternada positiva y negativa

REGLAS PARA EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE POTENCIA. Ejemplo



Suponiendo como condición inicial $i(0)=0$, cuando V se hace positivo en $t=0$, el diodo se polariza directamente y empieza a conducir. El circuito equivalente si se supone el diodo ideal será:



Circuito equivalente en el primer intervalo

Ecuación de mallas: $V = E \cdot \text{sen } \omega \cdot t = R \cdot i + L \frac{di}{dt}$

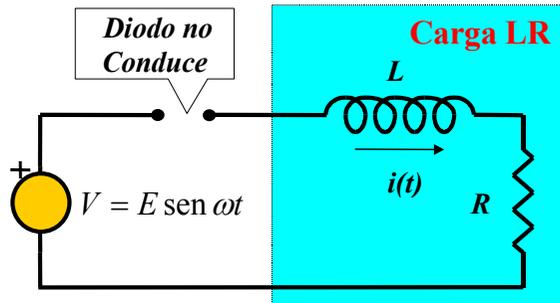
que, para $i(0) = 0$ tiene una solución del tipo:

$$i(t) = \frac{E}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}} \left(\text{sen } \varphi \cdot e^{-\frac{Rt}{L}} + \text{sen}(\omega \cdot t - \varphi) \right)$$

Este circuito es válido para el análisis en tanto $i(t) \geq 0$. Sea t_1 el instante en el que la intensidad se anula. El valor de t_1 se obtiene de resolver la ecuación $i(t_1)=0$

REGLAS PARA EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE POTENCIA. Ejemplo

Si $t > t_1$ en el circuito anterior resulta $i(t_1) < 0$ y el diodo debería conducir una corriente negativa. A partir de ese instante, el circuito anterior no es válido ya que el diodo se corta. El nuevo circuito equivalente es:



Circuito equivalente en el segundo intervalo

Este circuito es válido hasta que la tensión de la fuente se hace positiva en $t=2\pi/\omega$. A partir de este instante, vuelve a ser válido el circuito del intervalo 1.

⇒ El funcionamiento en régimen permanente es una sucesión de intervalos en régimen transitorio.

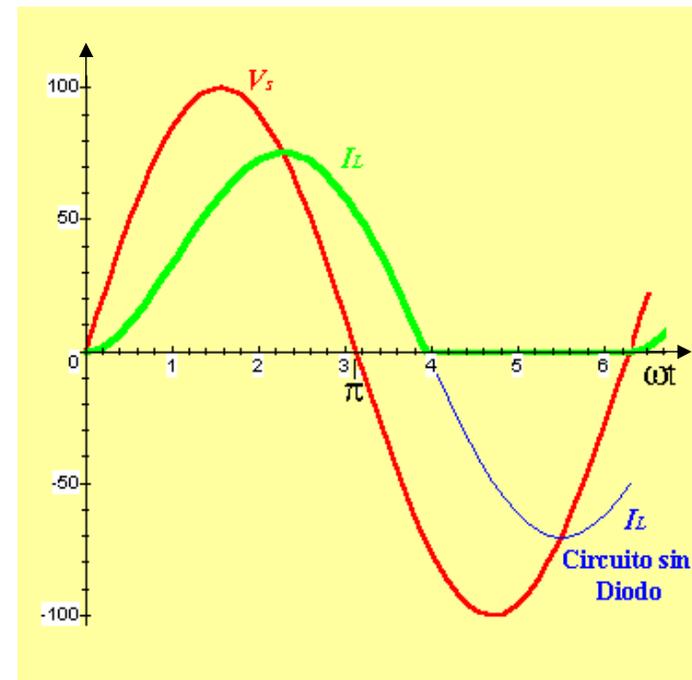
REGLAS PARA EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE POTENCIA. Ejemplo

$$V = E \cdot \text{sen } \omega \cdot t = R \cdot i + L \frac{di}{dt}$$

cuya solución para $i(0) = 0$ es:

$$i(t) = \frac{E}{\sqrt{R^2 + L^2 \omega^2}} \left(\text{sen } \varphi \cdot e^{-\frac{Rt}{L}} + \text{sen}(\omega \cdot t - \varphi) \right)$$

Gráficamente:



REGLAS PARA EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE POTENCIA. Resumen

Los circuitos de potencia son circuitos *no lineales* dado que tienen componentes no lineales. No obstante, considerando sus componentes como elementos de conmutación ideales, el análisis en régimen permanente de los circuitos de potencia puede realizarse mediante la resolución de **una sucesión de circuitos lineales en régimen transitorio**, cada uno de los cuales tiene validez durante periodos de tiempo denominados intervalos. Los límites de estos intervalos vienen fijados por los denominados parámetros de control.

Estos **parámetros de control** tienen, principalmente, dos causas:

1. **Excitaciones externas**, tales como fuentes que varían su valor, disparo de tiristores o variaciones en la polarización de base de los transistores y
2. **Condiciones umbrales de los dispositivos** de potencia, las cuales, si se alcanzan, provocan un cambio de estado del dispositivo. Consideremos, por ejemplo, una tensión ánodo-cátodo negativa en un diodo en conducción o una tensión superior a la de ruptura en dispositivos de avalancha.

En todo circuito se puede escoger un conjunto de variables (normalmente tensión en condensadores y corriente o flujo en bobinas) representativas de una energía almacenada, cuyo valor no puede alterarse bruscamente. Estas variables, cuyo conjunto recibe el nombre de **condiciones de contorno**, nos permiten relacionar cada intervalo con el siguiente. El valor de estas condiciones de contorno al finalizar un intervalo constituyen, precisamente, las **condiciones iniciales** para el cálculo del intervalo siguiente.

Estas condiciones de contorno se complementan con **la condición de periodicidad** característica del funcionamiento en régimen permanente. Los valores finales en el último intervalo de las variables de contorno deben corresponderse con sus valores iniciales del primer intervalo.

REGLAS PARA EL ANÁLISIS DE CIRCUITOS DE POTENCIA. Resumen

En el circuito no lineal del ejemplo, puede representarse por el circuito lineal de la figura (intervalo 1) durante el intervalo $(0, t_1)$ y por el circuito lineal de la figura (intervalo 2) durante el intervalo $(t_1, 2\pi/\omega)$.

El **paso de un intervalo a otro** es debido a la conmutación del diodo al pasar por cero su corriente.

La **condición de contorno** que liga ambos intervalos es el valor de la corriente en la bobina.

Nótese que si, en el ejemplo anterior, $t_1 > 2\pi/\omega$, el diodo nunca se cortaría y el circuito de la figura (intervalo 1) sería una adecuada representación del circuito original en todos los instantes de su funcionamiento en régimen permanente.

Por ello, **no podemos saber a priori cuantos intervalos habrá y cual será su duración**, ya que dependerá de los parámetros del circuito e incluso, en algunos casos, de sus condiciones iniciales de funcionamiento.

DESARROLLO EN SERIE. Cálculo de Armónicos

Es usual que en la resolución de un circuito de potencia se obtengan **expresiones muy complejas** para las variables de interés, con términos exponenciales y términos senoidales de distinta fase y frecuencia.

En la mayor parte de los casos nuestro interés se centrará exclusivamente en una **determinada componente de frecuencia** de la señal (típicamente su valor medio y su primer armónico) o en su valor eficaz (a efectos térmicos). En muchos casos, incluso, el resto de las componentes serán indeseables, debiéndose estimar su magnitud a efectos de diseño de filtros que eliminen su presencia.

En general, dada una señal periódica, de periodo T, se **definen** los siguientes parámetros que caracterizan la señal:

- **Valor de pico** $I_p = \max|i(t)|, \quad 0 \leq t \leq T$

Pueden distinguirse dos valores de pico (positivo y negativo) para considerar los casos de polarización directa e inversa.

- **Valor Medio** $I_m = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) \cdot dt$, También se le representa como I_{AV}

Para el cálculo de la corriente media empleada para dimensionar un dispositivo, se calcula el valor medio del valor absoluto de la señal.

- **Valor eficaz** $I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}$, También se le representa como I_{RMS}

- **Factor de forma** $f = \frac{I}{I_m} = \frac{I_{RMS}}{I_{AV}}$

- **Factor de pico** $f = \frac{I_p}{I} = \frac{I_{\max}}{I_{RMS}}$

DESARROLLO EN SERIE. Cálculo de Armónicos

Dado que es conveniente en muchos casos conocer las componentes armónicas de una forma de onda, vamos a recordar en que consiste el **desarrollo en serie de Fourier**. Toda función periódica que cumple ciertas propiedades puede ser descompuesta en una **suma de senos y cosenos** denominada desarrollo en serie de Fourier de la función:

$$i(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{k=1} (A_k \cdot \cos(k\omega_0 t) + B_k \cdot \sin(k\omega_0 t))$$

donde:

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T}$$

$$A_k = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i(t) \cdot \cos(k\omega_0 t) \cdot dt, \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

$$B_k = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i(t) \cdot \sin(k\omega_0 t) \cdot dt, \quad k = 1, 2, 3, \dots$$

El término $\frac{A_0}{2}$ es el **valor medio** de la función. Al término $A_k \cdot \cos(k\omega_0 t) + B_k \cdot \sin(k\omega_0 t)$ se le denomina **armónico de orden k**. Al armónico de orden 1 se le denomina también **componente fundamental**.

El **módulo del armónico de orden k** viene dado por: $I_{kp} = \sqrt{A_k^2 + B_k^2}$

y su **valor eficaz**: $I_k = \frac{I_{kp}}{\sqrt{2}}$

Empleando esta nomenclatura, el desarrollo en serie de Fourier se puede reescribir como:

$$i(t) = I_m + \sum_{k=1} \sqrt{2} \cdot I_k \cdot \sin(k\omega_0 t - \Phi_k)$$

DESARROLLO EN SERIE. Cálculo de Armónicos

En determinados casos el desarrollo en serie de la función se puede **simplificar**:

- para el caso en que la función sea **par**, $f(t) = f(-t)$ los términos en seno desaparecen, por tanto $B_k = 0$.
- para el caso en que la función sea **impar**, $f(t) = -f(-t)$ los términos en coseno desaparecen, por tanto $A_k = 0$.
- para el caso de función **alternada**, $f(t) = -f(t + T/2)$ los armónicos de orden par desaparecen, por tanto, $A_{2k} = B_{2k} = 0$.

El **valor eficaz** de la señal vendrá dado por:

$$I = \sqrt{I_m^2 + \frac{(A_1^2 + B_1^2)}{2} + \frac{(A_2^2 + B_2^2)}{2} + \dots} = \sqrt{I_m^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots} \quad (\text{A})$$

Se define la **distorsión del armónico k** como la relación $D_k = \frac{I_k}{I_1}$ donde I_k es el valor eficaz del k -ésimo armónico.

Se define la **distorsión total** como: $D_t = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots}}{I_1} = \sqrt{D_2^2 + D_3^2 + \dots}$

Al parámetro D_t se le llama también **THD** (Distorsión Armónica Total).

De la definición anterior y de (A), se deduce: $I = \sqrt{I_m^2 + I_1^2 \cdot (1 + D_t^2)}$

De la misma forma, pueden definirse magnitudes análogas para las **tensiones**, con la salvedad de que en el caso de la red eléctrica los armónicos en tensión no suelen ser significativos.

DESARROLLO EN SERIE. Potencia

La **potencia media** se define como:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt$$

Si se sustituye $i(t)$ por su desarrollo en serie de Fourier y la tensión por $\sqrt{2} \cdot V \cdot \text{sen}(\omega_0 t)$, (tensión rígida) y teniendo en cuenta que las integrales en un período de un seno, o de los productos cruzados de senos y cosenos o productos de razones trigonométricas de diferente frecuencia son nulas, quedará:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2} \cdot V \cdot \text{sen}(\omega_0 t) \cdot \sqrt{2} \cdot I_1 \cdot \text{sen}(\omega_0 t - \Phi_1) dt = V \cdot I_1 \cdot \cos \Phi_1$$

donde Φ_1 es el ángulo de desfase entre $v(t)$ y el primer armónico de $i(t)$.

⇒ **los armónicos no contribuyen a la potencia media (real o activa).**

La **potencia aparente**, se define como el producto de los valores eficaces de la tensión y la corriente (cuyo valor como se ha visto depende de los armónicos presentes).

$$S = V \cdot I$$

El **factor de potencia (PF)** se define como:

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V \cdot I_1 \cdot \cos \Phi_1}{V \cdot I} = \frac{I_1}{I} \cdot \cos \Phi_1 = \frac{I_1}{I} \cdot DPF$$

donde **DPF** es el **factor de potencia debido al desfase**, la ecuación anterior puede reescribirse (para ondas cuyo valor medio sea cero, como es habitual en sistemas de alimentación alterna):

$$\boxed{PF = \frac{1}{\sqrt{1 + D_t^2}} \cdot DPF} \Rightarrow \text{la existencia de armónicos hace que disminuya el factor de potencia}$$

DESARROLLO EN SERIE. Cálculo de valores eficaces

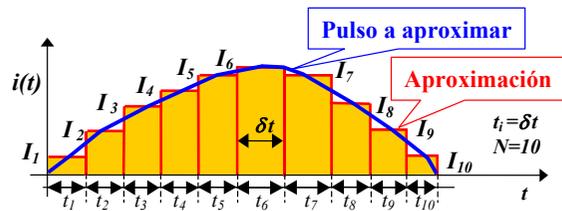
La expresión que permite calcular el valor eficaz de una señal puede obligar a realizar complejos cálculos, por lo que en algunos casos conviene simplificarla, de forma que en un período, la señal se descompone en N intervalos de tiempo consecutivos, con tal de que no coincidan en un instante dos o más con valor no nulo.

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt}$$

En general, si se conocen los valores eficaces de cada intervalo, puede aplicarse la fórmula:

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_N^2}$$

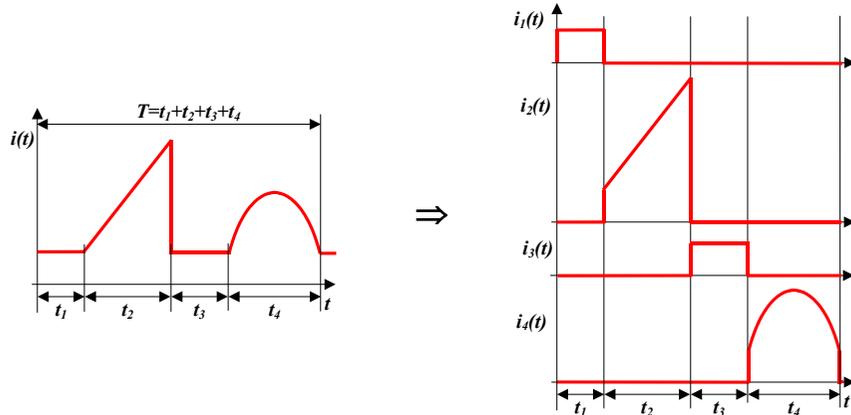
Se puede hacer por ejemplo:



Si se aproxima por N intervalos cuadrados de igual duración, el valor eficaz es:

$$I = \sqrt{\frac{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_N^2}{N}}$$

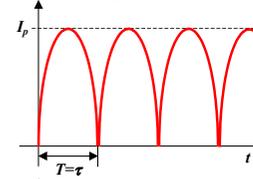
En general se podría hacer una aproximación como la siguiente:



En este caso son de utilidad las fórmulas siguientes:

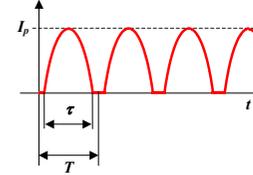
DESARROLLO EN SERIE. Cálculo de valores eficaces

Algunas formas de onda usuales y sus valores eficaces son:



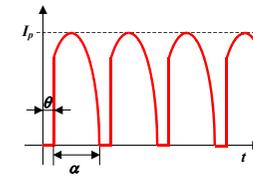
Onda completa senoidal:

$$I = \frac{I_p}{\sqrt{2}}$$



Onda senoidal recortada por nivel:

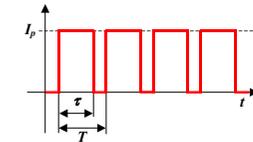
$$I = I_p \sqrt{\frac{D}{2}}, \text{ con } D = \frac{\tau}{T}$$



Onda senoidal recortada por ángulo de fase:

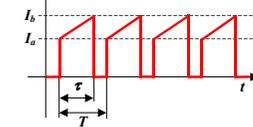
$$I = I_p \sqrt{\frac{D}{2} + \frac{\text{sen}(\alpha(1-D))\text{cos}(\pi(1-D))}{2\pi}}$$

$$D = 1 - \frac{\theta}{\alpha}; (\alpha, \theta \text{ en radianes})$$



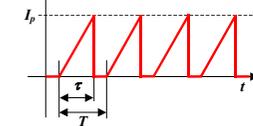
Onda rectangular:

$$I = I_p \sqrt{D} \text{ con } D = \frac{\tau}{T}$$



Onda trapezoidal:

$$I = \sqrt{D(I_b^2 + I_a I_b + I_a^2)^3} \text{ con } D = \frac{\tau}{T}$$



Onda triangular:

$$I = I_p \sqrt{\frac{D}{3}} \text{ con } D = \frac{\tau}{T}$$

FORMULACIÓN SISTEMÁTICA UTILIZANDO VARIABLES DE ESTADO

El comportamiento de cualquier sistema dinámico puede representarse por un conjunto de ecuaciones diferenciales de la forma:

$$\begin{aligned}\frac{dx_1}{dt} &= f_1(x_1(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t)) \\ \frac{dx_2}{dt} &= f_2(x_1(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t)) \\ &\vdots \\ \frac{dx_n}{dt} &= f_n(x_1(t), \dots, x_n(t), u_1(t), \dots, u_m(t))\end{aligned}$$

donde x_i son las **variables de estado** del sistema y u_i las **entradas**.

Cuando las funciones f_i no dependen del tiempo, el sistema se denomina **invariante en el tiempo**. Si f_i son **lineales**, entonces el sistema se dice lineal. Un sistema **lineal e invariante en el tiempo**, se denomina **LTI**. Para estos últimos:

$\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u$; $y = C \cdot x + D \cdot u$; donde A , B , C y D son **matrices constantes** e y es el **vector de salidas** del sistema.

Los circuitos de potencia no son circuitos LTI, pero ya hemos visto que, asumiendo sus componentes como dispositivos de conmutación ideales, **su análisis se reduce a una secuencia de circuitos LTI**.

Para cada intervalo resulta un sistema de ecuaciones $\dot{x} = A \cdot x + B \cdot u$; $y = C \cdot x + D \cdot u$; con un vector de entradas $u(t)$ conocido y un valor inicial de las variables de estado $x(0)$ (estas últimas pueden no ser conocidas). La solución del sistema es de la forma:

$$x(t) = e^{At} \cdot x(0) + \int_0^t e^{A(t-\tau)} \cdot B \cdot u(\tau) \cdot d\tau \quad \text{siendo } e^{At} \text{ una integral matricial.}$$

Al no conocer los valores iniciales de los intervalos, normalmente será necesario **iterar**.

TEMA 2. DIODO DE POTENCIA.

2.1. INTRODUCCIÓN.

2.1.1. Física de semiconductores.

2.1.2. Unión p-n.

2.2. ESTRUCTURA BÁSICA. CARACTERÍSTICA ESTÁTICA.

2.3. POLARIZACIÓN INVERSA.

2.3.1. Técnicas para elevar la tensión V_{RRM}

2.3.1.1. Biselado

2.3.1.2. Anillos de guarda

2.3.2. Características de Catalogo

2.4. POLARIZACIÓN DIRECTA.

2.5. CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS.

2.6. PÉRDIDAS EN LOS DISPOSITIVOS.

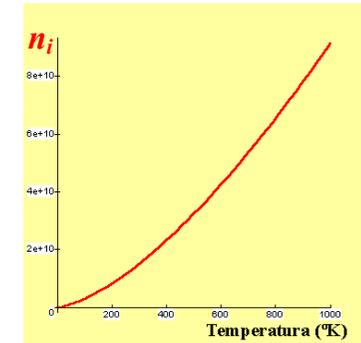
2.7. DIODO SCHOTTKY DE POTENCIA.

INTRODUCCIÓN. Física de Semiconductores

Concentración Intrínseca:

$$n_i^2 = A_0 \cdot T^3 \cdot e^{-\frac{qE_{G0}}{kT}}$$

Para $T=300^\circ\text{K}$, $n_i=1.5 \cdot 10^{10}$ elect./ cm^3



Concentración de Portadores Minoritarios:

$$p_0 n_0 = n_i^2 ; p_0 + N_d = n_0 + N_a$$

En un cristal tipo p:

$$n_0 \approx \frac{n_i^2}{N_a} \text{ y } p_0 \approx N_a$$

	Minoritarios	Mayoritarios
Material n	$p_0 \approx \frac{n_i^2}{N_d}$	$n_0 \approx N_d$
Material p	$n_0 \approx \frac{n_i^2}{N_a}$	$p_0 \approx N_a$

Recombinación de Portadores Minoritarios:

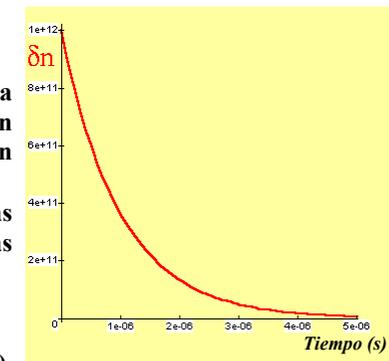
$$\frac{d(\delta n)}{dt} = -\frac{\delta n}{\tau}$$

El valor de τ es muy importante para conocer la velocidad de conmutación de un dispositivo **bipolar** y sus pérdidas en conducción.

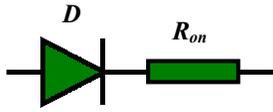
τ sube con la Temperatura y con las concentraciones de portadores muy altas ($\delta n > n_b \approx 10^{17}$, Recombinación de Auger).

Control de centros de recombinación:

- Impurezas de oro
- Radiación con electrones (varios MeV)



INTRODUCCIÓN. Unión p-n



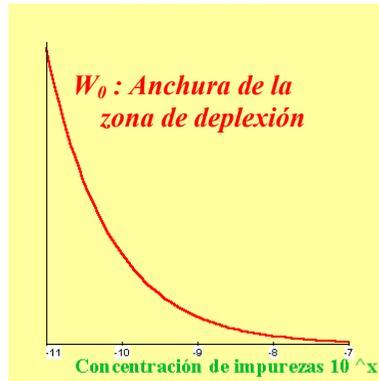
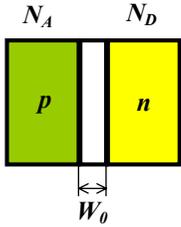
La anchura de la capa de deplexión es:

$$W_0 = \sqrt{\frac{2\epsilon\Phi_c(N_A + N_D)}{qN_A N_D}}$$

Donde Φ_c es el potencial de contacto de la unión p-n:

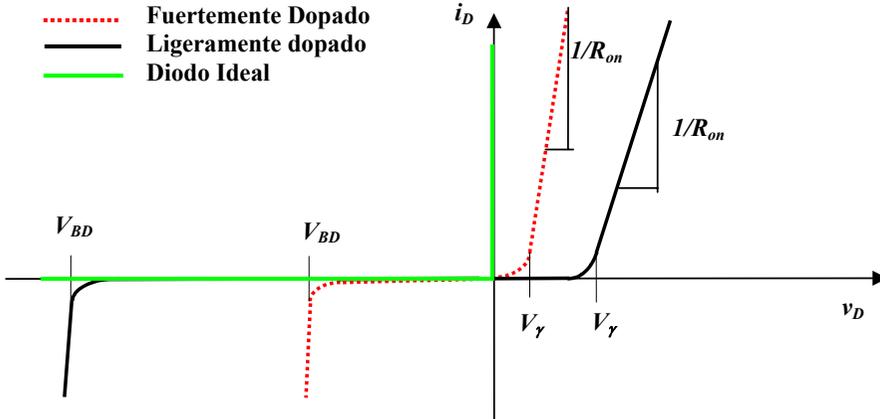
$$\Phi_c = \frac{kT}{q} \ln\left(\frac{N_A N_D}{n_i^2}\right)$$

Gráficamente:



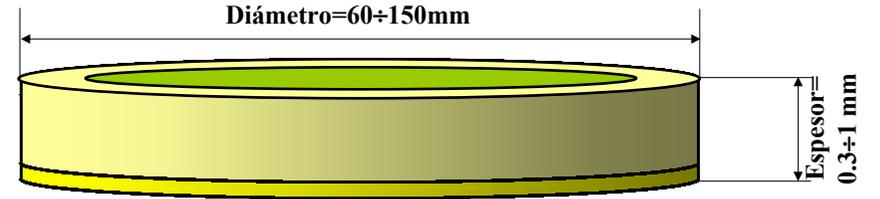
El campo eléctrico máximo que soporta el Silicio es teóricamente 300.000 V/cm, pero debido a impurezas e imperfecciones de la estructura cristalina, en la práctica es de 200.000 V/cm.

- Fuertemente Dopado
- Ligeramente dopado
- Diodo Ideal

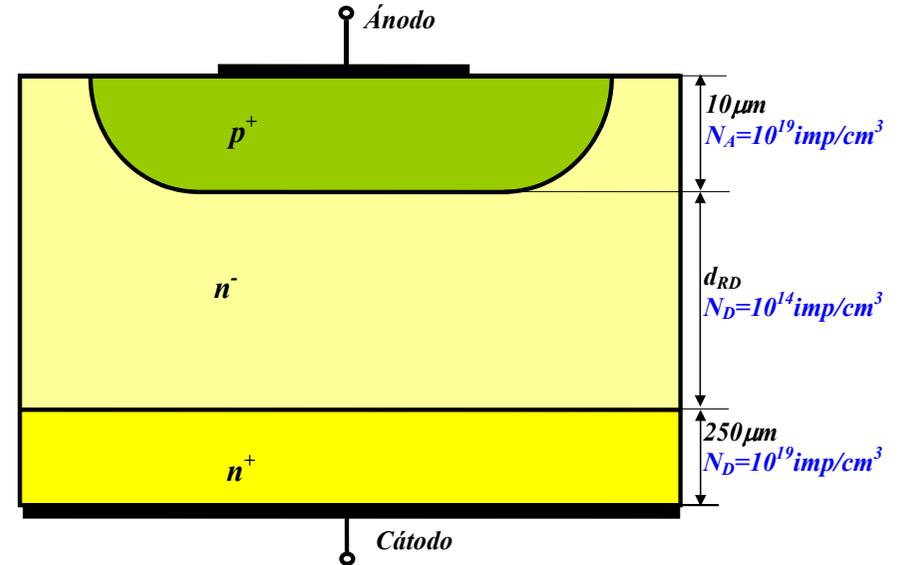


Efecto de la concentración de impurezas en la tensión inversa y en la caída en conducción

ESTRUCTURA BÁSICA. CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DEL DIODO DE TRES CAPAS



Tamaños aproximados de un diodo típico de alta tensión y alta corriente



d_{RD} : Es función de la tensión inversa a soportar

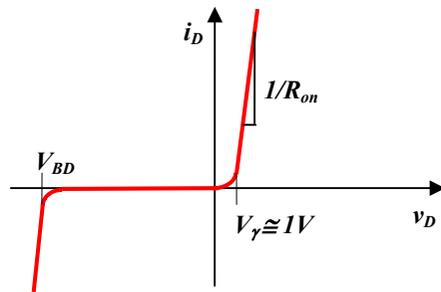
A : Área de la sección perpendicular al plano del dibujo, es función de la corriente máxima

Sección de un diodo de potencia típico mostrando su estructura de tres capas.

ESTRUCTURA BÁSICA. CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DEL DIODO DE TRES CAPAS

La estructura de tres capas permite:

- En polarización inversa:** la unión formada por las capas p^+n^- al estar poco dopada soporta una tensión muy elevada.
- En polarización directa:** la circulación de electrones desde la capa n^- inunda de electrones la capa n^- con lo que desde el punto de vista de la caída en conducción es equivalente a un diodo muy dopado.



Curva característica estática del diodo de potencia.

Tipo de Diodo	Máxima tensión de ruptura	Máxima corriente	Caída en conducción	Velocidad de conmutación	Aplicaciones
Rectificadores de alta tensión	30kV	~500mA	~10V	~100nS	Circuitos de alta tensión
Propósito general	~5kV	~10kA	0.7 - 2.5 V	~25μS	Rectificadores 50 Hz
Rápidos (fast recovery)	~3kV	~2kA	0.7 - 1.5 V	<5μS	Circuitos conmutados
Diodos Schottky	~100V	~300A	0.2 - 0.9 V	~30nS	Rectificadores de BT y AF
Diodos Zener de potencia	~300 V (funciona en ruptura)	~75 W	-	-	Referencias y fijación de tensiones

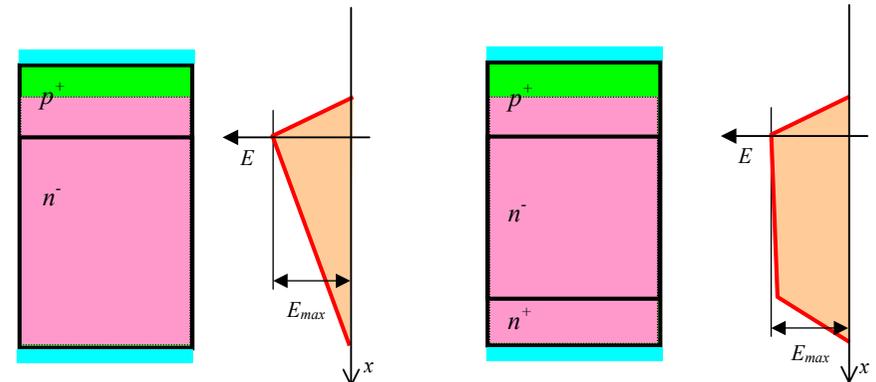
Principales características de los diodos de potencia

POLARIZACIÓN INVERSA.

Area = Potencial Externo Aplicado $= -\int E dx$

Area = Extensión de la zona de deplexión

Area = Conexión metálica (ánodo y cátodo)



a) Diodo sin perforar

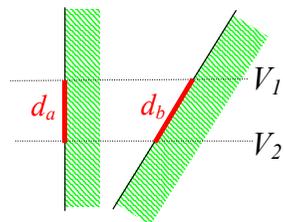
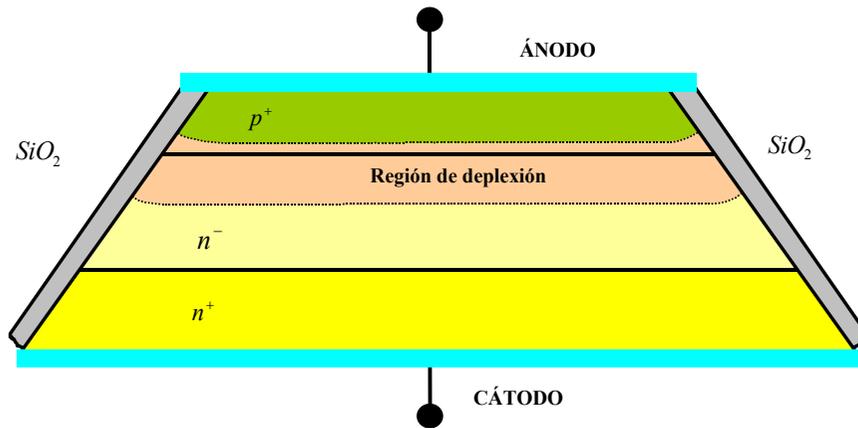
b) Diodo perforado

Límites de la zona de deplexión y distribución del campo eléctrico en diodos.

El valor E_{max} es la máxima intensidad de campo eléctrico que puede soportar el silicio y que ya se vio era unos 200.000 V/cm.

Si suponemos espesores de las capas de los dos diodos iguales, en el caso b (perforado), el área bajo la curva de la distribución del campo eléctrico es casi el doble que en el caso a. Por tanto, **la tensión inversa que se puede aplicar es prácticamente el doble**. Esto es una ventaja muy importante, no solo en diodos, sino en casi todos los dispositivos de potencia que estudiaremos en este curso.

POLARIZACIÓN INVERSA. Técnicas para Mejorar V_{BD} .
Biselado



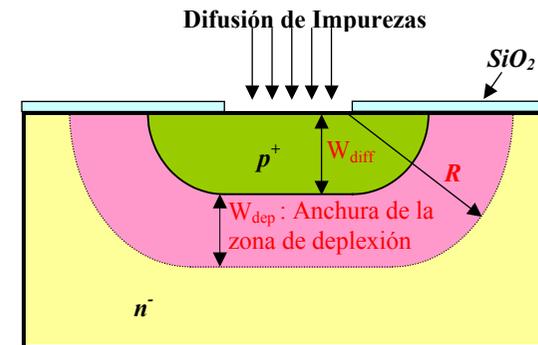
$$\frac{(V_1 - V_2)}{d_a} > \frac{(V_1 - V_2)}{d_b}$$

biselado de los bordes de un diodo de tres capas.

Ventajas del biselado:

- Eliminación por ataque químico de zonas con posibles defectos en la estructura cristalina (zona del corte mecánico).
- Disminución de la intensidad del campo eléctrico en las zonas más frágiles (superficie), al hacer $d_2 > d_1$.

POLARIZACIÓN INVERSA. Técnicas para Mejorar V_{BD} .
Anillos de Guarda

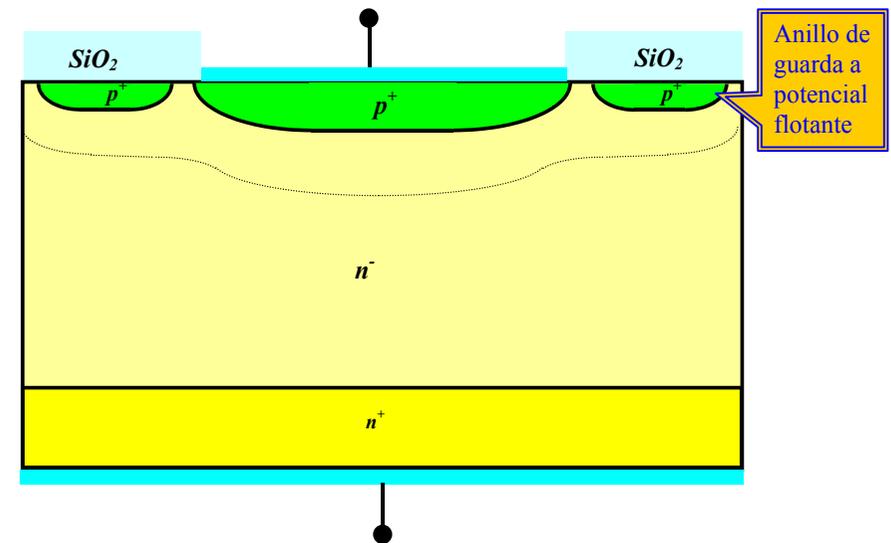


Experimentalmente se comprueba que no se produce acumulación de líneas de campo para $R \geq 6 \cdot W_{dep}$

Para un diodo de 1000V, es aprox. $W_{dep} = 100\mu$, luego $R = 600\mu$.

Como $W_{diff} \approx R$, el tiempo de fabricación es excesivamente alto y por tanto no resulta rentable.

Unión pn. Proceso de difusión



Unión p-n empleando anillos de guarda.

POLARIZACIÓN INVERSA. Características de Catalogo

Primer subíndice	Segundo subíndice	Tercer subíndice
T =Dir. Polarizado y conduce	W =De trabajo	M =Valor Máximo
D =Dir. Polarizado y no conduce	R =Repetitivo	(AV) =Valor Medio
R =Inversamente Polarizado	S =No Repetitivo	(RMS) =Valor Eficaz
F =Directamente Polarizado		

Subíndices empleados por los fabricantes de semiconductores.

Características de Catálogo en Polarización Inversa:

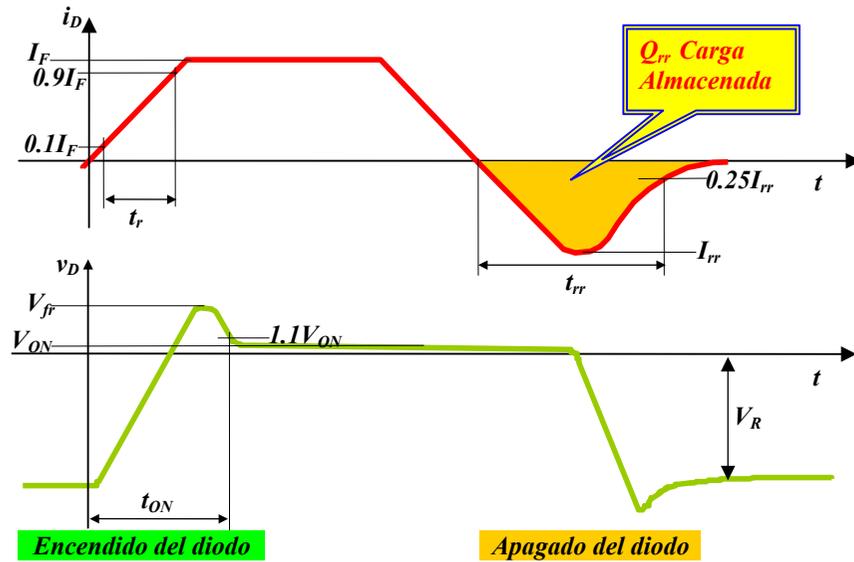
- **Tensión inversa de trabajo, V_{RWM}** : Máxima tensión inversa que puede soportar de forma continuada sin peligro de avalancha.
- **Tensión inversa de pico repetitivo, V_{RRM}** : Máxima tensión inversa que puede soportar por tiempo indefinido si la duración del pico es inferior a $1ms$ y su frecuencia de repetición inferior a $100 Hz$.
- **Tensión inversa de pico único, V_{RSM}** : Máxima tensión inversa que puede soportar por una sola vez cada 10 ó más minutos si la duración del pico es inferior a $10 ms$.
- **Tensión de ruptura, V_{BD}** : Valor de la tensión capaz de provocar la avalancha aunque solo se aplique una vez por un tiempo superior a $10 ms$.

POLARIZACIÓN DIRECTA

Características de catálogo en Polarización Directa:

- **Corriente media nominal, $I_{FW(AV)}$** : Valor medio de la máxima corriente de pulsos senoidales que es capaz de soportar el dispositivo en forma continuada con la cápsula mantenida a una determinada temperatura (típicamente $100^{\circ} C$).
- **Corriente de pico repetitivo, I_{FRM}** : Corriente máxima que puede ser soportada cada $20ms$ con duración de pico $1ms$.
- **Corriente de pico único, I_{FSM}** : Corriente máxima que puede ser soportada por una sola vez cada 10 ó más minutos siempre que la duración del pico sea inferior a $10ms$.

CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS

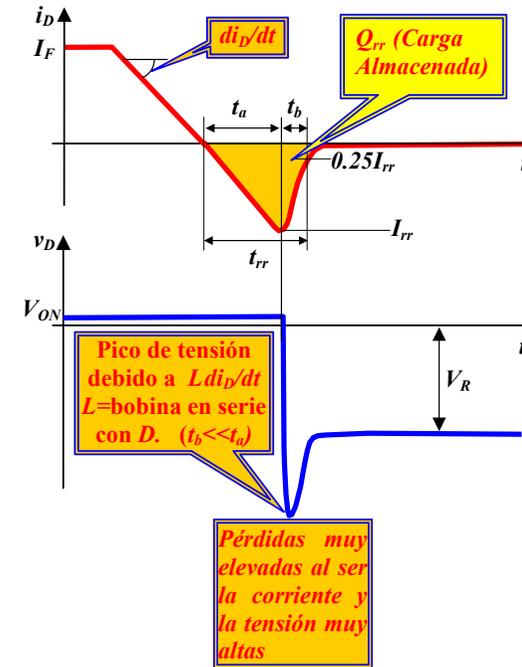


Curvas de tensión y corriente del diodo durante la conmutación.

- **Tensión directa**, V_{ON} . Caída de tensión del diodo en régimen permanente para la corriente nominal.
- **Tensión de recuperación directa**, V_{fr} . Tensión máxima durante el encendido.
- **Tiempo de recuperación directa**, t_{ON} . Tiempo para alcanzar el 110% de V_{ON} .
- **Tiempo de subida**, t_r . Tiempo en el que la corriente pasa del 10% al 90% de su valor directo nominal. Suele estar controlado por el circuito externo (inductivo).
- **Tiempo de recuperación inversa**, t_{rr} . Tiempo que durante el apagado del diodo, tarda la intensidad en alcanzar su valor máximo (negativo) y retornar hasta un 25% de dicho valor máximo. (Tip. $10\mu s$ para los diodos normales y $1\mu s$ para los diodos rápidos (corrientes muy altas).

CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS

El tiempo de recuperación inversa es el mayor de los dos tiempos de conmutación y el responsable de la mayor parte de las pérdidas de conmutación.



La carga almacenada que se elimina por **arrastré** es:

$$Q_{rr} = \int_0^{t_{rr}} i_f dt$$

Aproximando el área bajo la corriente a un triángulo será:

$$\frac{I_{rr} t_{rr}}{2} \cong Q_{rr} \Rightarrow t_{rr} \cong \frac{2Q_{rr}}{I_{rr}}$$

La derivada de la corriente durante t_a depende del circuito externo, y normalmente será: $t_a \gg t_b$, es decir: $t_a \cong t_{rr}$. Si se resuelve el circuito y se conoce el valor de la derivada de i_D :

$$\frac{di_D}{dt} = \frac{I_{rr}}{t_a} \cong \frac{I_{rr}}{t_{rr}} \text{ se obtiene:}$$

$$I_{rr} \cong \sqrt{2Q_{rr} \frac{di_D}{dt}}$$

El valor de Q_{rr} puede obtenerse del catálogo del fabricante.

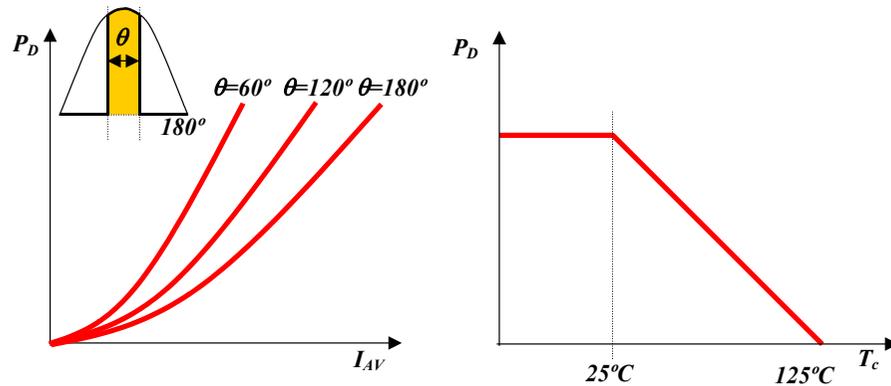
Curvas de tensión y corriente del diodo durante la conmutación a corte.

Los factores que influyen en el tiempo de recuperación inversa son:

- I_F ; cuanto mayor sea, mayor será t_{rr} . Esto se debe a que la carga almacenada será mayor.
- V_R ; cuanto mayor sea, menor será t_{rr} . En este caso si la tensión inversa es mayor se necesita menos tiempo para evacuar los portadores almacenados.
- di_f/dt ; cuanto mayor sea, menor será t_{rr} . No obstante, el aumento de esta pendiente aumentará el valor de la carga almacenada Q . Esto producirá mayores pérdidas.
- T ; cuanto mayor sea la temperatura, aumentarán tanto Q como t_{rr} .

PÉRDIDAS EN LOS DISPOSITIVOS

- Bloqueo: Se suelen despreciar.
- En Conmutación. Son función de la frecuencia de trabajo. (Además de las corrientes, tensiones y la forma como evolucionan).
- En Conducción: Uso de catálogos:

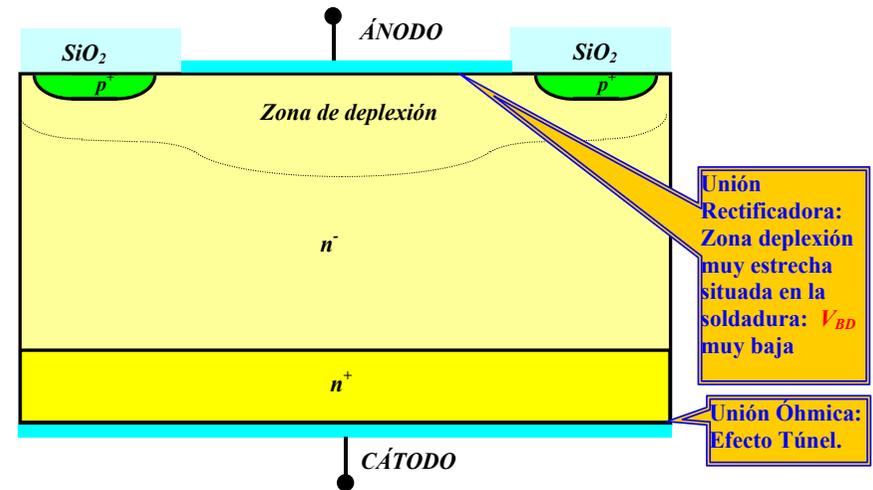


Curvas típicas suministradas por un fabricante para el cálculo de las pérdidas en conducción de un diodo

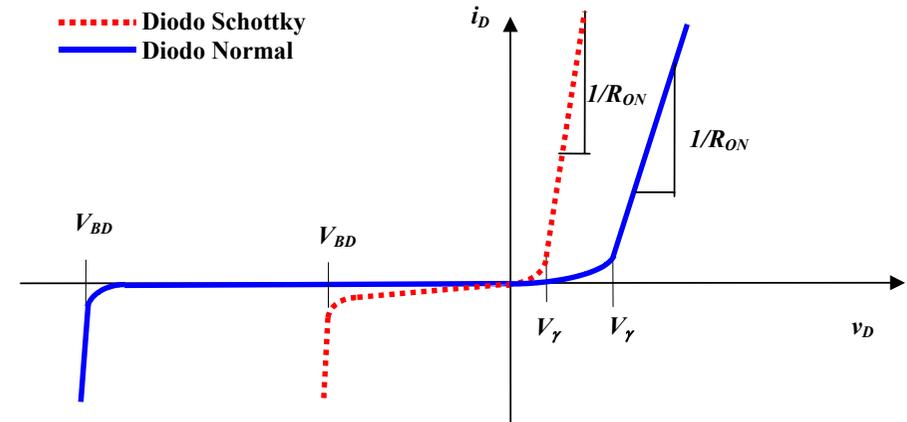
Las pérdidas aumentan con:

- La intensidad directa.
- La pendiente de la intensidad.
- La frecuencia de conmutación.
- La tensión inversa aplicada.
- La temperatura de la unión.

DIODO SCHOTTKY DE POTENCIA



Diodo Schottky de potencia



Característica I-V de un diodo Schottky

Uso en circuitos donde se precise:

- Alta velocidad
- Bajas tensiones
- Potencias bajas

Por ej. Fuentes de alimentación conmutadas.

TEMA 3. TRANSISTOR BIPOLAR DE POTENCIA

3.1. INTRODUCCIÓN

3.2. CONSTITUCIÓN DEL BJT

3.3. FUNCIONAMIENTO DEL BJT

3.3.1. Zona Activa

3.3.2. Zona de Cuasi-Saturación

3.3.3. Zona de Saturación

3.3.4. Ganancia

3.4. TRANSISTOR DARLINGTON

3.5. EL TRANSISTOR EN CONMUTACIÓN

3.6. EXCITACIÓN DEL BJT

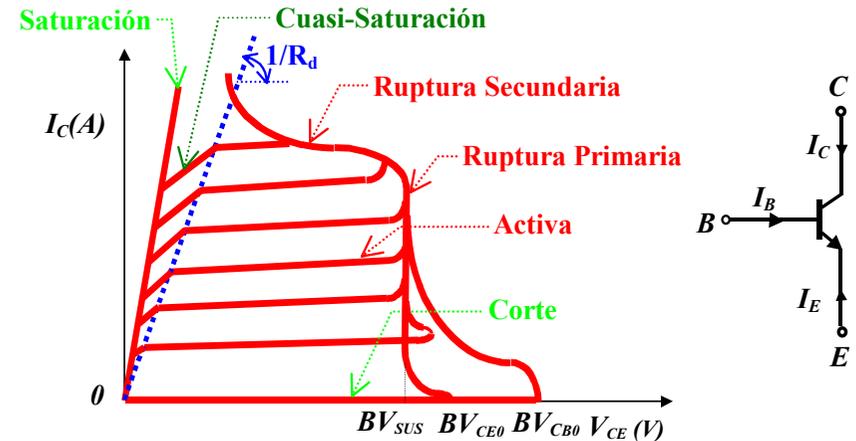
3.7. CONSIDERACIONES TÉRMICAS

3.8. AVALANCHA SECUNDARIA

3.9. ZONA DE OPERACIÓN SEGURA (SOA)

INTRODUCCIÓN. Características Generales del BJT

El interés actual del Transistor Bipolar de Potencia (BJT) es muy limitado, ya que existen dispositivos de potencia con características muy superiores. Le dedicamos un tema porque es necesario conocer sus limitaciones para poder comprender el funcionamiento y limitaciones de otros dispositivos de gran importancia en la actualidad.



Característica de salida (I_C frente a V_{CE}) del transistor NPN de potencia, para distintas corrientes de base, $I_{B5} > I_{B4} > \dots > I_{B1}$ y Esquema del BJT de tipo NPN.

Valores máximos de V_{CE} :

$BV_{CB0} > BV_{CE0} > BV_{SUS}$
 BV_{SUS} : Continua.
 BV_{CE0} : Para $I_B = 0$
 BV_{CB0} : Para $I_E = 0$

Definición de Corte:

de $I_C = -\alpha I_E + I_{C0}$; $-I_E = I_C + I_B$;

se deduce: $I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} \cdot I_B + \frac{1}{1-\alpha} \cdot I_{C0}$

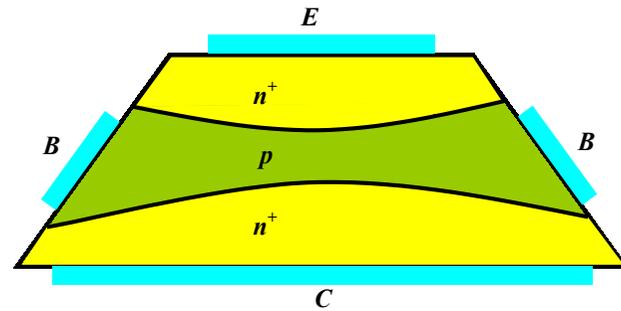
Posibles definiciones de corte:

a) $I_B = 0 \Rightarrow I_C = \frac{1}{1-\alpha} \cdot I_{C0} \approx 10 \cdot I_{C0}$

b) $I_E = 0 \Rightarrow I_C = I_{C0}$

Por tanto se considera el transistor cortado cuando se aplica una tensión V_{BE} ligeramente negativa $\Rightarrow I_B = -I_C = -I_{C0}$

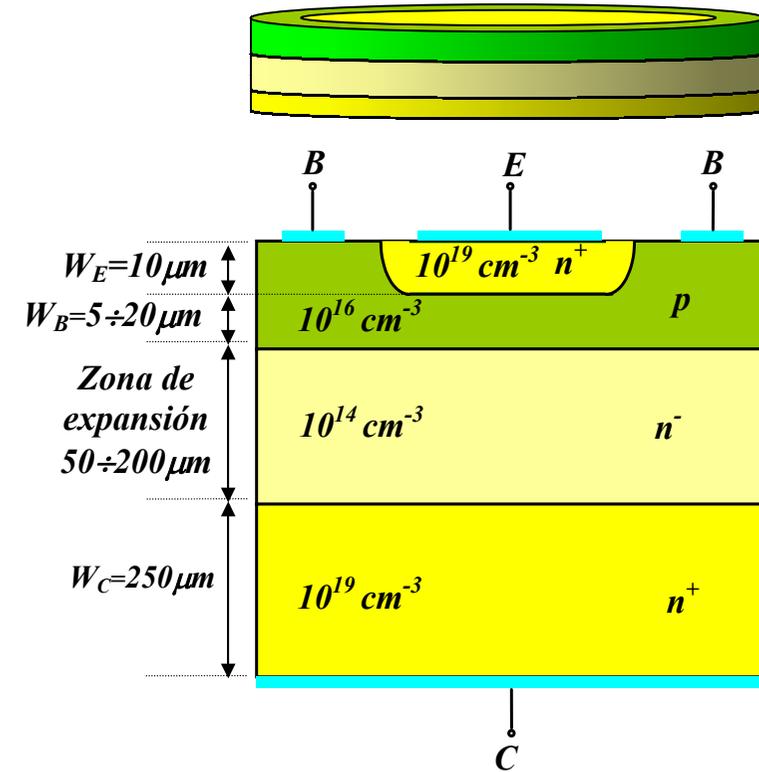
CONSTITUCIÓN DEL BJT



Transistor Tipo Meseta (en desuso)

- La anchura de la base y su dopado serán lo menores posibles para conseguir una **ganancia** lo mayor posible (baja recombinación de los electrones que atraviesan la base).
- Para conseguir **BV elevada**, se necesita una anchura de base grande y un dopado pequeño.
 - El problema surge cuando el dopado es pequeño, pues para alojar la zona de depleción la base debe ser muy ancha, bajando la ganancia. Es por tanto necesario encontrar unos valores intermedios de compromiso.
 - Este compromiso implica que **los BJT de potencia tienen una ganancia típica de corriente entre 5 y 10**. (muy baja).

CONSTITUCIÓN DEL BJT



Sección Vertical de un Transistor Bipolar de Potencia Típico

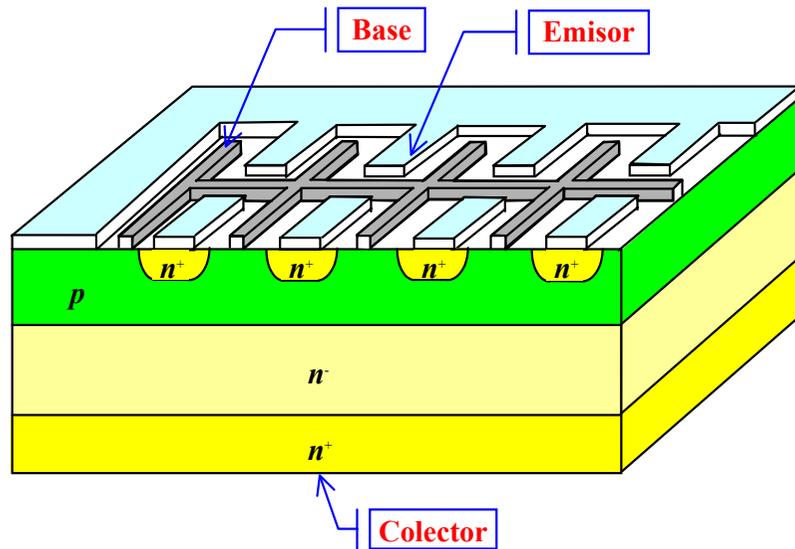
Ventajas de la estructura vertical:

- Maximiza el área atravesada por la corriente:
 - Minimiza resistividad de las capas
 - Minimiza pérdidas en conducción
- Minimiza la resistencia térmica.

En la práctica, los transistores bipolares de potencia no se construyen como se ve en esta figura, sino que se construyen en forma de pequeñas celdillas como la representada, conectadas en paralelo.

Los dispositivos de potencia que estudiaremos en este curso se construyen empleando una estructura vertical y en forma de pequeñas celdillas en paralelo.

CONSTITUCIÓN DEL BJT

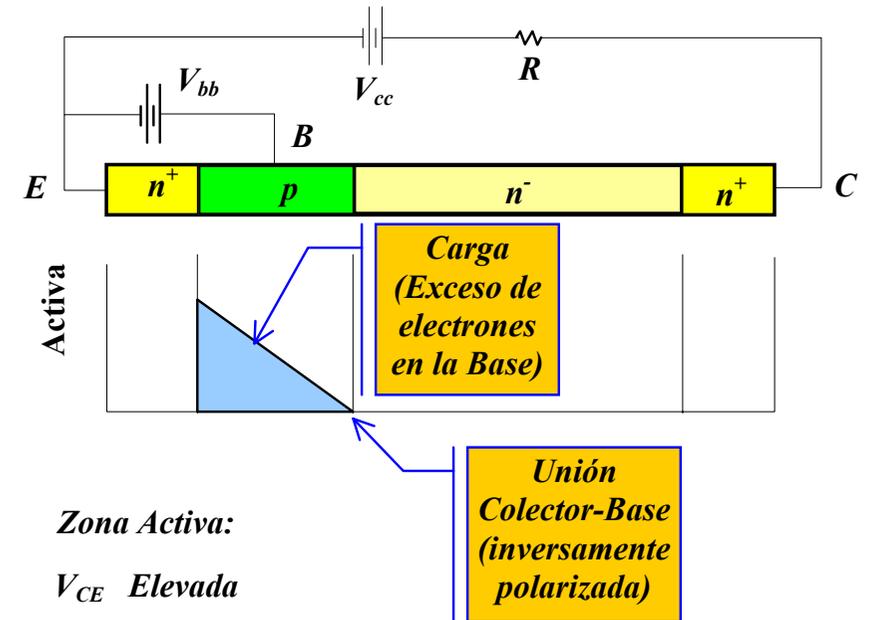


Sección Vertical de un Transistor Bipolar de Potencia Multiemisor de Tipo NPN

Ventajas de la estructura multiemisor:

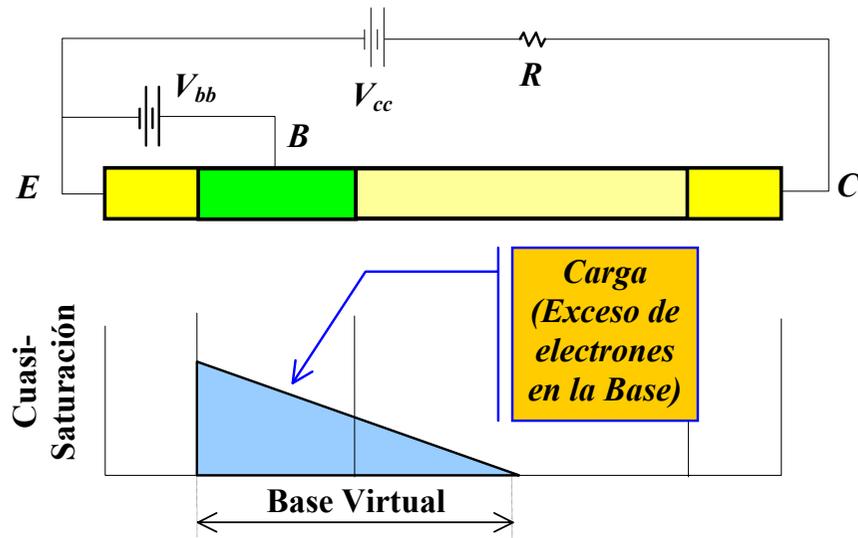
- Reduce la focalización de la corriente debida al potencial de la base causante de la avalancha secundaria.
- Reduce el valor de R_B (disminuye pérdidas y aumenta la frecuencia f_T).

FUNCIONAMIENTO DEL BJT. Zona Activa



Distribución de la carga almacenada en la base de un transistor bipolar de potencia típico en activa.

FUNCIONAMIENTO DEL BJT. Zona de Cuasi-Saturación



Distribución de la carga almacenada en la base de un transistor bipolar de potencia típico, en Cuasi-Saturación.

Cuasi-Saturación:

En activa al subir $I_B, I_C \uparrow \Rightarrow V_{CE} \downarrow (=V_{CC} - I_C R)$.

Simultáneamente: $V_{jCB} \downarrow (=V_{CE} - I_C R_d)$. Donde R_d es la resistencia de la capa de expansión.

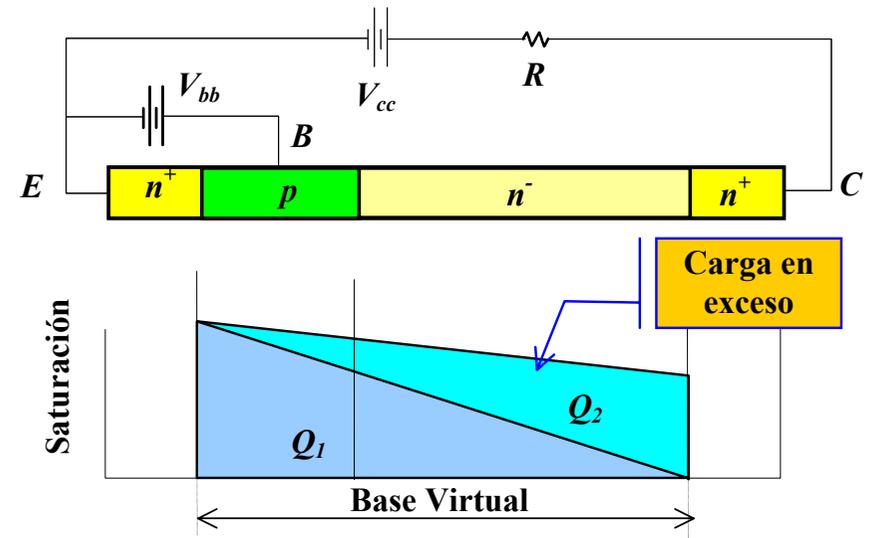
El límite de la zona activa se alcanza cuando: $V_{jCB}=0$ ($V_{CE} = I_C R_d$).

Si $V_{jCB} > 0$ (Unión directamente polarizada):

Habrà inyección de huecos desde p a n^- (Recombinación con electrones procedentes del emisor en n^-) \Rightarrow Desplaz. a la derecha de la unión efectiva:

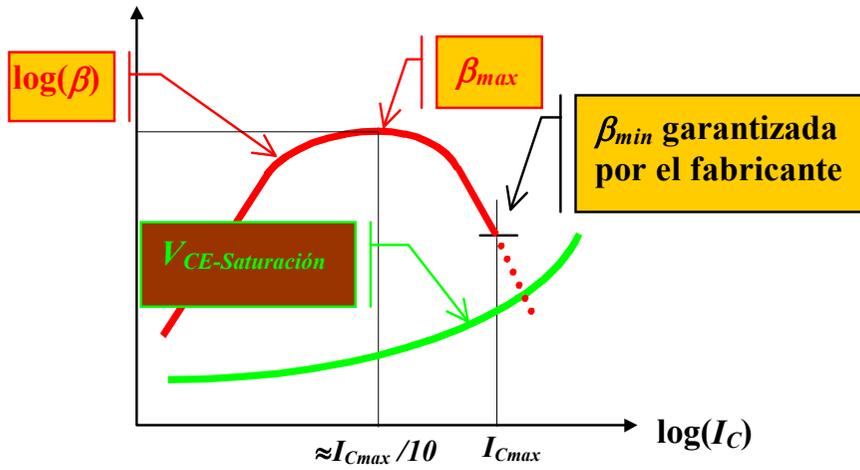
- R_d Disminuye
- Aumento del ancho efectivo de la base.
- β Disminuye

FUNCIONAMIENTO DEL BJT. Zona de Saturación



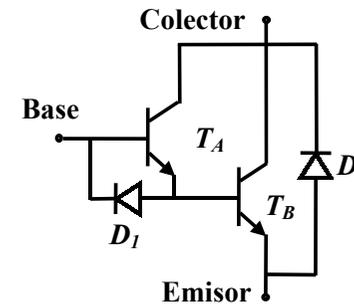
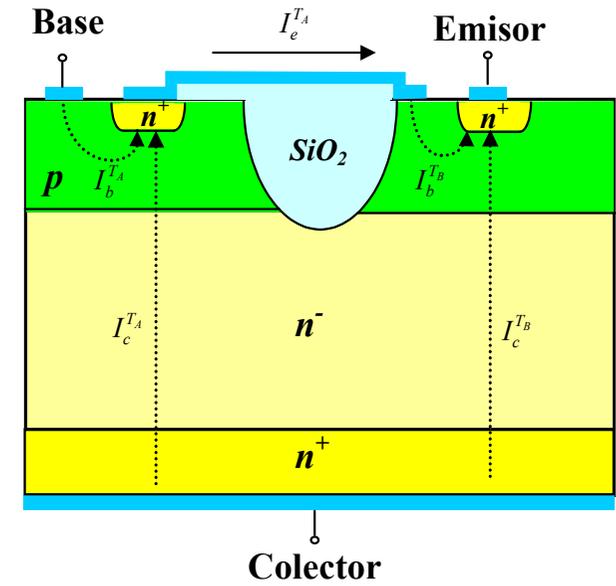
Distribución de la carga almacenada en la base de un transistor bipolar de potencia típico, en saturación.

FUNCIONAMIENTO DEL BJT. Ganancia



Variación de β en Función de I_C

TRANSISTOR DARLINGTON

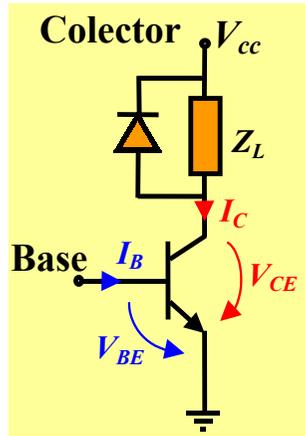


$$\beta = \beta_B \beta_A + \beta_B + \beta_A$$

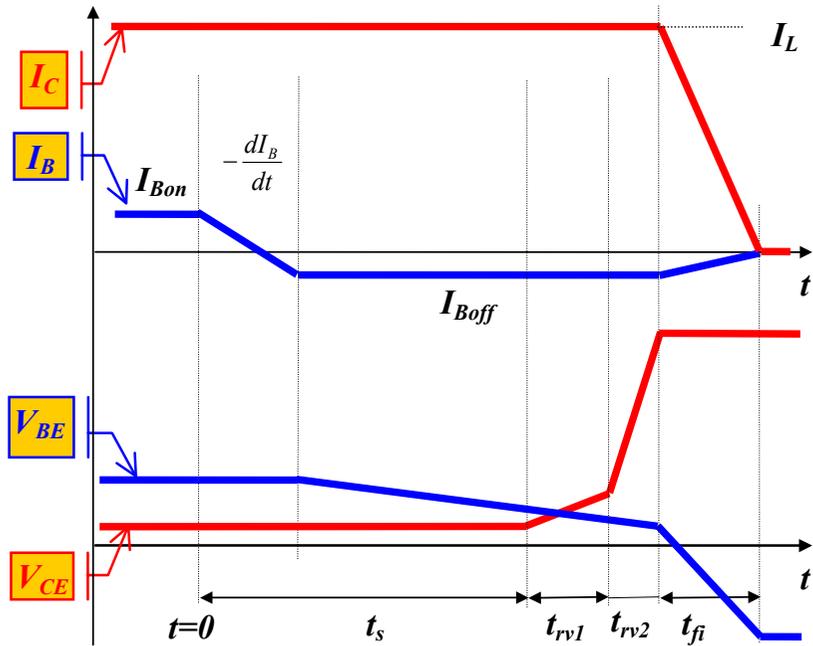
Estructura de un Par Darlington Monolítico

Montaje Darlington para Grandes Corrientes.

EL TRANSISTOR EN CONMUTACIÓN

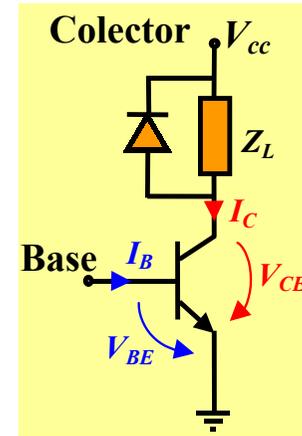


Interrupor BJT conmutando una Carga Inductiva

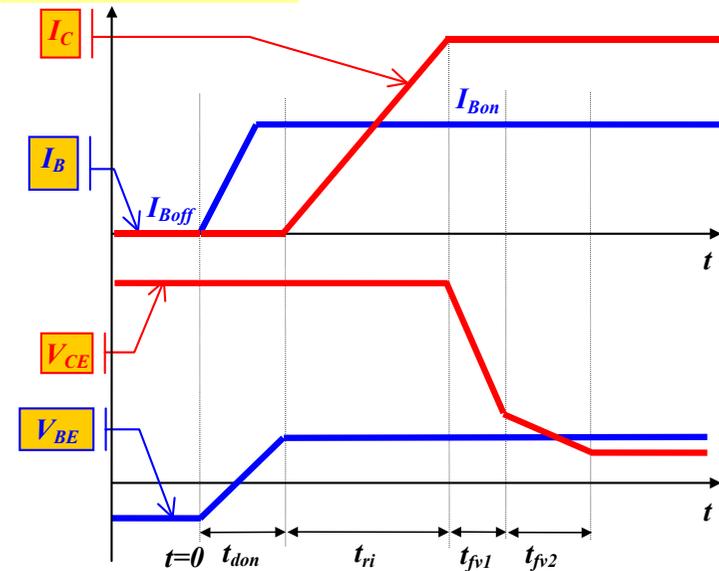


Proceso de conmutación: Corte

EL TRANSISTOR EN CONMUTACIÓN

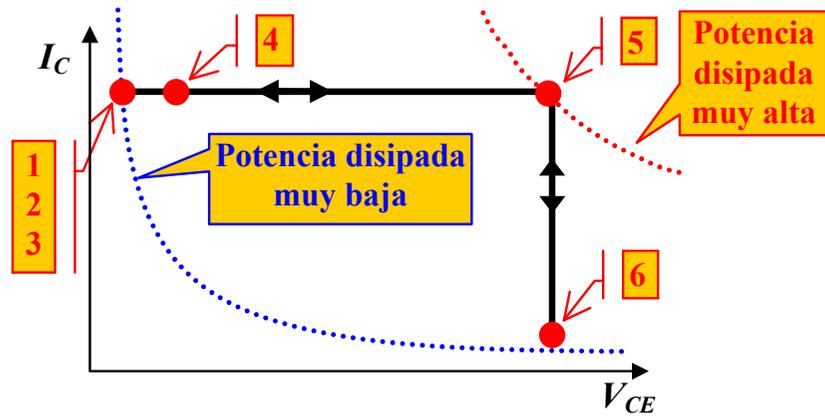


Interrupor BJT conmutando una Carga Inductiva

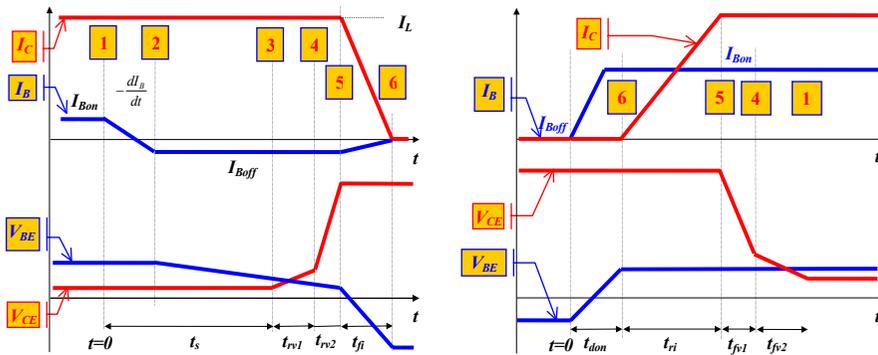


Proceso de conmutación: Saturación

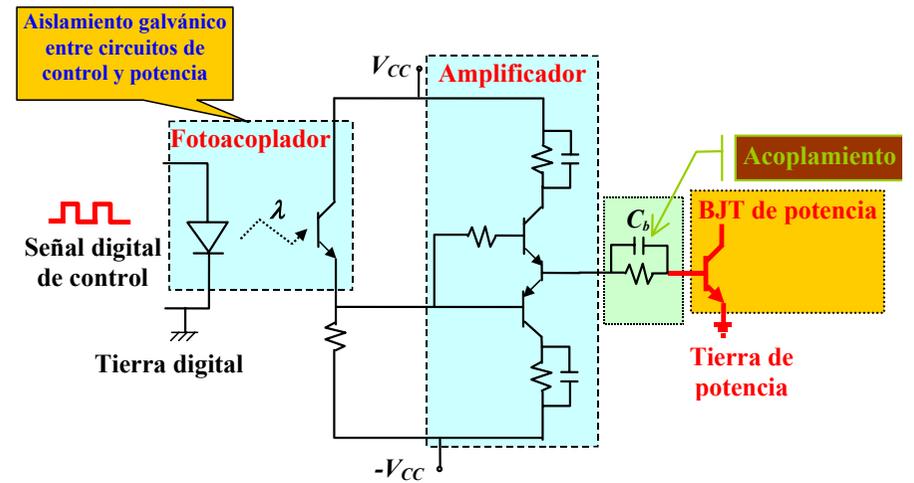
EL TRANSISTOR EN CONMUTACIÓN



1, 2, 3, 4, 5 y 6: instantes de tiempo
Trayectorias en el plano I_C - V_{CE} durante la conmutación

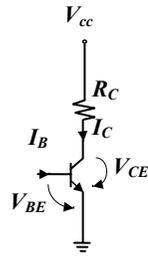
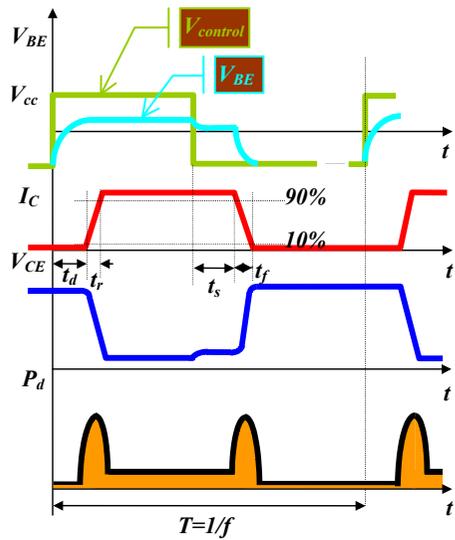


EXCITACIÓN DEL BJT



Circuito Típico de Excitación de Base para *BJTs* de Potencia

CONSIDERACIONES TÉRMICAS



Las **pérdidas en corte** suelen despreciarse al ser la corriente muy baja.

Las **pérdidas en conducción** pueden ser aproximadas por:

$$P_{on} = I_c \cdot V_{CEsat} \cdot \frac{T_{ON}}{T}$$

Las **pérdidas en conmutación** pueden estimarse suponiendo que la corriente y la tensión siguen una línea recta durante la conmutación:

$$dW_r = V_{CE} \cdot I_c \cdot dt + V_{BE} \cdot I_B \cdot dt \cong V_{CE} \cdot I_c \cdot dt = (V_{cc} - R_c \cdot I_{cmax} \cdot \frac{t}{t_r}) \cdot I_{cmax} \cdot \frac{t}{t_r} \cdot dt$$

$$R_c \cdot I_{cmax} = V_{cc} - V_{CEsat} \cong V_{cc} \quad (V_{CE \text{ Saturacion}} \cong 0) \Rightarrow dW_r = V_{cc} \cdot I_{cmax} \cdot (1 - \frac{t}{t_r}) \cdot \frac{t}{t_r} \cdot dt$$

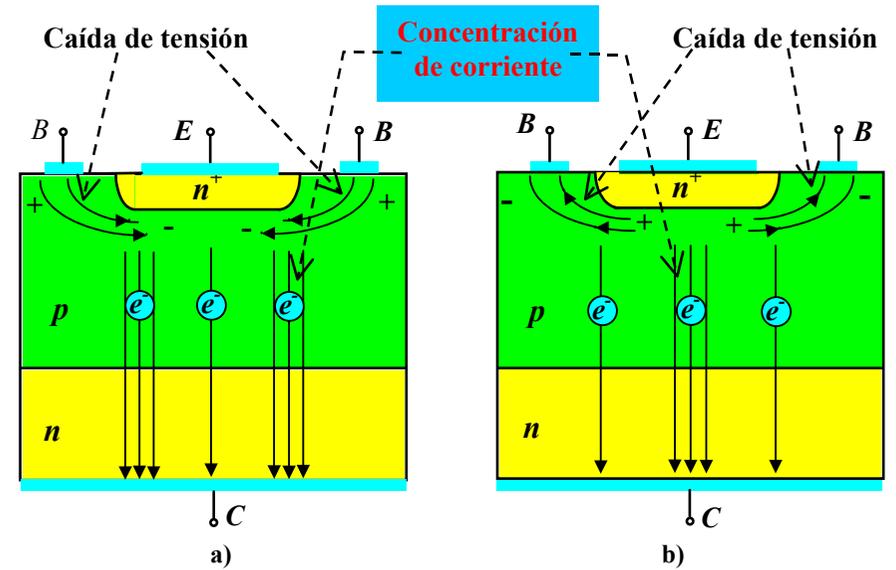
$$W_r = \int_0^{t_r} V_{cc} \cdot I_{cmax} \cdot (1 - \frac{t}{t_r}) \cdot \frac{t}{t_r} \cdot dt = \frac{1}{6} \cdot V_{cc} \cdot I_{cmax} \cdot t_r;$$

análogamente se hace para W_f : $W_{com} = W_r + W_f = \frac{1}{6} \cdot V_{cc} \cdot I_{cmax} \cdot (t_r + t_f)$;

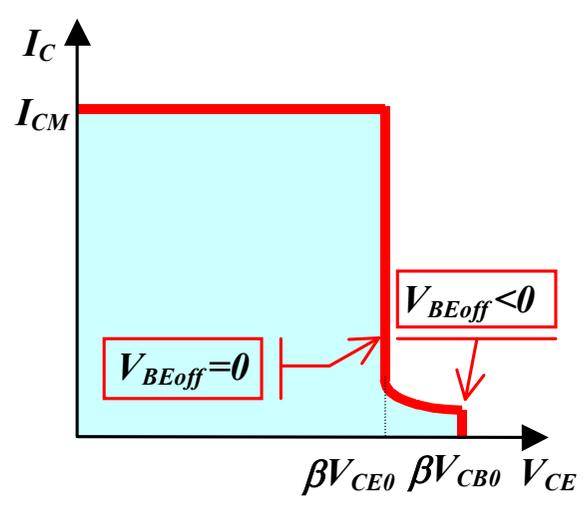
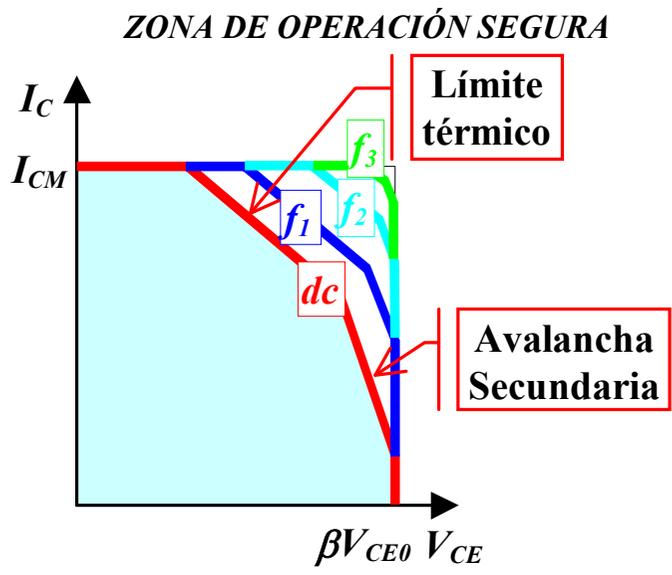
La potencia media disipada en el período T será por tanto:

$$P_{com} = \frac{W_{com}}{T} = \frac{1}{6} \cdot V_{cc} \cdot I_{cmax} \cdot f \cdot (t_r + t_f)$$

AVALANCHA SECUNDARIA



Concentración o Focalización de Corriente en un BJT. a) En la Conmutación a Saturación ($I_B > 0$) y b) en la Conmutación a Corte ($I_B < 0$)



Zonas de Operación Segura del Transistor Bipolar

TEMA 4. TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO DE POTENCIA

4.1. INTRODUCCIÓN

4.1.1. Transistor de Efecto de Campo de Señal

4.2. TECNOLOGÍAS DE FABRICACIÓN

4.2.1. Transistor VMOS

4.2.2. Transistor D-MOS

4.2.3. Transistor Trenched-MOS

4.2.4. Evolución del Transistor MOS

4.3. FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOR DE EFECTO DE CAMPO DE POTENCIA

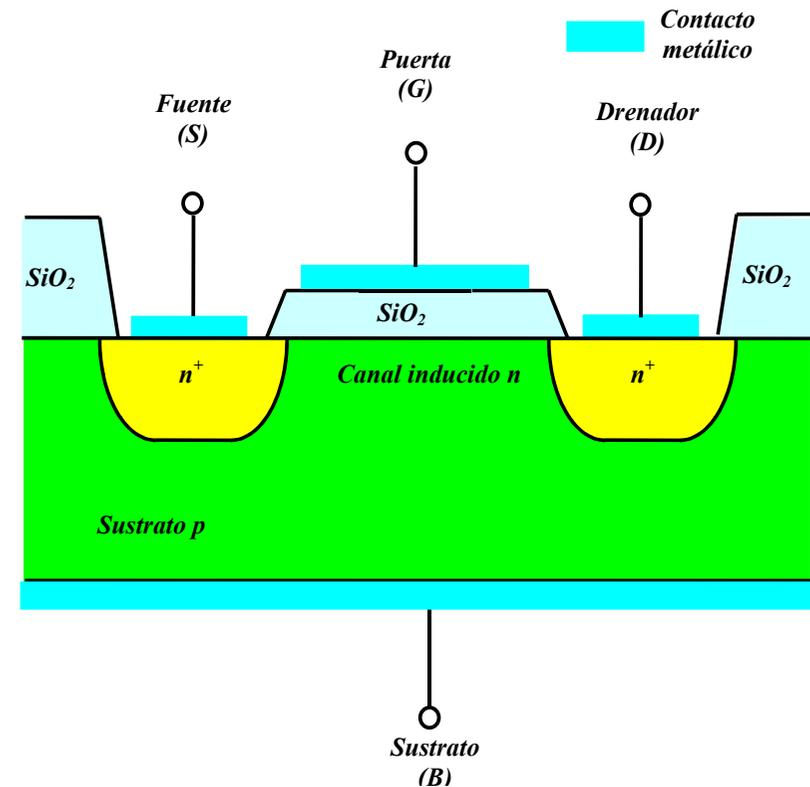
4.4. DIODO EN ANTIPARALELO

4.4.1. Conmutación en una Rama de un Puente

4.5. CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS, DINÁMICAS Y TÉRMICAS

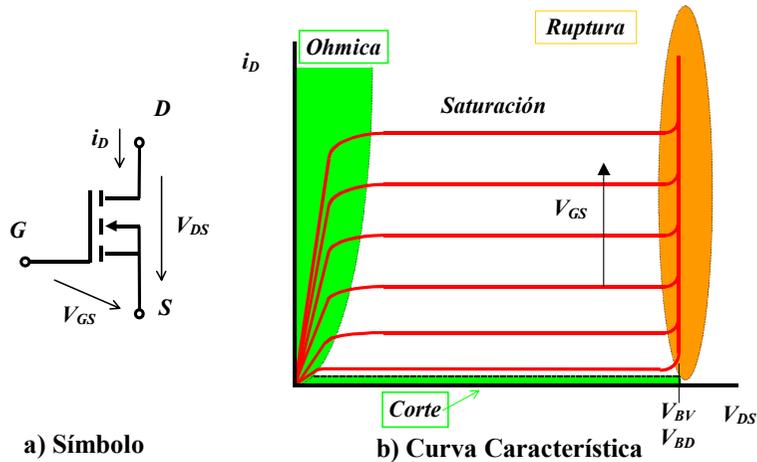
4.6. ÁREA DE OPERACIÓN SEGURA

INTRODUCCIÓN. Transistor de Efecto de Campo de Señal



Transistor de Señal MOSFET de Enriquecimiento, Canal n

INTRODUCCIÓN. Transistor de Efecto de Campo de Señal



a) Símbolo

b) Curva Característica

Transistor MOS Canal N de Enriquecimiento

Zonas de funcionamiento del transistor MOS:

Zona de corte. $V_{GS} < V_T$, $i_D \cong 0$; el transistor se considera un **interruptor abierto**.

Zona de saturación. $V_{GS} - V_T < V_{DS}$, $i_D \cong \text{constante}$ (independiente de V_{DS}):

$i_D = \frac{k}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot (V_{GS} - V_T)^2$, el límite de esta zona con la siguiente, se obtiene al sustituir $V_{GS} - V_T = V_{DS}$, en la fórmula anterior, es decir: $i_D = \frac{k}{2} \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot (V_{DS})^2$, (=parábola)

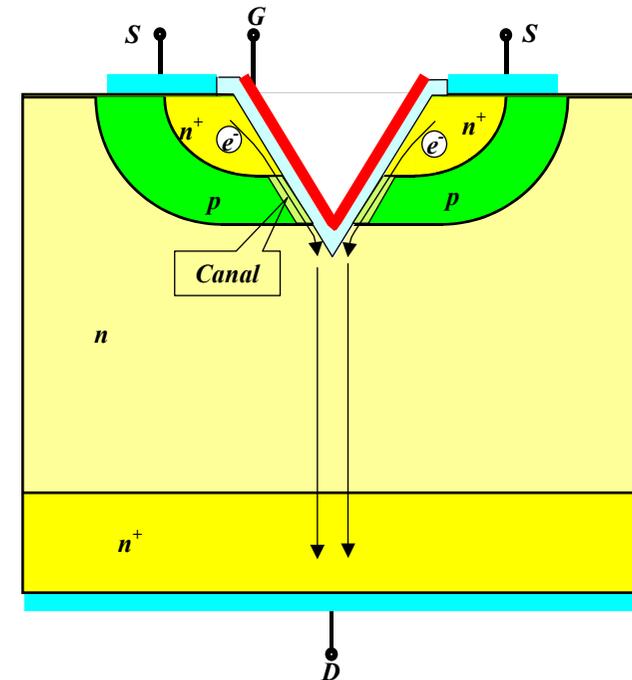
Zona óhmica. $V_{GS} - V_T > V_{DS}$, $i_D = k \cdot \left(\frac{W}{L}\right) \cdot \left((V_{GS} - V_T) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right)$, en esta

zona el transistor se considera un **interruptor cerrado**, con una resistencia (para valores muy pequeños de V_{DS}):

$$R_{DS(ON)} = \frac{1}{k \cdot \left(\frac{W}{L}\right) (V_{GS} - V_T)}$$

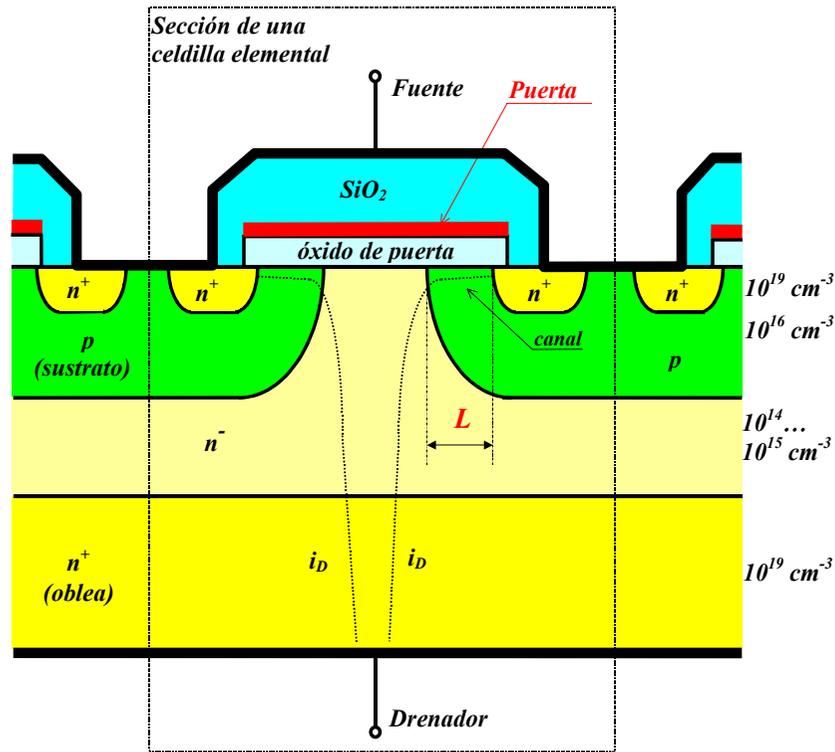
Zona de ruptura. $V_{DS} > V_{BD}$.

TECNOLOGÍAS DE FABRICACIÓN. Transistor VMOS (Siliconix-1976)



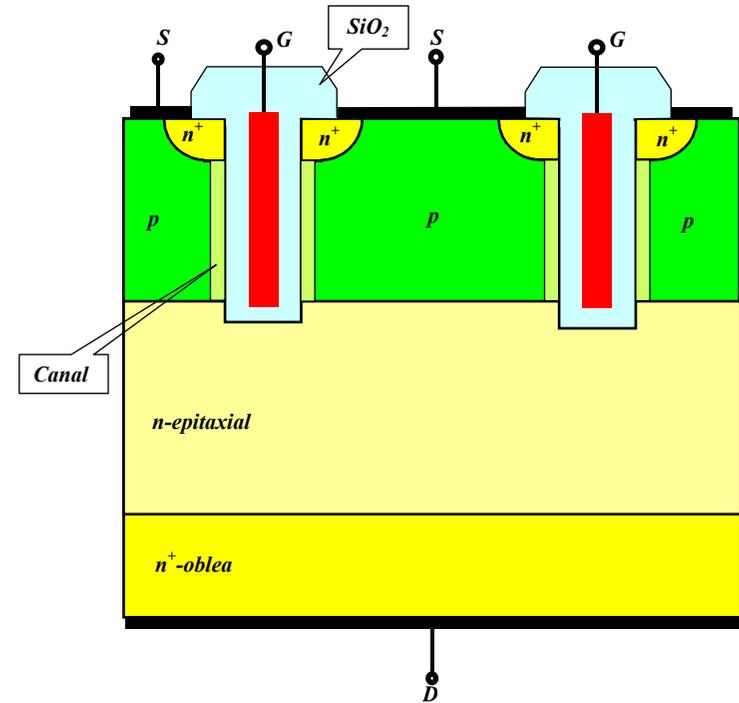
Primeros transistores MOS de potencia: Transistor en V. Derivó rápidamente a U-MOS.

TECNOLOGÍAS DE FABRICACIÓN. Transistor DMOS



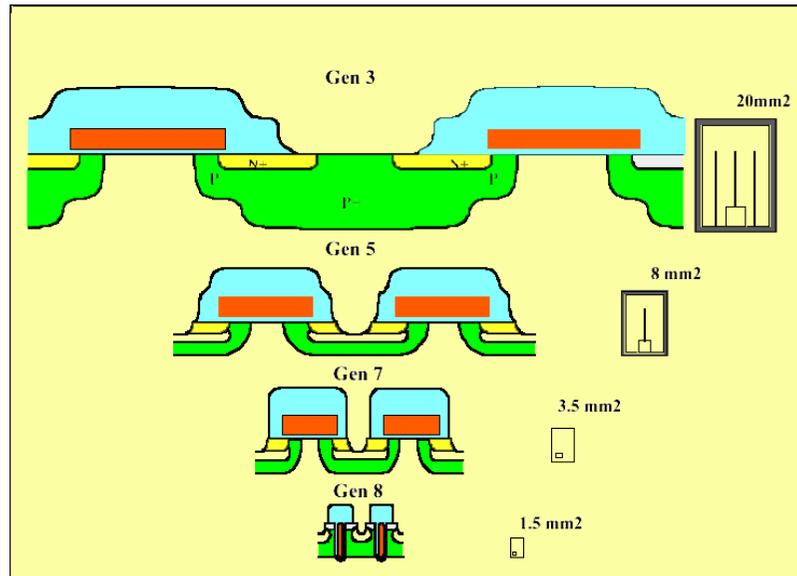
Sección de un Transistor DMOS de Enriquecimiento Canal n

TECNOLOGÍAS DE FABRICACIÓN. Transistor Trenched-MOS



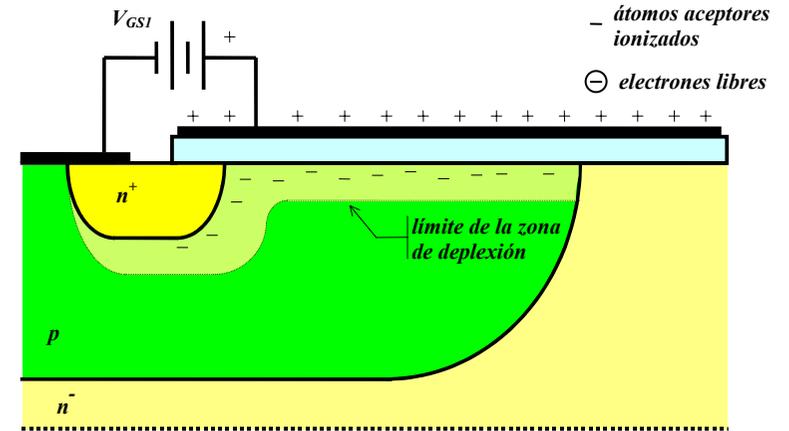
Transistores MOS de potencia modernos: "Transistores con Trinchera"

TECNOLOGÍAS DE FABRICACIÓN. Evolución del Transistor MOS

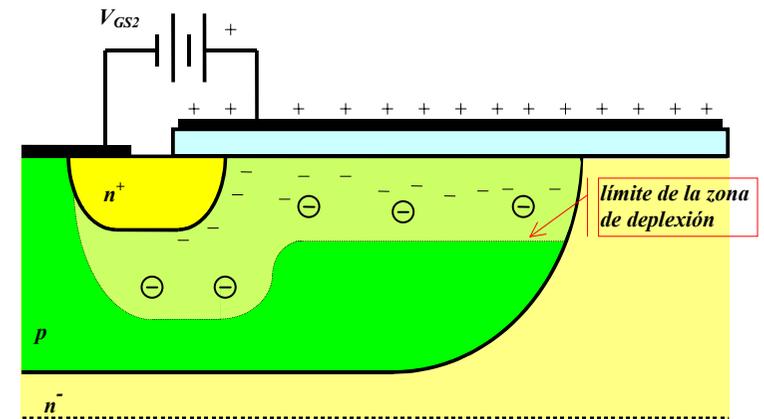


Evolución en el tiempo de las generaciones de transistores MOS a partir de DMOS hasta los transistores con trinchera.

FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOR D-MOS

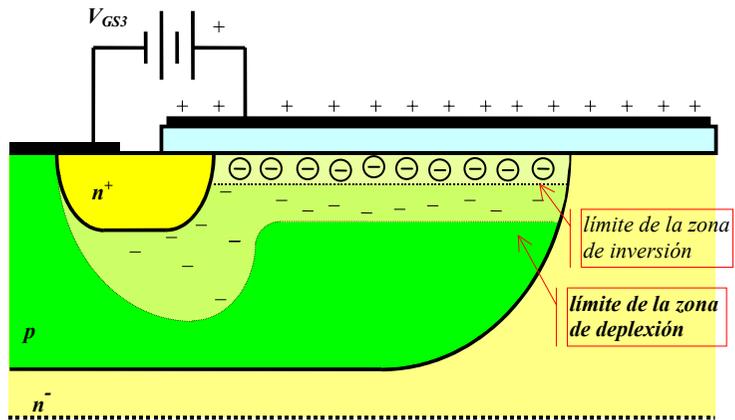


a) Para valores bajos de V_{GS} y V_{DS}

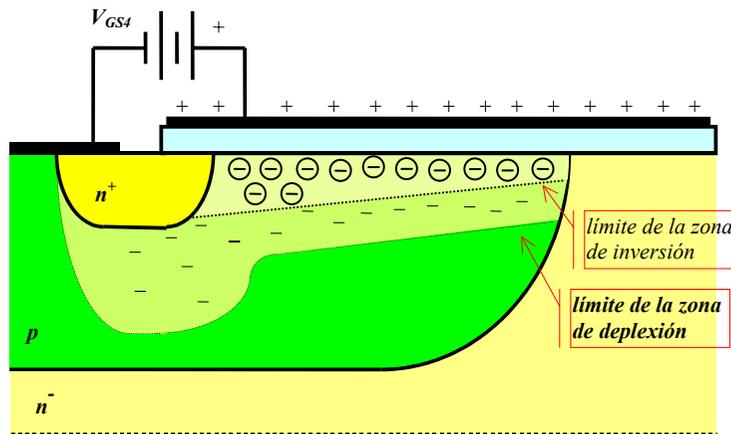


b) Para valores bajos de V_{DS} ($V_{GS1} > V_{GS2}$, $V_{GS2} < V_T$)

FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOR D-MOS

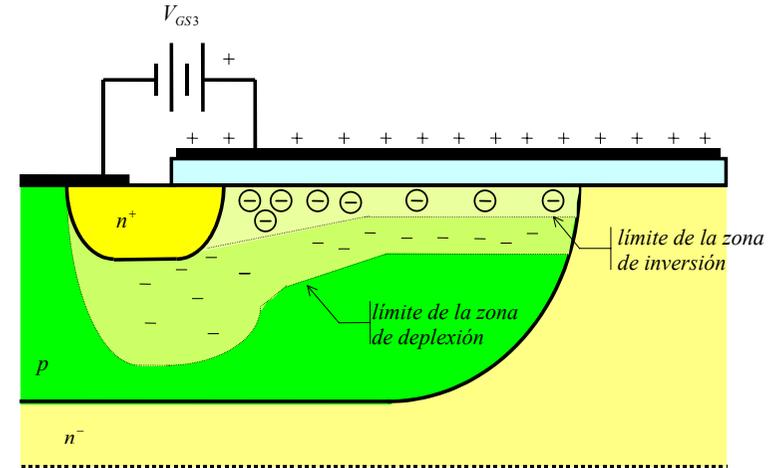


c) Para valores bajos de V_{DS} ($V_{GS3} > V_{GS2}$, $V_{GS3} > V_T$)



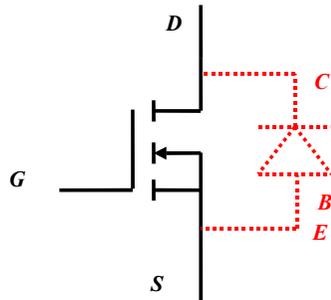
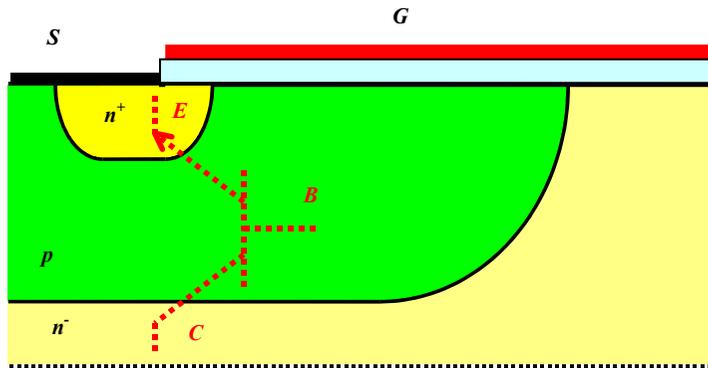
d) Para valores mayores de V_{DS} ($V_{GS4} > V_T$)

FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOR D-MOS



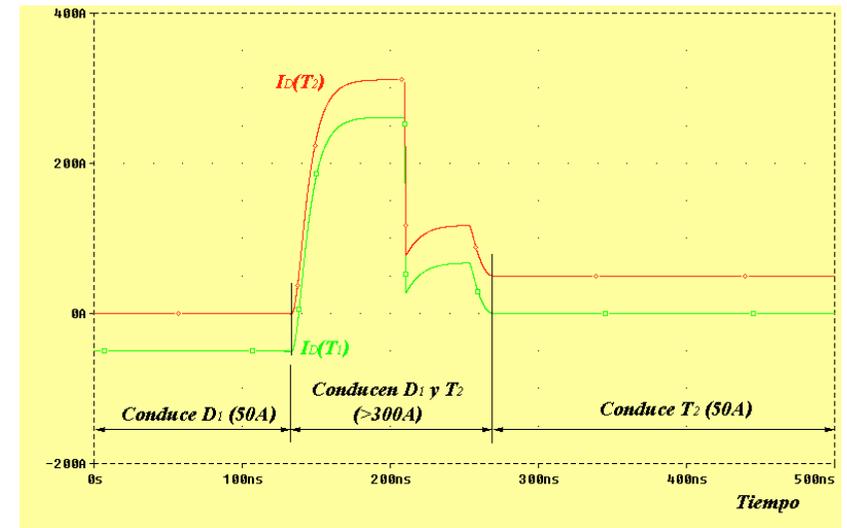
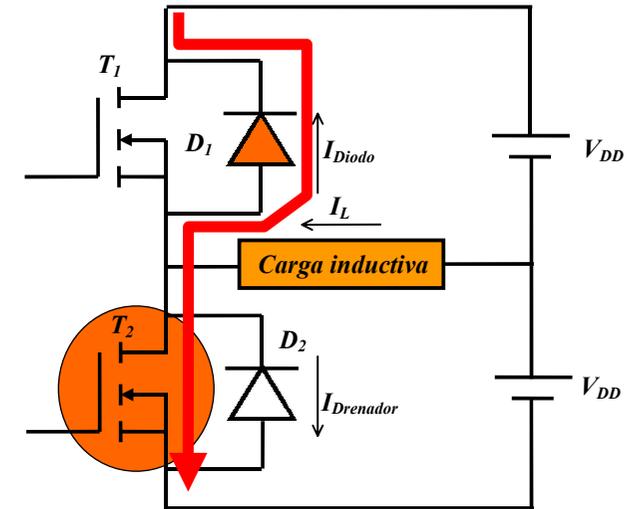
e) Para valores mayores de V_{DS} ($V_{GS3} > V_{GS2}$, $V_{GS3} > V_T$)

DIODO EN ANTIPARALELO



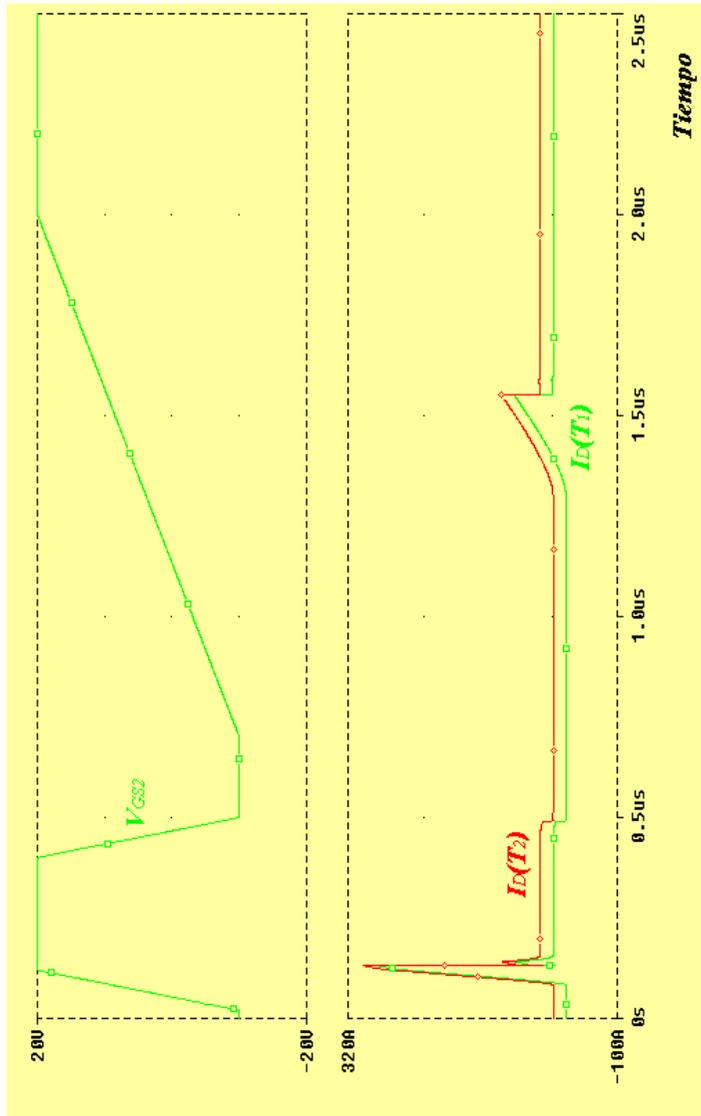
Transistor Bipolar asociado al Transistor MOS

DIODO EN ANTIPARALELO. Conmutación en una Rama de un Puente



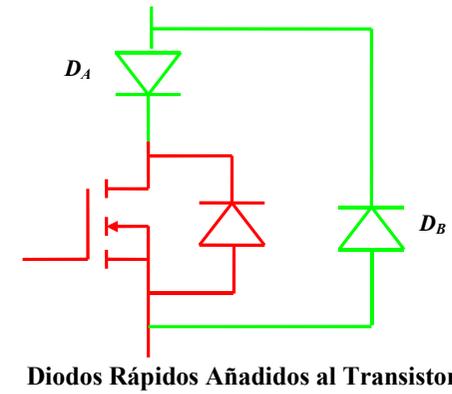
El transistor MOS con el Diodo en Antiparalelo Conmutando una Carga Inductiva en una rama de un Puente.

DIODO EN ANTIPARALELO. Conmutación en una Rama de un Puente



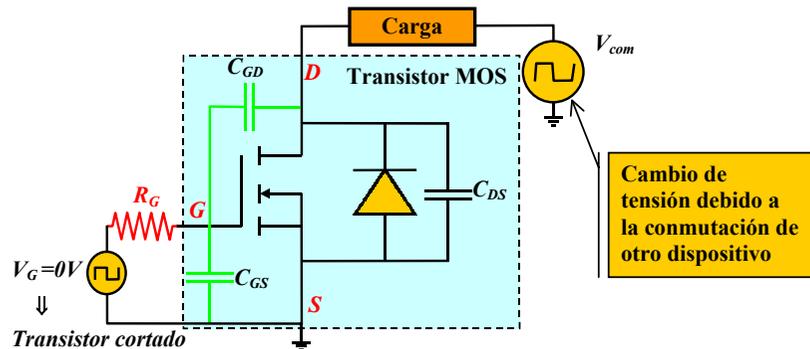
La velocidad de subida o bajada de la tensión V_{GS} se controla fácilmente con el valor de la resistencia de la fuente de excitación de puerta.

DIODO EN ANTIPARALELO. Conmutación en una Rama de un Puente



Diodos Rápidos Añadidos al Transistor

Efecto de las Capacidades Parásitas en la Tensión de Puerta



Efecto de la conmutación de otros dispositivos sobre la tensión de puerta con distintos valores de R_G .

El efecto de la conmutación de otros dispositivos puede provocar variaciones importantes en la tensión de puerta debido al acoplamiento capacitivo $C_{GD}-C_{GS}$. Esto tiene como consecuencias no deseadas:

- Se supere la tensión máxima que el óxido puede soportar.
- Haciendo que el transistor (que estaba cortado) conduzca.

Si se produce un **flanco de subida**, ese flanco se transmitirá a la puerta, con lo que si se supera la tensión umbral, el MOS entra en conducción.

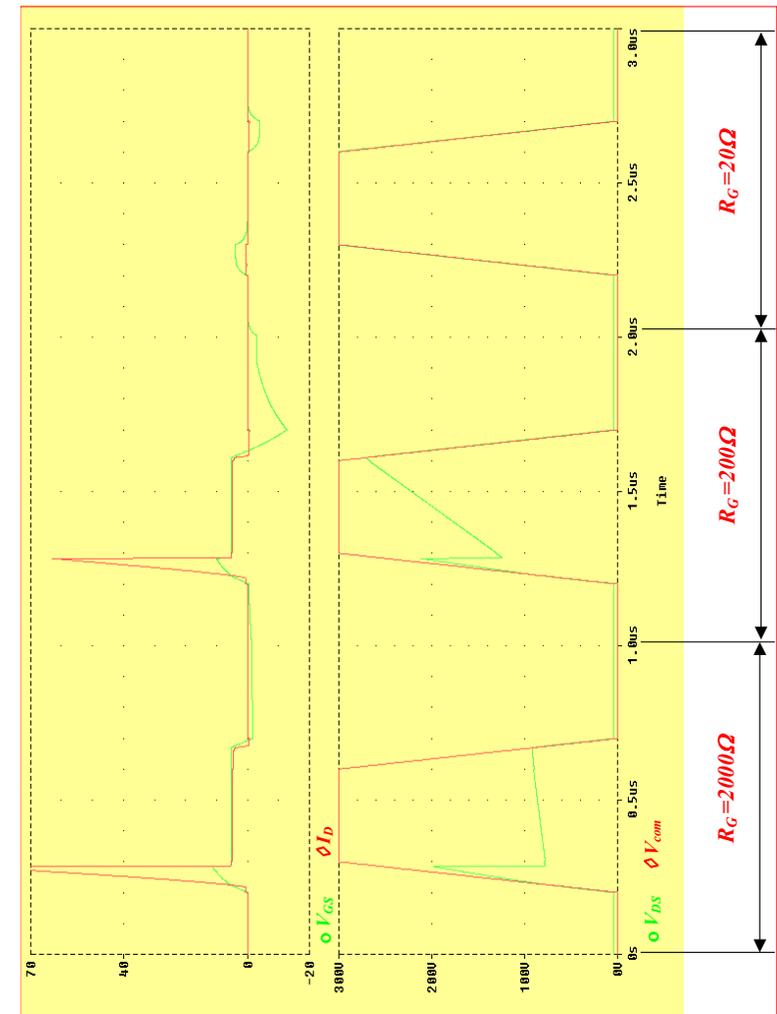
Esto tiene el efecto de que baje la tensión V_{DS} con lo que el efecto se compensa, cortándose de nuevo el transistor a costa de sufrir grandes pérdidas por la corriente que circula durante el transitorio.

Si se produce un **flanco de bajada**, ese flanco se transmitirá igualmente a la puerta, permaneciendo el transistor cortado, pero con peligro de superar la tensión máxima del óxido.

En ambos casos es determinante el **valor de la resistencia** equivalente de la fuente que excita a la puerta (R_G) cuanto menor sea esta resistencia menos se notará este efecto.

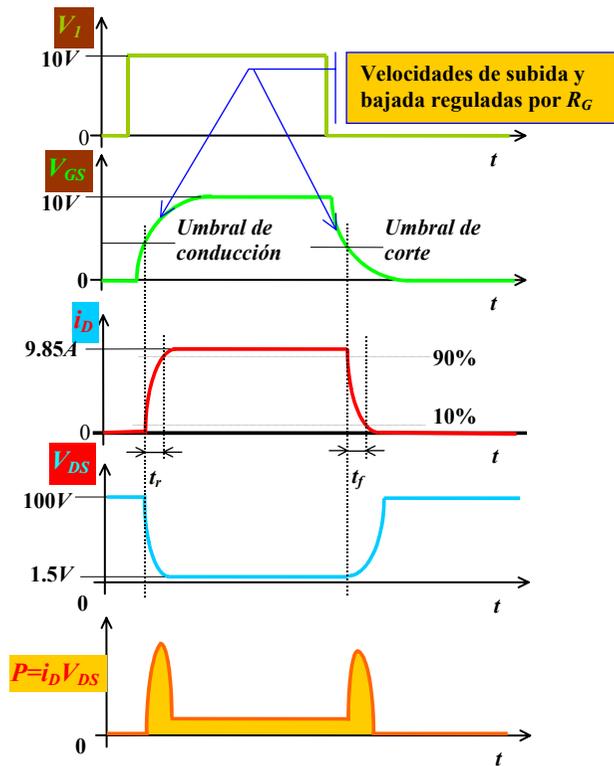
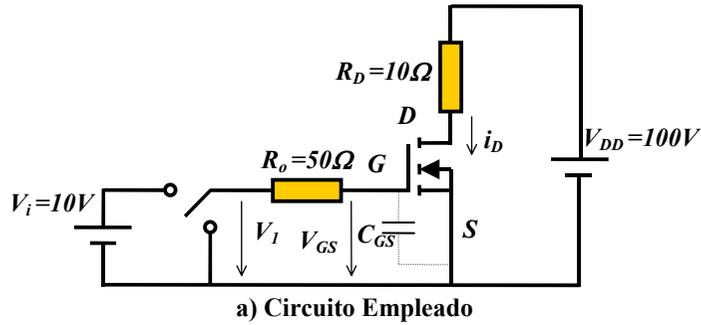
Se debe tener especial cuidado con las conexiones en el circuito de puerta, porque cualquier inductancia parásita presente dará una impedancia equivalente muy alta ante cambios bruscos.

Efecto de las Capacidades Parásitas en la Tensión de Puerta



Efecto de la conmutación de otros dispositivos sobre la tensión de puerta con distintos valores de R_G .

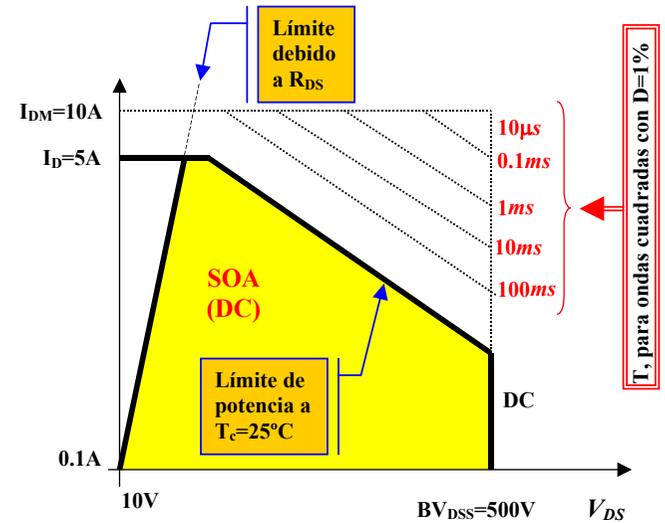
CARACTERÍSTICAS ESTÁTICAS, DINÁMICAS Y TÉRMICAS



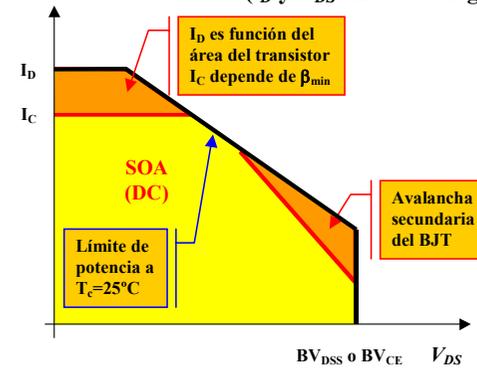
b) Formas de Onda Resultantes

Características Dinámicas del Transistor MOSFET

ÁREA DE OPERACIÓN SEGURA

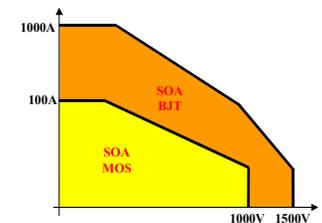


Zona de Operación Segura (SOA) en un MOSFET de Potencia (i_D y V_{DS} en escala logarítmica)



Comparación entre las Zonas de Operación Segura de dos transistores MOSFET y BJT de Potencia construidos para las mismas tensiones máximas y de secciones análogas.

Nótese que los límites de corrientes y tensiones de dispositivos de mayores potencias que pueden encontrarse en el mercado son aproximadamente:



TEMA 5. EL TIRISTOR

5.1. INTRODUCCIÓN

5.1.1. Estructura Básica.

5.1.2. Característica Estática

5.2. FUNCIONAMIENTO DEL SCR.

5.2.1. Polarización Inversa

5.2.2. Polarización Directa

5.2.3. Mecanismo de Cebado

5.2.4. Mecanismo de Bloqueo.

5.3. RELACIÓN DEL BLOQUEO DEL SCR CON SU CIRCUITO EXTERNO

5.4. CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS

5.4.1. Encendido del SCR

5.4.2. Bloqueo Dinámico del SCR

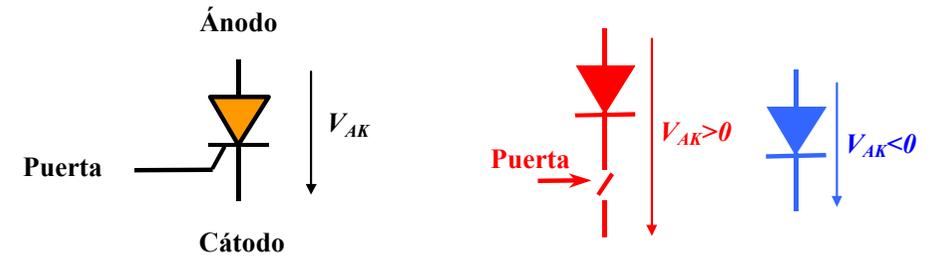
5.5. FORMAS DE PROVOCAR EL DISPARO DEL SCR

5.6. TRIAC

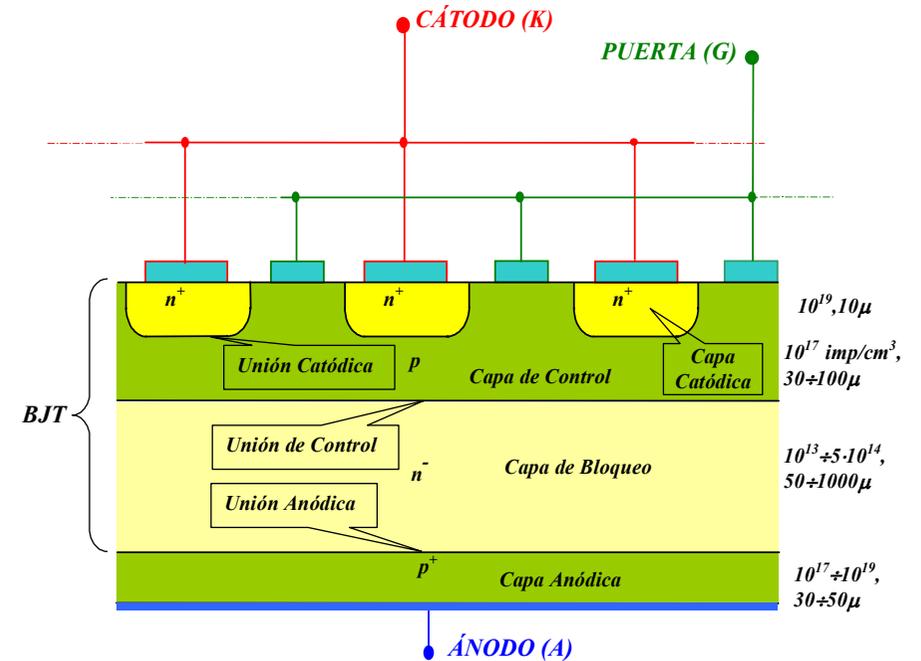
5.6.1. Constitución y Funcionamiento

5.6.2. Característica Estática

INTRODUCCIÓN. Estructura Básica del SCR

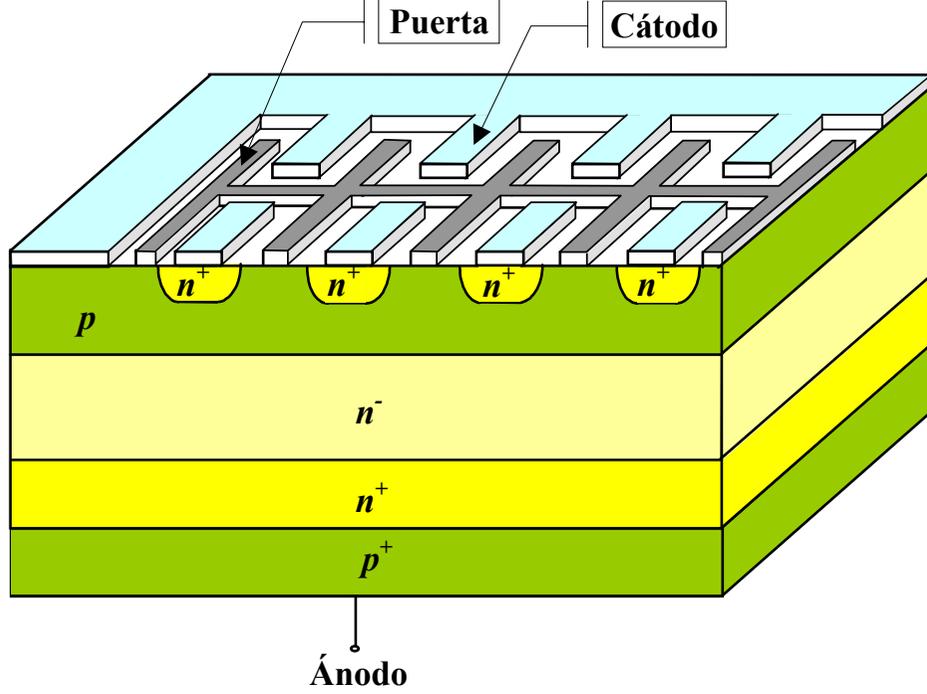


Símbolo y circuitos equivalentes del Tiristor SCR



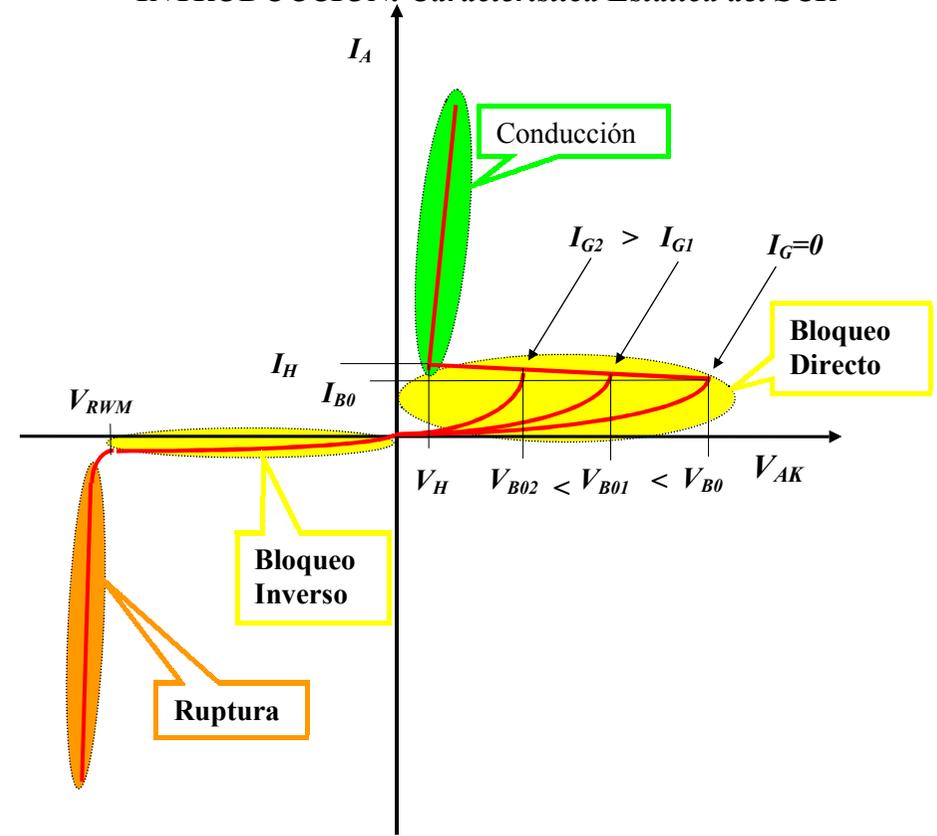
Sección Longitudinal de un SCR

INTRODUCCIÓN. Estructura Básica del SCR



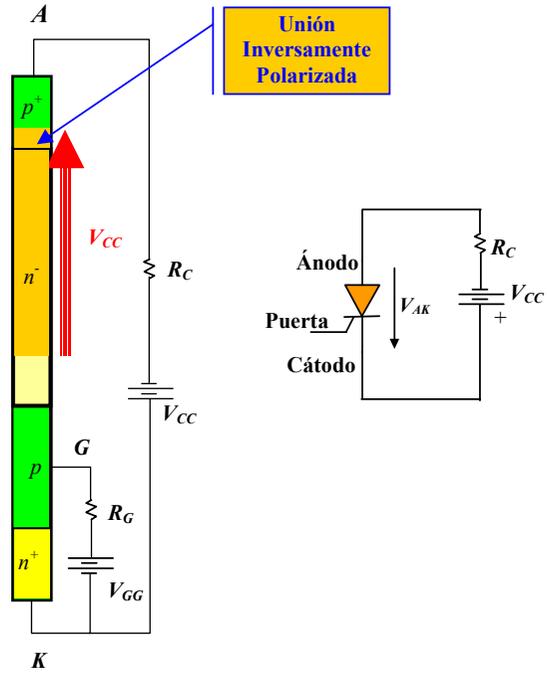
Sección de un SCR para potencias muy elevadas

INTRODUCCIÓN. Característica Estática del SCR



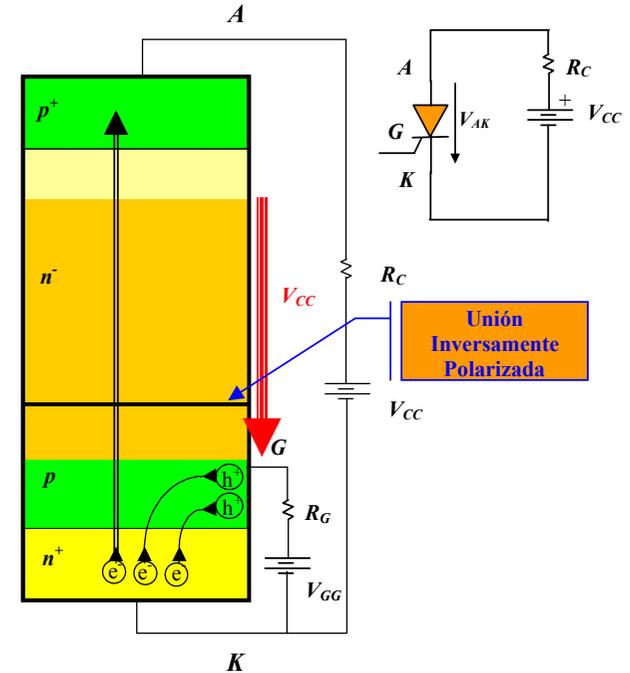
Característica Estática del SCR

FUNCIONAMIENTO DEL SCR. Polarización Inversa



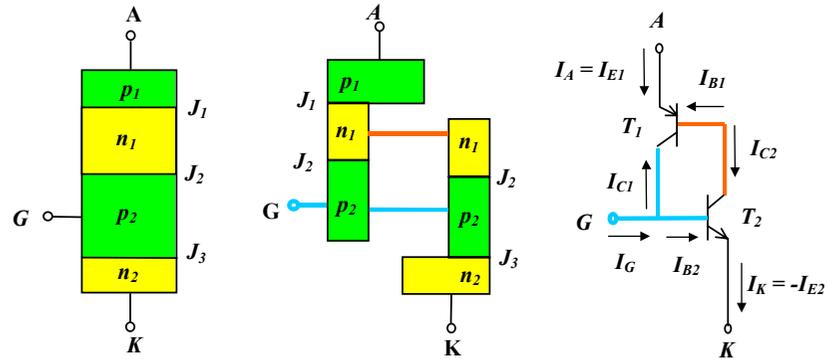
SCR polarizado Inversamente

FUNCIONAMIENTO DEL SCR. Polarización Directa



SCR polarizado Directamente

FUNCIONAMIENTO DEL SCR. Mecanismo de Cebado



a) SCR Simplificado b) SCR como dos Transistores c) Circuito Equivalente

Para el transistor *pnp*: $I_{C1} = -\alpha_1 \cdot I_{E1} - I_{CO1}$ (a)

Y para el transistor *npn*: $I_{C2} = -\alpha_2 \cdot I_{E2} + I_{CO2}$ (b)

Como: $I_K = -I_{E2} = I_A + I_G$ (c)

$I_A = I_{E1}$ (d)

Sustituyendo (c) y (d) en (a) y (b) respectivamente, se obtiene:

$I_{C1} = -\alpha_1 \cdot I_A - I_{CO1}$ (e)

$I_{C2} = \alpha_2 \cdot (I_A + I_G) + I_{CO2}$ (f)

Teniendo en cuenta que la suma de corrientes en T_1 es cero, se obtiene:

$I_A + I_{C1} = I_{C2}$ (g)

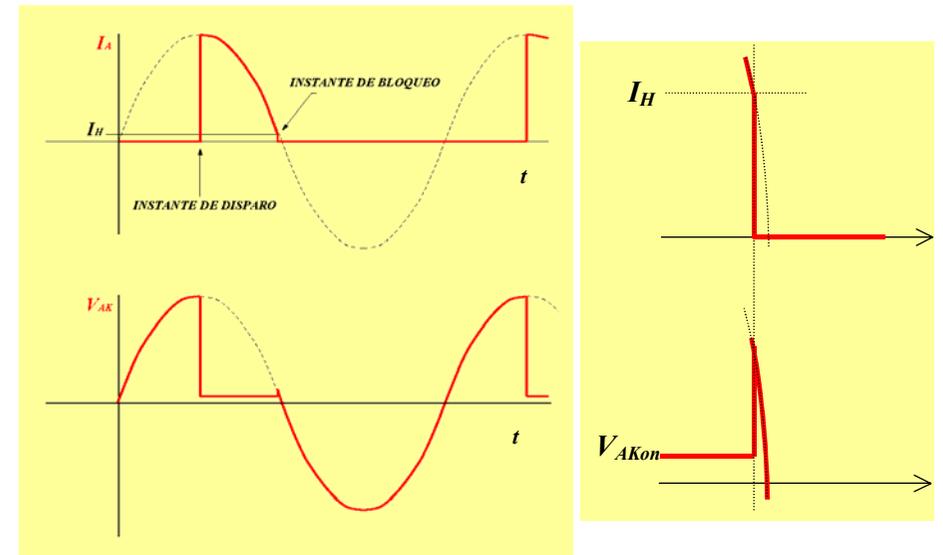
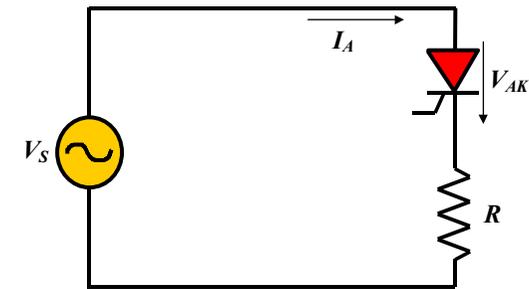
Y, sustituyendo I_{C1} e I_{C2} en (g) por sus valores dados por sus respectivas expresiones (e) y (f), se obtiene:

$I_A - \alpha_1 I_A - I_{CO1} = \alpha_2 (I_A + I_G) + I_{CO2}$ (h)

Finalmente, se despeja I_A en (h) y se obtiene:

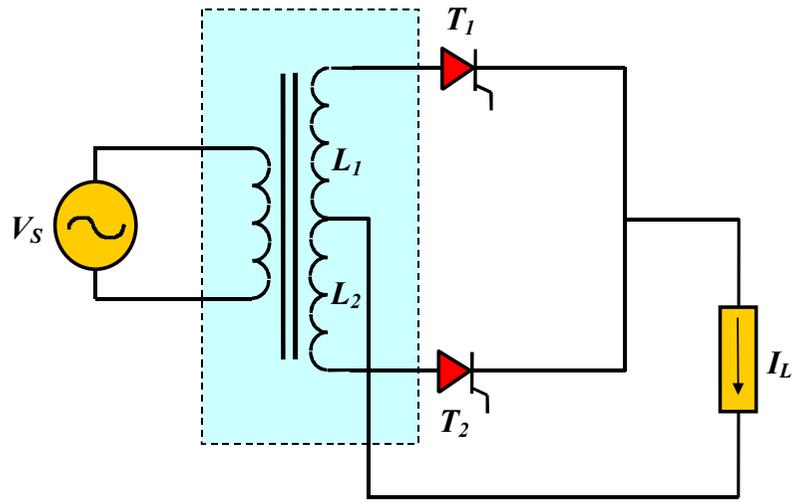
$$I_A = \frac{I_G \alpha_1 + I_{CO1} + I_{CO2}}{1 - \alpha_1 - \alpha_2}$$

RELACIÓN DEL BLOQUEO DEL SCR CON SU CIRCUITO EXTERNO



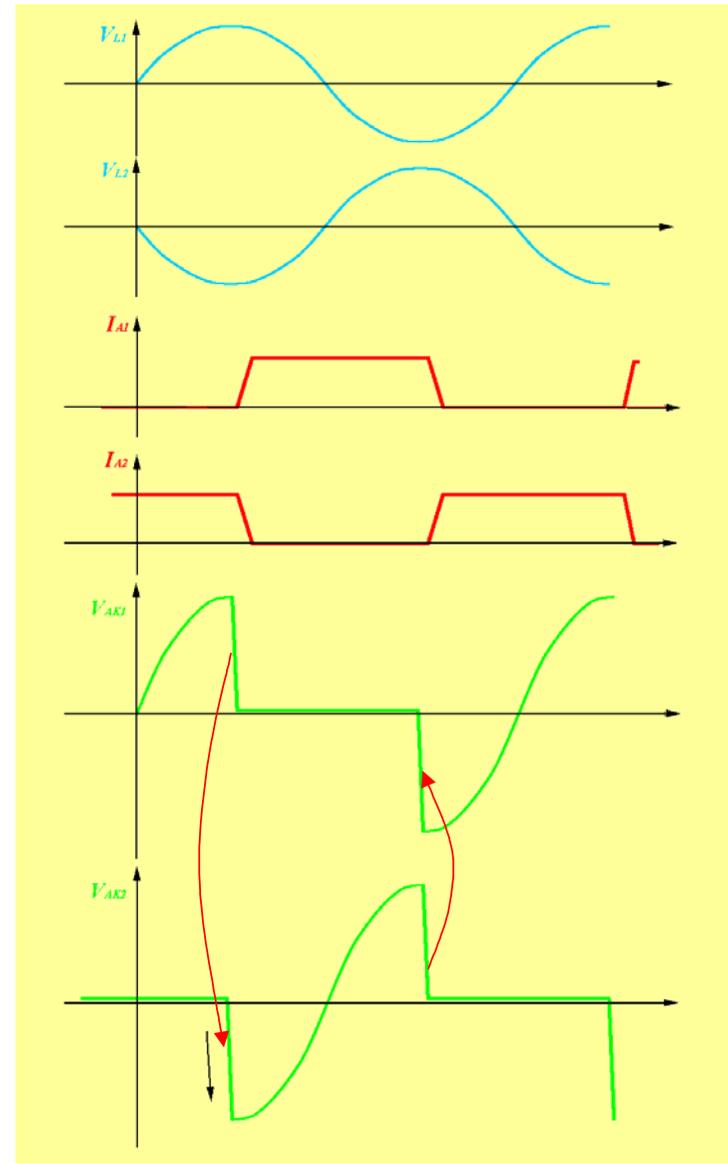
Circuito Simple de SCR con Bloqueo Estático. Frecuencias Bajas

RELACIÓN DEL BLOQUEO DEL SCR CON SU CIRCUITO EXTERNO



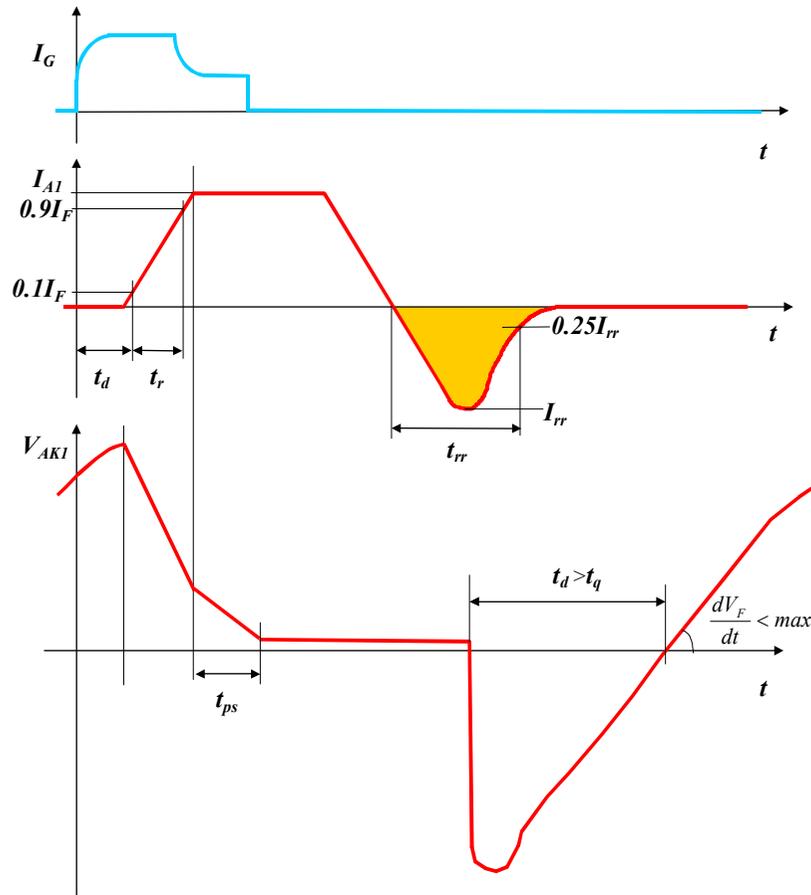
Circuito Rectificador con Bloqueo Dinámico

RELACIÓN DEL BLOQUEO DEL SCR CON SU CIRCUITO EXTERNO



Formas de Onda del Circuito con Bloqueo Dinámico

CARACTERÍSTICAS DINÁMICAS

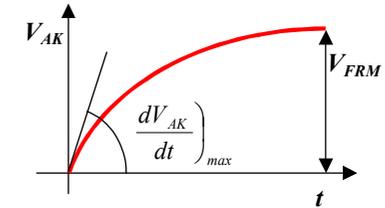


Curvas de Tensión y Corriente del SCR durante la Conmutación

FORMAS DE PROVOCAR EL DISPARO DEL SCR

1. Corriente de Puerta.
2. Elevada tensión Ánodo-Cátodo ($V_{AK} > V_{DWM}$). Ruptura
3. Aplicación de tensión Ánodo-Cátodo positiva antes de que el proceso de bloqueo haya terminado ($t < t_q$)
4. Elevada derivada de la tensión Ánodo-Cátodo

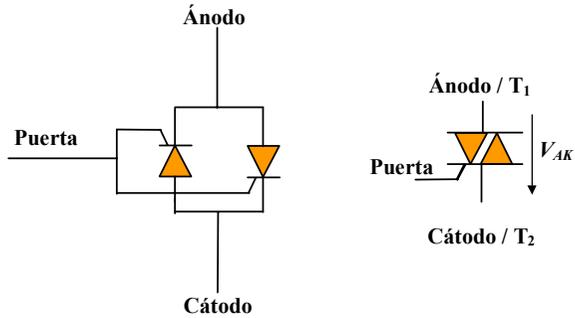
Los fabricantes definen un valor máximo



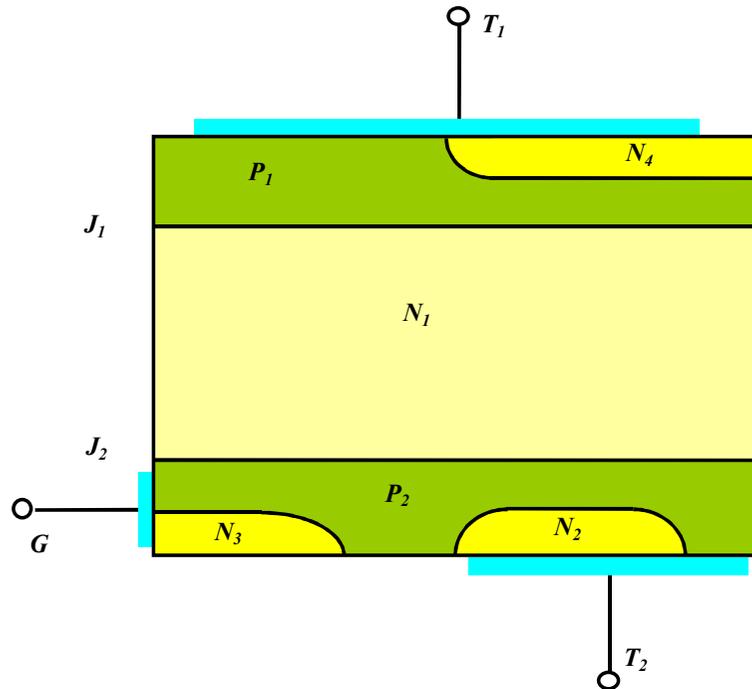
Uso de redes RC (Snubbers)

5. Temperatura elevada
Normalmente no ocurre, aunque si se produce una combinación de varias causas, podría provocarse la entrada en conducción
6. Radiación luminosa
Sólo se ocurre en los dispositivos especialmente construidos para funcionar de esta forma (LASCR)

TRIAC. Constitución y Funcionamiento

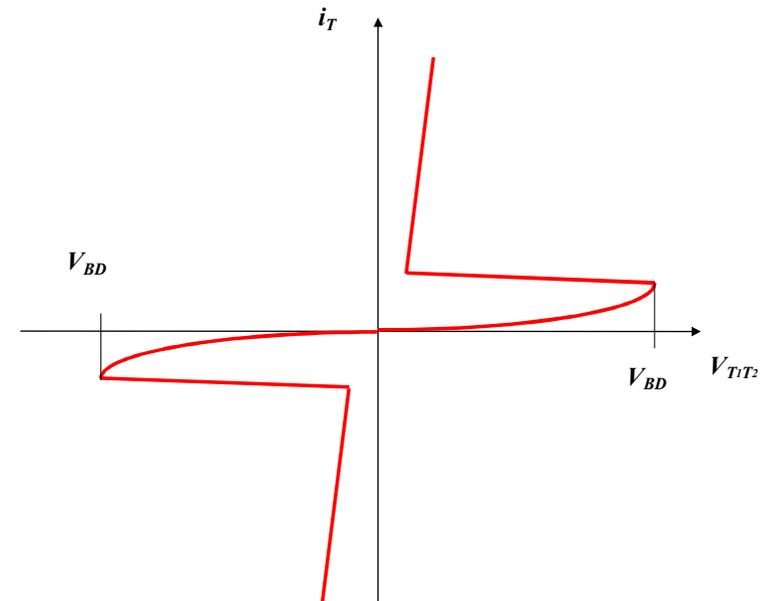


Combinación de dos SCR para formar un TRIAC. Símbolo del TRIAC

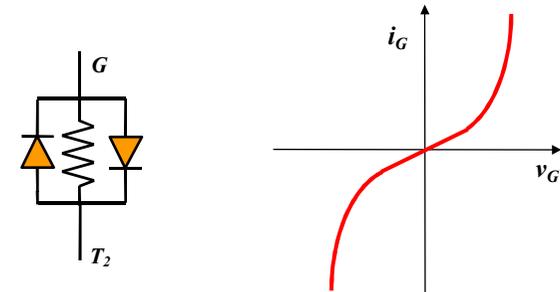


Estructura Interna del TRIAC

TRIAC. Característica Estática



Característica Estática del TRIAC



Característica de Puerta de un TRIAC

Características generales del TRIAC:

- Estructura compleja (6 capas).
- Baja velocidad y poca potencia.
- Uso como interruptor estático.

RESUMEN DE LAS CARACTERISTICAS DEL SCR

Características mas destacadas del SCR:

- Estructura de **cuatro capas** p-n alternadas.
- Directamente polarizado tiene dos estados: **cebado** y **bloqueado**. Inversamente polarizado estará bloqueado.
- Dispositivo **capaz de soportar las potencias más elevadas**. Único dispositivo capaz de soportar $I > 4000 \text{Amp.}$ ($V_{on} \approx 2-4 \text{Volt.}$) y $V > 7000 \text{Volt.}$
- Control del encendido por **corriente de puerta** (pulso). **No es posible apagarlo desde la puerta** (sí GTO tema 7). El circuito de potencia debe bajar la corriente anódica por debajo de la de mantenimiento.
- **Frecuencia máxima de funcionamiento baja**, ya que se sacrifica la velocidad (vida media de los portadores larga) para conseguir una caída en conducción lo menor posible. Su funcionamiento se centra en aplicaciones a frecuencia de red.
- La **derivada de la corriente anódica** respecto al tiempo en el momento del cebado debe limitarse para dar tiempo a la expansión del plasma en todo el cristal evitando la focalización de la corriente.
- La **derivada de la tensión ánodo cátodo** al reaplicar tensión positiva debe limitarse para evitar que vuelva a cebarse. También se debe esperar un tiempo mínimo para reaplicar tensión positiva.

TEMA 6. TRANSISTOR BIPOLAR DE PUERTA AISLADA (IGBT)

6.1. INTRODUCCIÓN

6.2. TECNOLOGÍAS DE FABRICACIÓN Y CURVA CARACTERÍSTICA I-V

6.3. FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOR IGBT

6.3.1. Estado de Bloqueo

6.3.2. Estado de Conducción

6.4. EFECTO DE CEBADO DEL TIRISTOR PARÁSITO INTERNO DEL IGBT (LATCH UP)

6.4.1. Efecto del Latch up

6.4.2. Métodos para Evitar el Efecto del Latch up

6.5. CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

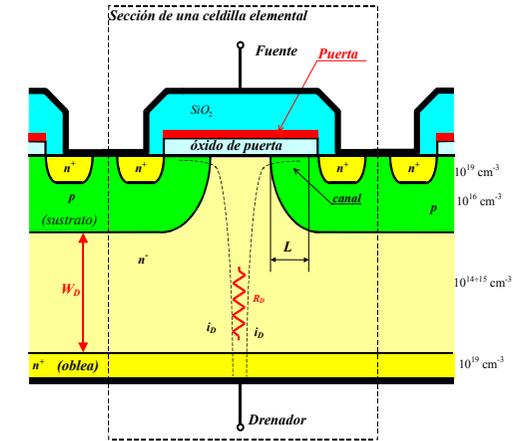
6.5.1. Encendido

6.5.2. Apagado

6.6. ÁREA DE OPERACIÓN SEGURA

6.7. CARACTERÍSTICAS Y VALORES LÍMITE DEL IGBT

INTRODUCCIÓN

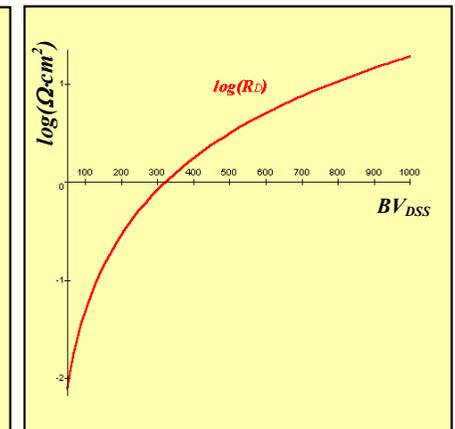
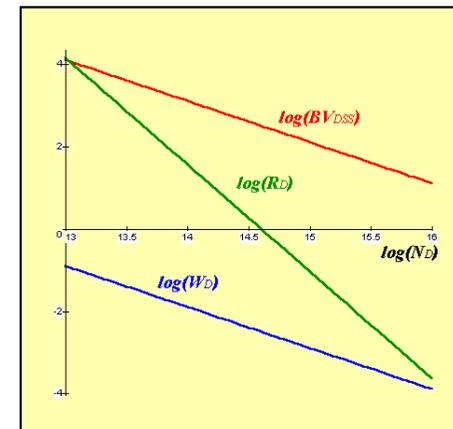


Transistor D-MOS

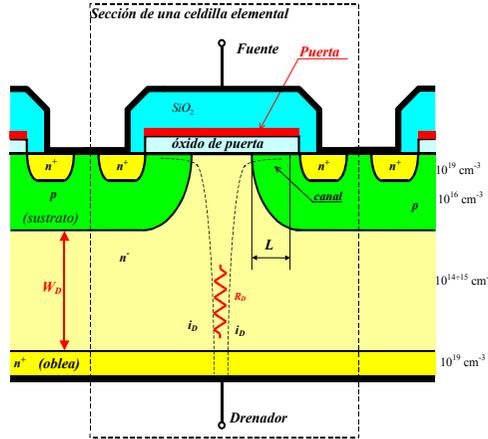
En un Transistor MOS para conseguir altas tensiones (BV_{DSS}):

- Para un dopado N_D , la máxima tensión de ruptura es: $BV_{DSS} \approx \frac{1.3 \cdot 10^{17}}{N_D}$
- La zona de depleción tiene un espesor: $W_D \approx 1 \cdot 10^{-5} \cdot BV_{DSS}$ (cm)
- La resistividad específica es: $R_D \cdot A \approx 3 \cdot 10^{-7} \cdot BV_{DSS}^{2.5+2.7}$ ($\Omega \cdot \text{cm}^2$)

Gráficamente:



INTRODUCCIÓN

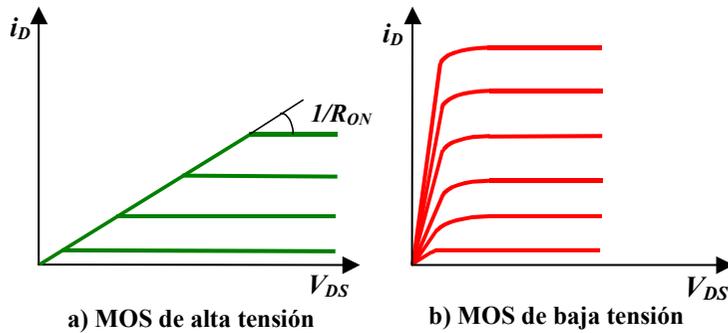


Transistor D-MOS

En un Transistor MOS para conseguir tensiones (BV_{DSS}) elevadas, R_D tendrá un valor elevado al ser N_D necesariamente bajo y el espesor W_D grande.

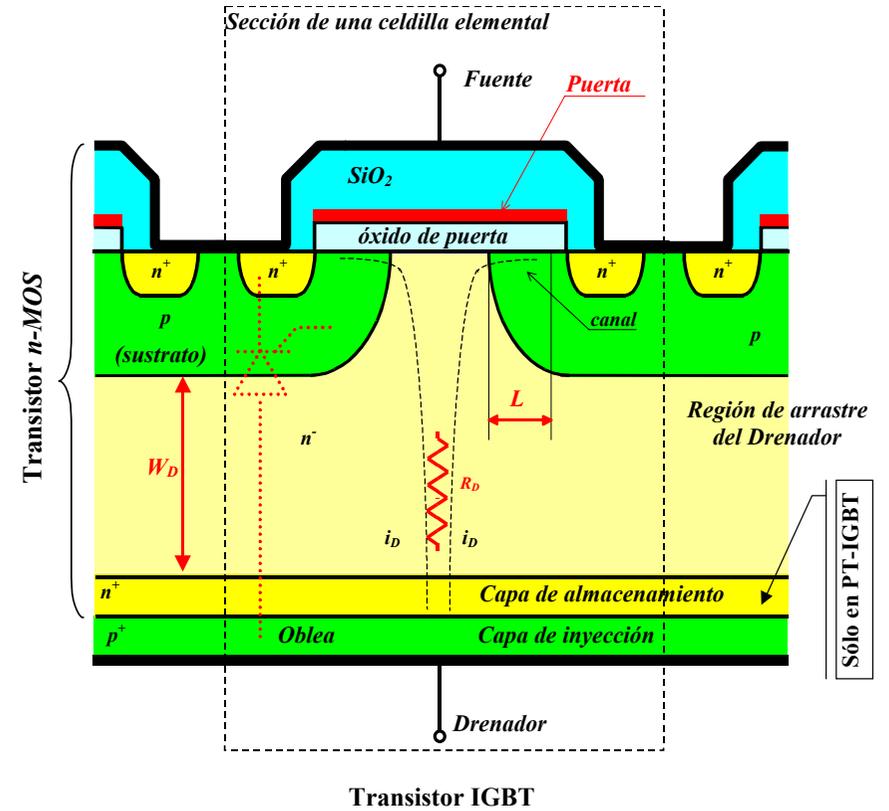
La caída en conducción será: $i_D \cdot R_{ON}$ Donde R_{ON} será la suma de las resistividades de las zonas atravesadas por la corriente de drenador (incluyendo la de canal).

Si la BV_{DSS} del dispositivo es mayor que 200 o 300 Voltios La resistencia de la capa n^- (R_D) es mucho mayor que la del canal.



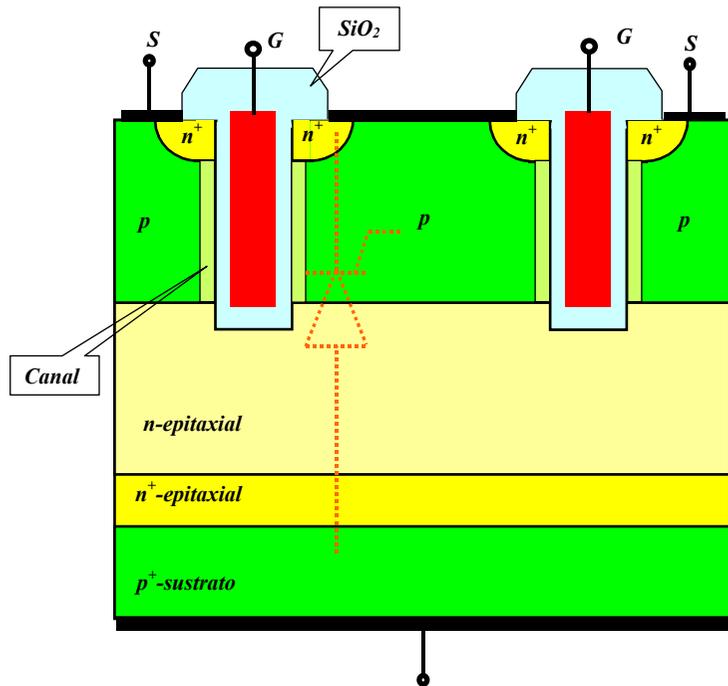
TECNOLOGÍAS DE FABRICACIÓN

- Aparece en década de los 80
- Entrada como MOS, Salida como BJT
- Velocidad intermedia (MOS-BJT)
- Tensiones y corrientes mucho mayores que MOS (1700V-400Amp)
- Geometría y dopados análogos a MOS (con una capa n^- mas ancha y menos dopada)
- Soporta tensiones inversas (no diodo en antiparalelo). No el PT
- Tiristor parásito no deseado
- Existen versiones canal n y canal p

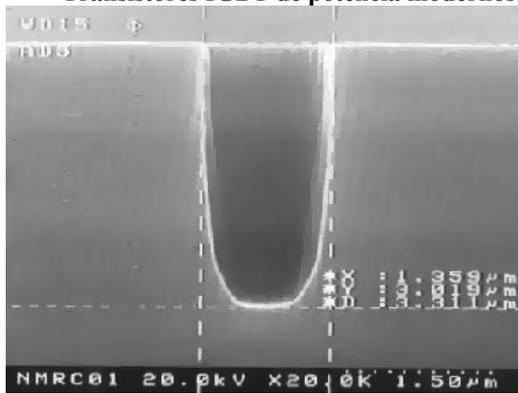


Transistor IGBT

TECNOLOGÍAS DE FABRICACIÓN. TRANSISTOR EN TRINCHERA (TRENCHED)

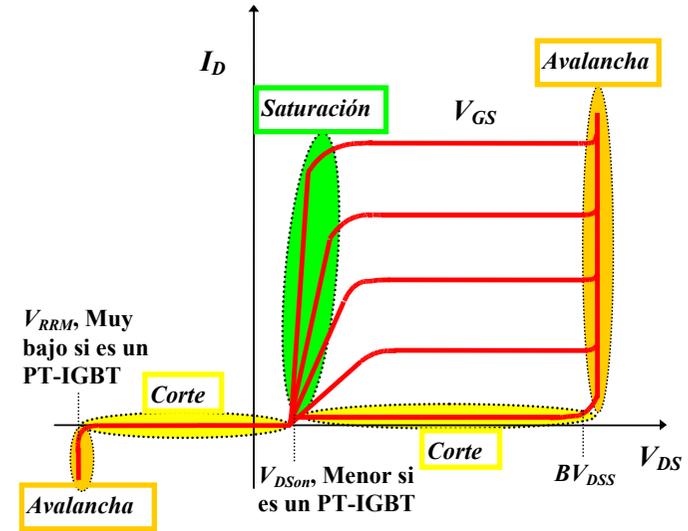


Transistores IGBT de potencia modernos: "Transistores en Trinchera"

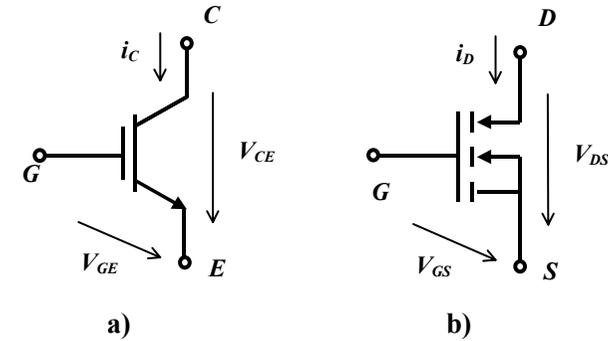


Microfotografía de una sección de la puerta de un transistor IGBT tipo Trenched

TRANSISTOR IGBT. CURVA CARACTERISTICA Y SIMBOLOS



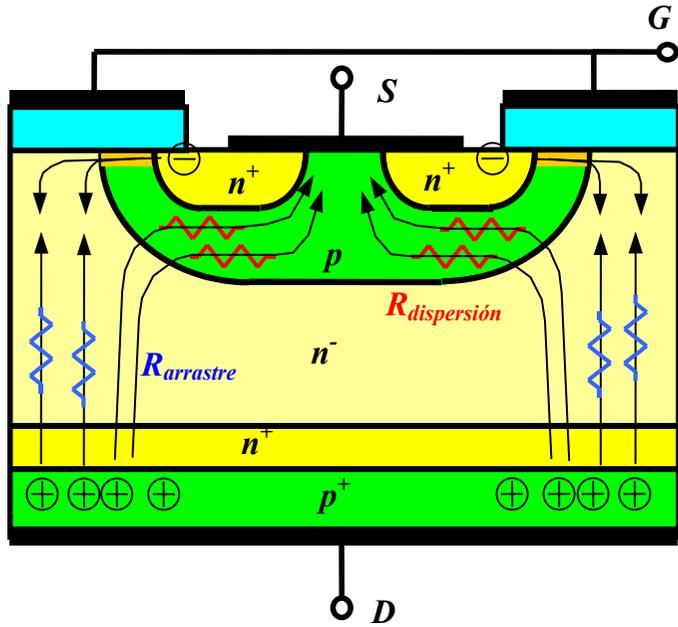
Curva Característica Estática de un Transistor IGBT de Canal n



Representación Simbólica del Transistor IGBT. a) Como BJT, b) Como MOSFET

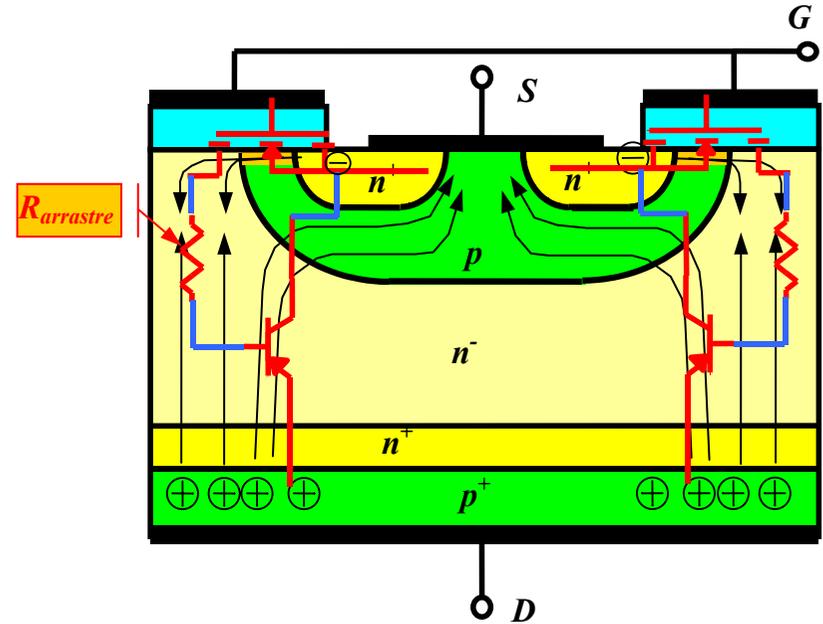
FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOR IGBT

El comportamiento cortado es análogo al MOS cortado. En conducción será:

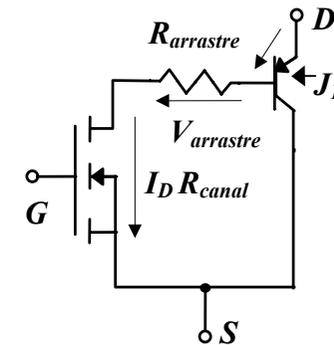


Sección Vertical de un IGBT. Caminos de Circulación de la Corriente en Estado de Conducción

FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOR IGBT

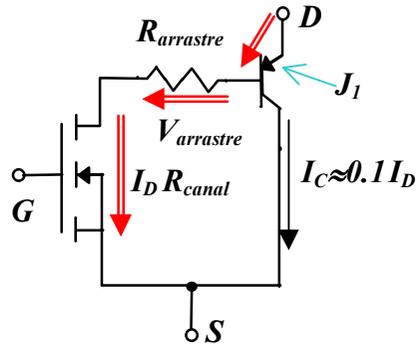


Sección Vertical de un IGBT. Transistores MOSFET y BJT Internos a la Estructura del IGBT



Circuito Equivalente aproximado del IGBT.

FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOR IGBT



Circuito Equivalente aproximado del IGBT.

Comparación $V_{DS(on)}$ MOS-IGBT para la misma BV_{DSS}

$$V_{DS(on)} = V_{J1} + I_D R_{canal} + I_D R_{arrastre}$$

$$V_{J1} = 0.7 \div 1 \text{ Volt.}$$

$$R_{canal} = R_{canal} (MOS)$$

$$R_{arrastre} (IGBT) \ll R_{arrastre} (MOS)$$

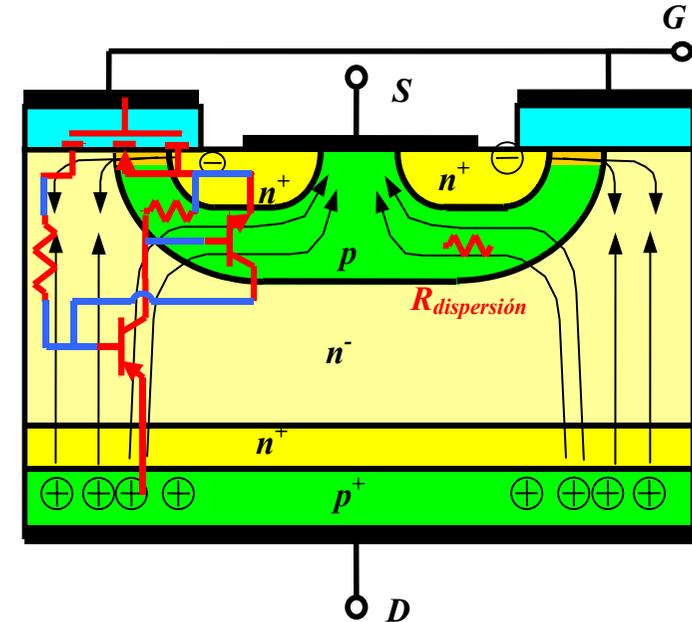
Debido a la inyección de huecos desde p^+

Esta resistencia es **menor aún si es PT-IGBT**, ya que para soportar la misma tensión puede ser casi la mitad de ancha.

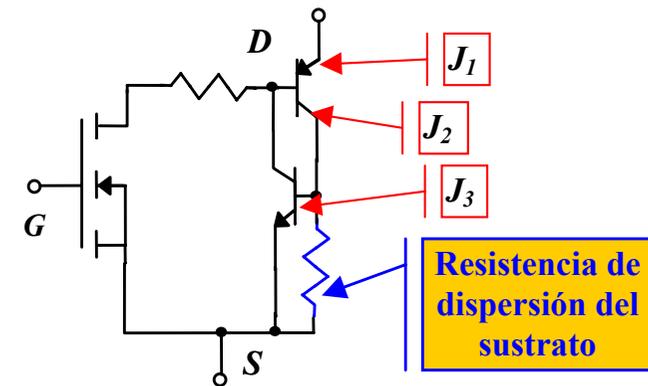
(además en los **PT-IGBT** la tensión V_{J1} es menor al estar más dopadas las capas que forman la unión)

- La caída total es menor en el IGBT para tensiones a partir de 600V. (1.6V para 1.200 Voltios)
- En el mercado existen IGBTs de 600, 1.200, 1.700, 2.200 y 3.300 Voltios
- Hay anunciados IGBTs de 6.500 Voltios

FUNCIONAMIENTO DEL TRANSISTOR IGBT

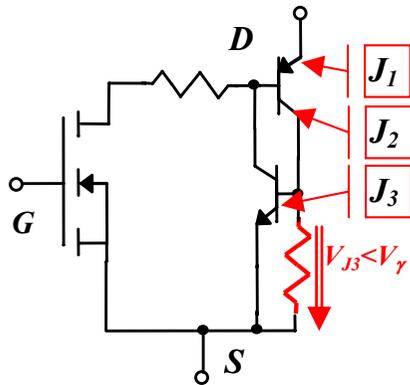


Sección Vertical de un IGBT. Transistores MOSFET y BJT Internos a la Estructura del IGBT



Circuito Equivalente del IGBT que Contempla el Tiristor Parásito

EFFECTO DE CEBADO DEL TIRISTOR PARÁSITO INTERNO DEL IGBT (LATCH UP)



- Si $V_{J3} > V_{\gamma}$ el transistor *npn* entra en conducción y activa el SCR.
 \Rightarrow Pérdida de control desde puerta
 \equiv latch-up estático ($I_D > I_{Dmax}$).
- Si se corta muy rápido, el MOS es mucho más rápido que el BJT y aumenta la fracción de la corriente que circula por el colector del *p-BJT*, esto aumenta momentáneamente V_{J3} , haciendo conducir el SCR.
 \equiv latch-up dinámico.

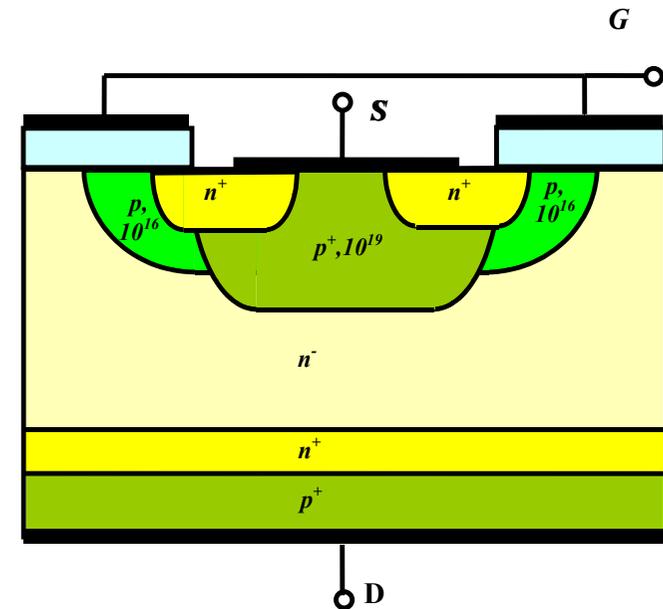
Debe evitarse porque se pierde el control del dispositivo desde la puerta

Entrada en conducción del SCR parásito

Métodos para evitar el Latch-up en IGBT's:

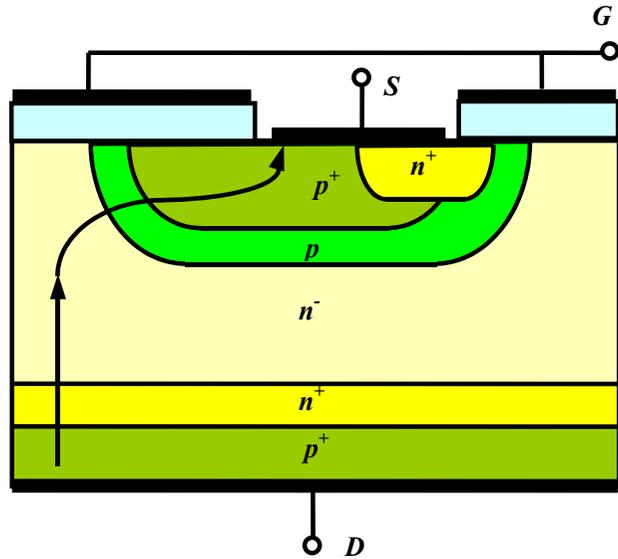
- El usuario:**
 - Limitar I_D máxima al valor recomendado por el fabricante.
 - Limitar la variación de V_{GS} máxima al valor recomendado por el fabricante (ralentizando el apagado del dispositivo).
- El fabricante:** En general intentará disminuir la resistencia de dispersión de sustrato del dispositivo:
 - Hacer L lo menor posible
 - Construir el sustrato como dos regiones de diferente dopado
 - Eliminar una de las regiones de fuente en las celdillas.

EFFECTO DE CEBADO DEL TIRISTOR PARÁSITO INTERNO DEL IGBT (LATCH UP). Métodos para Evitar el Efecto del Latch up



Técnica para evitar el Latchup en los Transistores IGBT's. Modificación del Dopado y Profundidad del Sustrato

EFFECTO DE CEBADO DEL TIRISTOR PARÁSITO INTERNO DEL IGBT (LATCH UP) . Métodos para Evitar el Efecto del Latch up

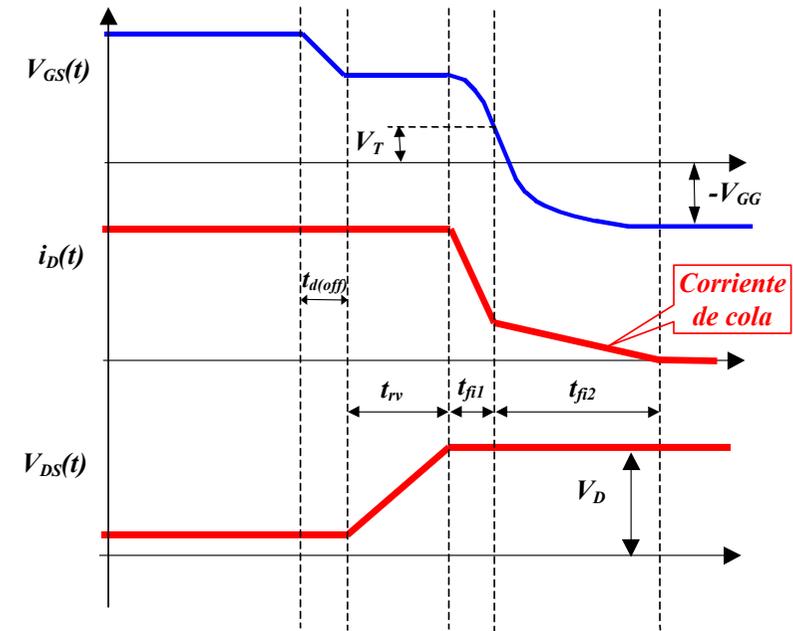


Técnicas para evitar el Latchup en los Transistores IGBT's. Estructura de bypass de la Corriente de Huecos

- Es un procedimiento muy eficaz.
- Disminuye la transconductancia del dispositivo.

CARACTERÍSTICAS DE CONMUTACIÓN

El encendido es análogo al del MOS, en el apagado destaca la corriente de “cola”:

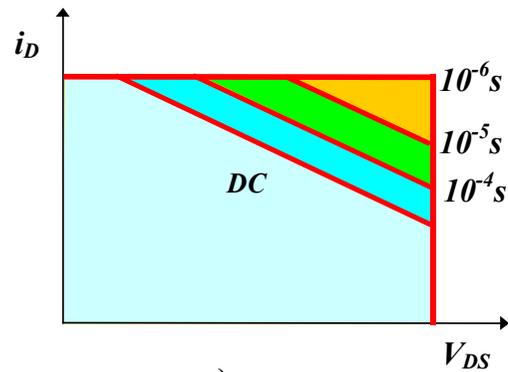


Formas de Onda Características de la Tensión y Corriente en el Apagado de un Transistor IGBT conmutando una carga inductiva (no comienza a bajar I_d hasta que no sube completamente V_d)

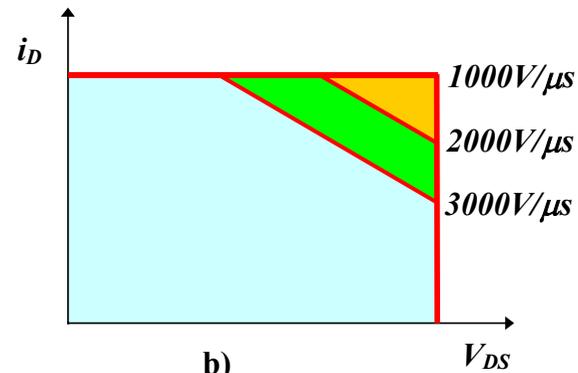
La **corriente de cola** se debe a la conmutación más lenta del BJT, debido a la carga almacenada en su base (huecos en la región n^-).

- Provoca **pérdidas** importantes (corriente relativamente alta y tensión muy elevada) y **limita la frecuencia** de funcionamiento.
- La corriente de cola, al estar compuesta por huecos que circulan por la resistencia de dispersión, es la **causa del “latch up” dinámico**.
- Se puede **acelerar** la conmutación del BJT disminuyendo la **vida media** de los huecos en dicha capa (creando centros de recombinación). Tiene el inconveniente de producir más **pérdidas en conducción**. \Rightarrow Es necesario un compromiso.
- En los **PT-IGBT** la capa n^+ se puede construir con una vida media corta y la n^- con una vida media larga, así el exceso de huecos en n^- se difunde hacia la capa n^+ dónde se recombinan (efecto sumidero), disminuyendo más rápido la corriente.

ÁREA DE OPERACIÓN SEGURA



a)



b)

Área de Operación Segura SOA de un Transistor IGBT. a) SOA directamente Polarizada (FBSOA) b) SOA Inversamente Polarizada (RBSOA)

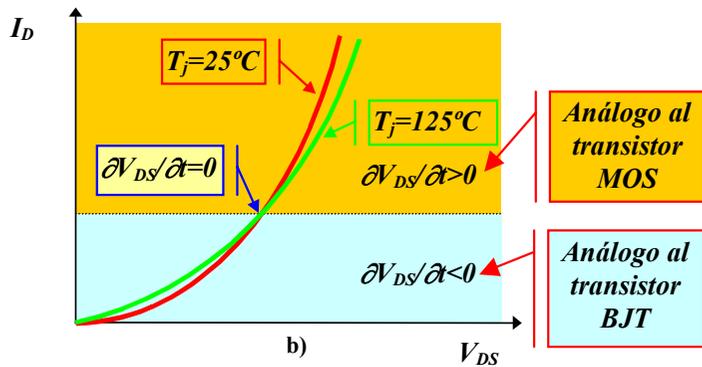
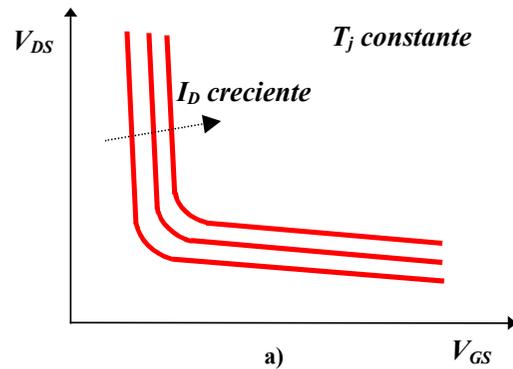
- I_{Dmax} , es la máxima corriente que no provoca latch up.
- V_{DSmax} , es la tensión de ruptura de la unión B-C del transistor bipolar.
- Limitado térmicamente para corriente continua y pulsos duraderos.
- La RBSOA se limita por la $\partial V_{DS}/\partial t$ en el momento del corte para evitar el latch-up dinámico

CARACTERÍSTICAS Y VALORES LÍMITE DEL IGBT

- I_{Dmax} Limitada por efecto **Latch-up**.
- V_{GSmax} Limitada por el **espesor del óxido de silicio**.
- Se diseña para que cuando $V_{GS} = V_{GSmax}$ la corriente de cortocircuito sea entre 4 a 10 veces la nominal (zona activa con $V_{DS}=V_{max}$) y pueda soportarla durante unos 5 a 10 μs . y pueda actuar **una protección electrónica** cortando desde puerta.
- V_{DSmax} es la tensión de ruptura del transistor *pn*p. Como α es muy baja, será $V_{DSmax}=BV_{CB0}$ Existen en el mercado IGBTs con valores de 600, 1.200, 1.700, 2.100 y 3.300 voltios. (anunciados de 6.5 kV).
- La temperatura máxima de la unión suele ser de **150°C** (con SiC se esperan valores mayores)
- Existen en el mercado IGBTs encapsulados que soportan hasta **400 o 600 Amp**.
- La tensión V_{DS} apenas varía con la temperatura \Rightarrow Se pueden **conectar en paralelo** fácilmente \Rightarrow Se pueden conseguir grandes corrientes con facilidad, p.ej. 1.200 o 1.600 Amperios.

En la actualidad es el **dispositivo mas usado** para potencias entre **varios kW** y un **par de MW**, trabajando a frecuencias desde **5 kHz** a **40kHz**.

CARACTERÍSTICAS Y VALORES LÍMITE DEL IGBT

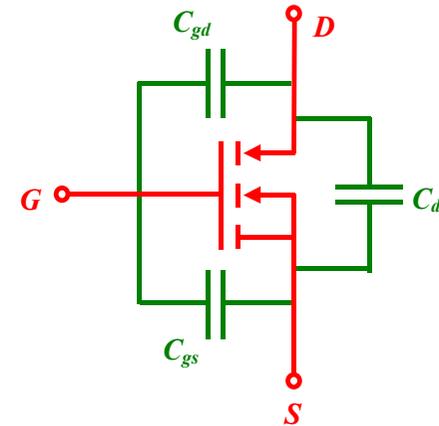


a) Efecto de V_{GS} y la corriente de drenador sobre la caída en conducción (Pérdidas en conducción). \Rightarrow Uso de V_{GS} máximo (normalmente=15V).

b) Efecto de la corriente de drenador sobre la derivada de la caída en conducción respecto a la temperatura.

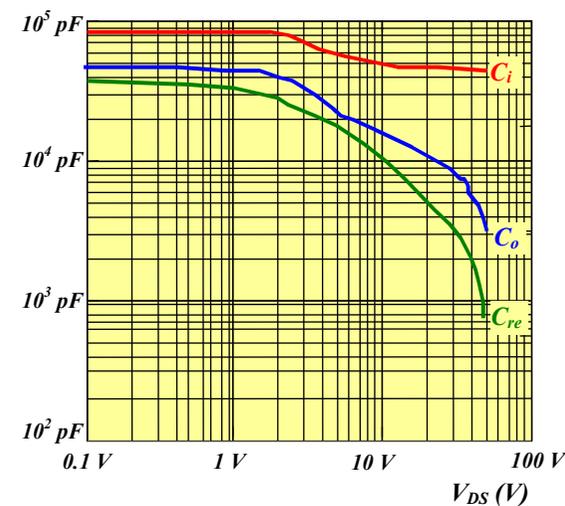
- Derivadas positivas permiten conexión en paralelo.
- Para funcionamiento de dispositivos aislados es preferible una derivada negativa, ya que al subir la corriente, sube la temperatura disminuyendo la caída de potencial (suben menos las pérdidas).
- En los **PT-IGBT**, la corriente nominal suele quedar por debajo del límite (siempre derivadas negativas) en los **NPT-IGBT**, se suele trabajar en zona de derivada positiva.

CARACTERÍSTICAS Y VALORES LÍMITE DEL IGBT



Las capacitancias que aparecen en los catálogos suelen ser:

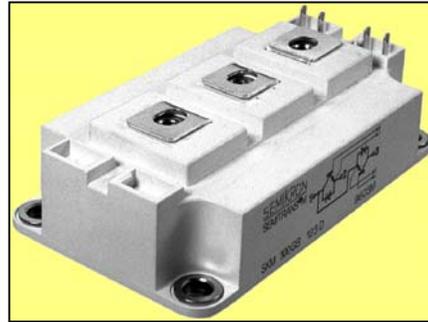
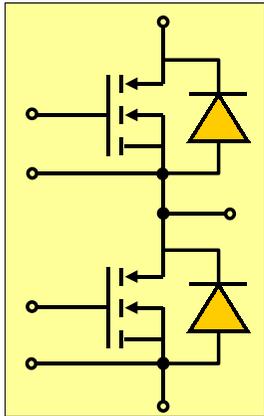
- C_{re} o C_{miller} : es la C_{gd} .
- C_i , Capacidad de entrada: es la capacidad suma de C_{gd} y C_{gs} . (Medida manteniendo V_{DS} a tensión constante).
- C_o , Capacidad de salida: es la capacidad suma de C_{gd} y C_{ds} . (Medida manteniendo V_{GS} a tensión constante).



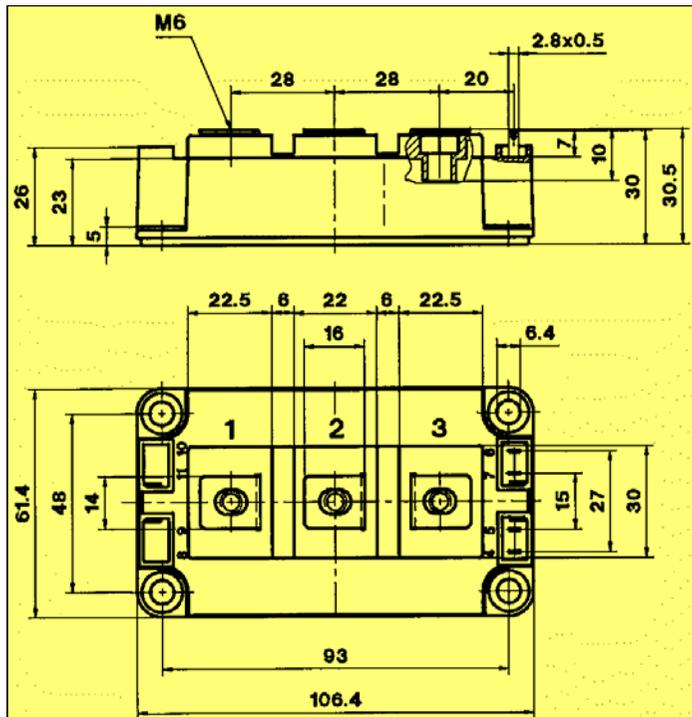
Efecto de la tensión V_{DS} sobre las capacitancias medidas en un transistor IGBT.

Puede observarse que cuando está cortado son mucho menores que cuando está conduciendo

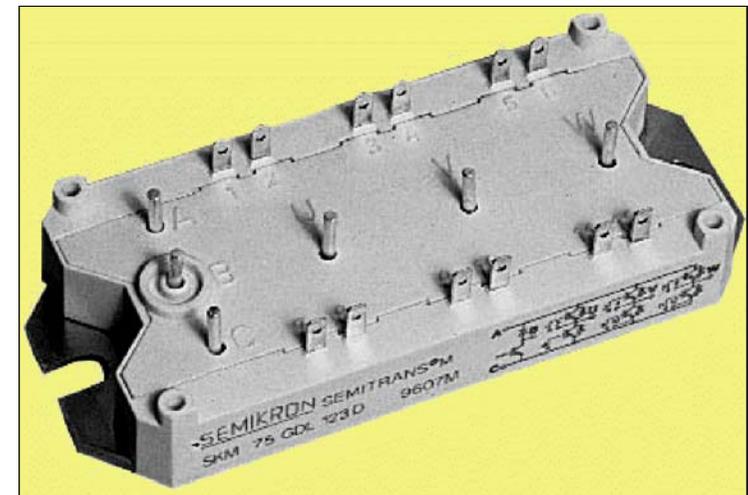
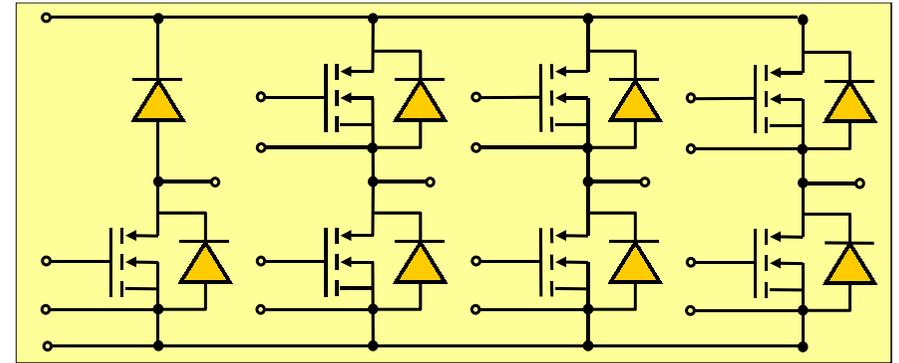
CARACTERÍSTICAS Y VALORES LÍMITE DEL IGBT



Módulo Semipunte 1200V, 400Amp



CARACTERÍSTICAS Y VALORES LÍMITE DEL IGBT



Módulo con 7 IGBT's encapsulados. 1200V, 75Amp
105x45x18mm

TEMA 7. TIRISTORES DE APAGADO POR PUERTA

7.1. INTRODUCCIÓN

7.2. ESTRUCTURA Y FUNCIONAMIENTO DEL GTO

7.3. ESPECIFICACIONES DE PUERTA EN EL GTO

7.4. CONMUTACIÓN DEL GTO

7.4.1. Encendido del GTO

7.4.2. Apagado del GTO

7.5. MÁXIMA CORRIENTE ANÓDICA CONTROLABLE POR CORRIENTE DE PUERTA

7.6. OTROS DISPOSITIVOS DE APAGADO DESDE LA PUERTA.

7.6.1. Tiristor Controlado por Puerta Integrada: IGCT.

7.6.2. Tiristor Controlado por Puerta MOS: MCT

7.7. COMPARACIÓN ENTRE LOS DISPOSITIVOS DE POTENCIA.

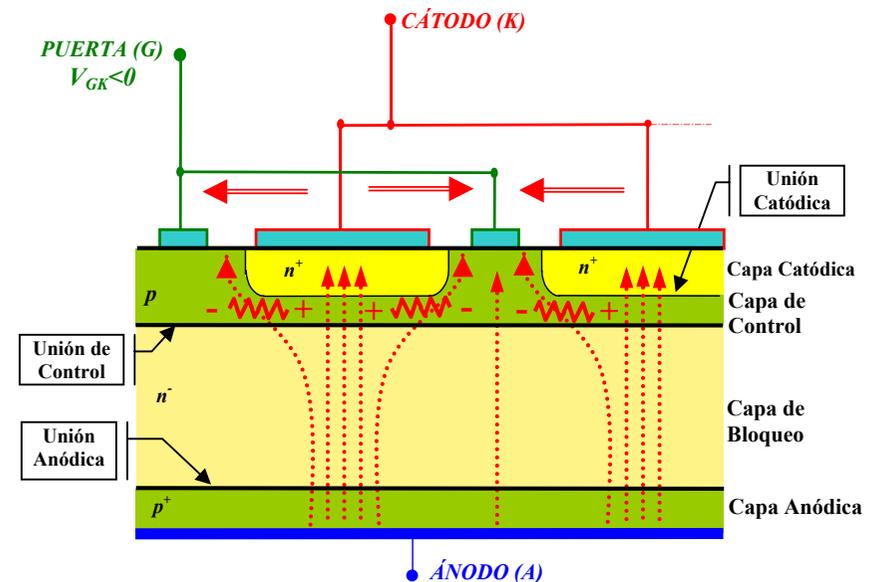
7.8. ULTIMAS TENDENCIAS EN LA FABRICACIÓN DE LOS DISPOSITIVOS DE POTENCIA

INTRODUCCIÓN

El **SCR** tiene una **caída en conducción muy baja**, pero necesita que el circuito de **potencia anule su corriente anódica**. \Rightarrow Esto ha reducido su empleo a circuitos de alterna (bloqueo natural con una conmutación por ciclo).

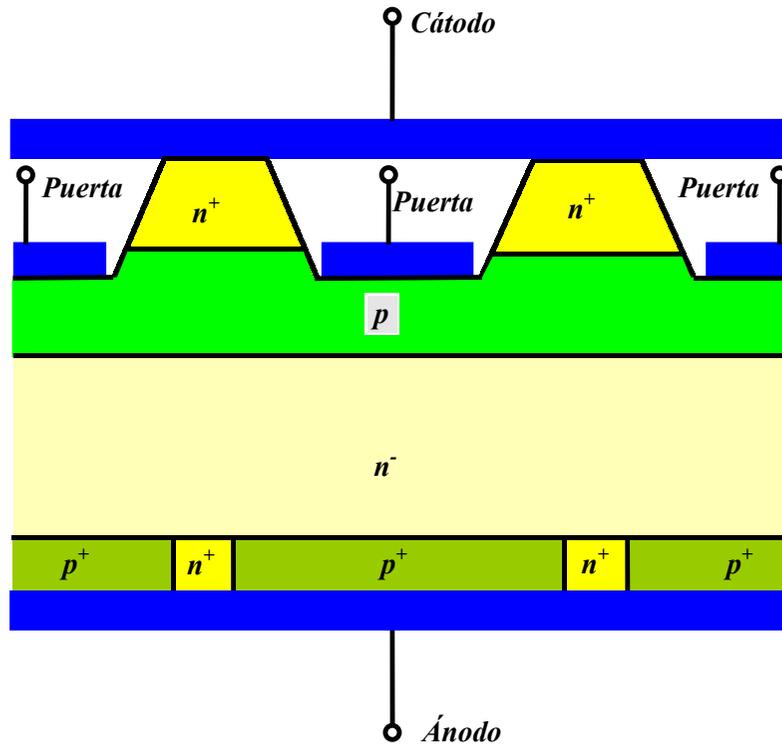
Desde los primeros años del **SCR** los fabricantes han intentado conseguir que los **SCR** pudiesen cortarse desde la puerta \Rightarrow A principios de los años 80 aparecen los primeros **GTOs**.

Porqué no puede cortarse un **SCR** desde puerta?



Al aplicar una tensión negativa en la puerta ($V_{GK} < 0$), circula una corriente saliente por la puerta. Aparece una focalización de la corriente anódo-cátodo hacia el centro de la difusión n^+ catódica debido a la tensión lateral. Esta corriente polariza directamente la zona central de la unión catódica, **manteniendo al SCR en conducción**.

ESTRUCTURA DEL GTO

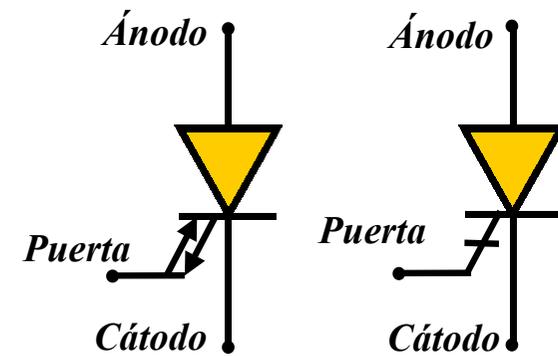
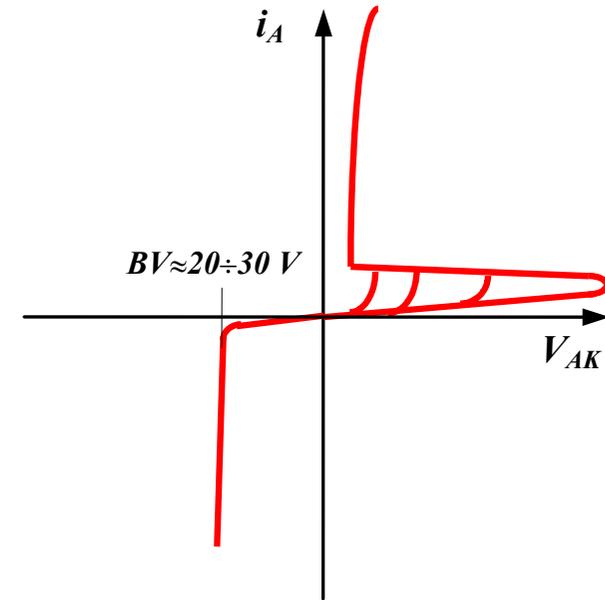


Sección de un GTO:

Las principales **diferencias con el SCR** son:

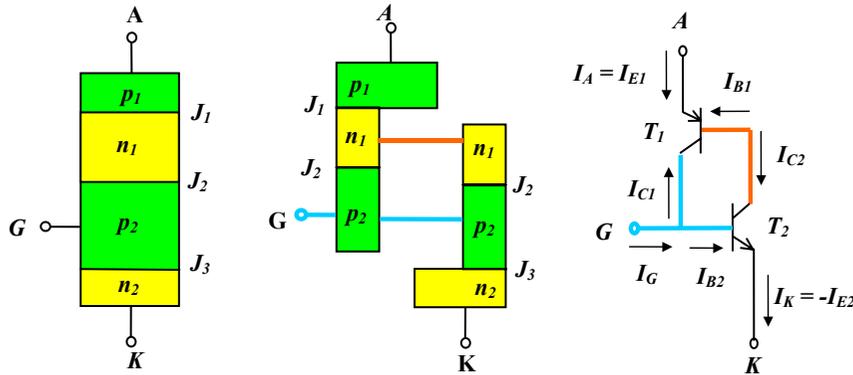
- Interconexión de capas de control (más delgada) y catódicas, minimizando distancia entre puerta y centro de regiones catódicas y aumentando el perímetro de las regiones de puerta.
- Ataque químico para acercar el contacto de puerta al centro de las regiones catódicas.
- Regiones n^+ que cortocircuitan regiones anódicas:
 - Acelerar el apagado
 - Tensión inversa de ruptura muy baja

CARACTERÍSTICA ESTÁTICA DEL GTO



Característica estática y símbolos de GTO's

FUNCIONAMIENTO DEL GTO



Al **cebarlo** por corriente entrante de puerta, tenemos exactamente el mismo proceso que en el SCR normal.

Para **bloquearlo**, será necesario sacar los transistores de saturación aplicando una corriente de puerta negativa:

$$I_{B2} = \alpha_1 I_A - I_G^- ; I_{C2} = -I_{B1} = (1 - \alpha_1) I_A$$

La **no saturación** de $T_2 \Rightarrow I_{B2} < I_{C2} / \beta_2$ donde $\beta_2 = \alpha_2 / (1 - \alpha_2)$ sustituyendo las ecuaciones anteriores en la desigualdad obtenemos:

$$I_{B2} < \frac{I_{C2} \cdot (1 - \alpha_2)}{\alpha_2} = \frac{(1 - \alpha_1) \cdot (1 - \alpha_2)}{\alpha_2} \cdot I_A ;$$

$$I_{B2} = \alpha_1 \cdot I_A - I_G^- < \frac{(1 - \alpha_1) \cdot (1 - \alpha_2)}{\alpha_2} \cdot I_A$$

luego: $I_G^- > \frac{I_A}{\beta_{off}}$,

dónde β_{off} es la **ganancia de corriente** en el momento del corte y vendrá expresada por:

$$\beta_{off} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2 - 1}$$

FUNCIONAMIENTO DEL GTO

Para conseguir cortar el GTO, con una corriente soportable por la puerta, debe ser $\beta_{off} = \frac{\alpha_2}{\alpha_1 + \alpha_2 - 1}$ lo mayor posible, para ello debe ser: $\alpha_2 \approx 1$ (lo mayor posible) y $\alpha_1 \approx 0$ (lo menor posible).

$\Rightarrow \alpha_2 \approx 1$ implica que la base de T_2 (capa de control) sea estrecha y tenga una **vida media de los huecos muy corta**. La primera condición es normal en SCR de alta tensión, la segunda no, porque ocasiona un aumento de las pérdidas en conducción. Para conseguir una buena ganancia β_{off} será necesario asumir unas pérdidas en conducción algo mayores.

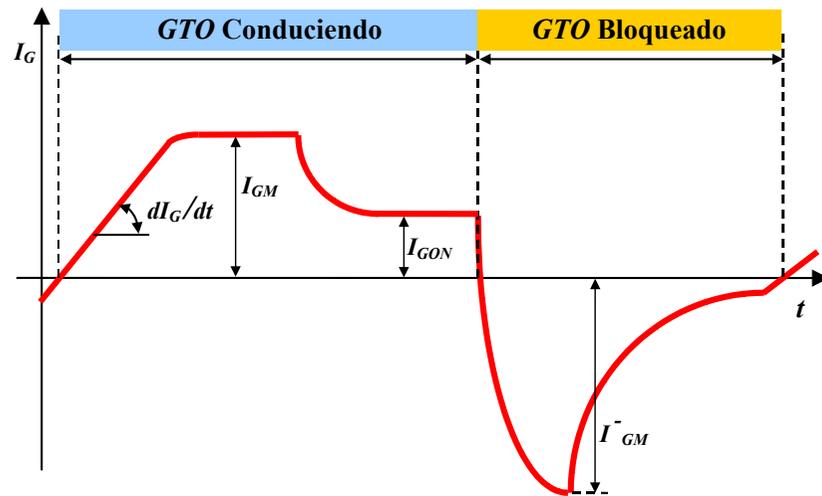
$\Rightarrow \alpha_1 \approx 0$ implica que la base de T_1 (capa de bloqueo) sea ancha y tenga una **vida media de los huecos muy corta**. La primera condición es normal en SCR de alta tensión, la segunda no, porque ocasiona un aumento de las pérdidas en conducción.

Para conseguir una buena ganancia β_{off} será necesario asumir unas pérdidas en conducción algo mayores.

Los **cortocircuitos anódicos** evitan estas pérdidas extras, al quitar corriente de base a T_1 disminuyendo su ganancia sin tener que disminuir la vida media.

Respecto a la **velocidad de corte de T_1** , si la vida media de los huecos es larga, el transistor se vuelve muy lento, ya que solo pueden eliminarse por recombinación al no poder difundirse hacia las capas p circundantes por estar llenas de huecos. Los cortocircuitos anódicos aceleran la conmutación de T_1 al poder extraerlos (**a costa de no soportar tensión inversa**).

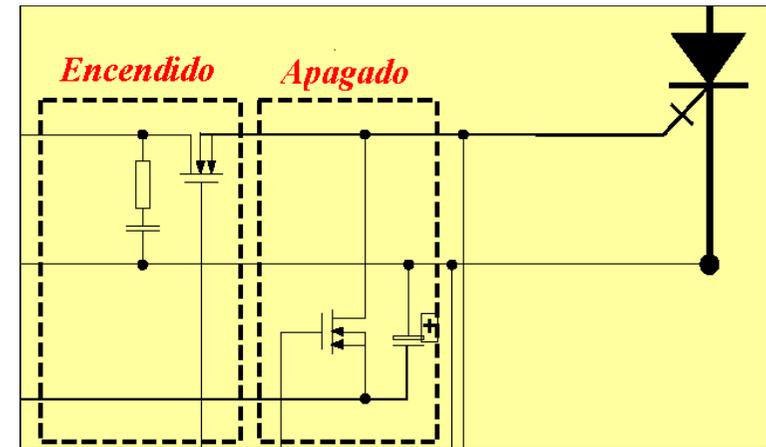
ESPECIFICACIONES DE PUERTA DEL GTO



Formas de Onda de la Corriente de Puerta

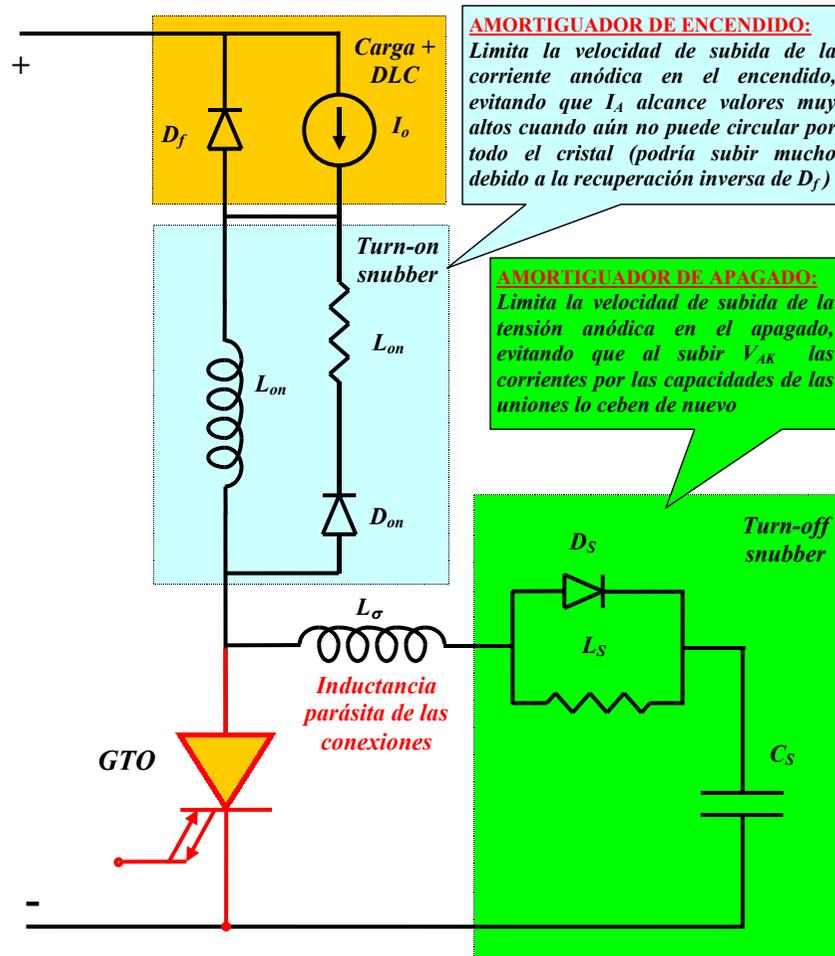
- Para entrar en conducción**, se necesita una subida rápida y valor I_{GM} suficientes para poner en conducción todo el cristal. Si sólo entra en conducción una parte y circula toda la corriente, se puede dañar. Nótese que si sólo entra en conducción una parte bajará la tensión ánodo-cátodo y el resto de celdillas que forman el cristal no podrán entrar en conducción.
- Cuando se ha establecido la conducción se deja una corriente I_{GON} de **mantenimiento** para asegurar que no se corta espontáneamente. (Tiene menos ganancia que el SCR).
- Para cortar** el GTO se aplica una corriente $I_G^- = I_A/\beta_{off}$ muy grande, ya que β_{off} es del orden de 5 a 10.
- Esta corriente negativa **se extingue al cortarse** el SCR, pero debe mantenerse una tensión negativa en la puerta para evitar que pudiera entrar en conducción esporádicamente.

CIRCUITO DE EXCITACIÓN DE PUERTA DEL GTO



Se necesita una fuente de tensión con toma media.

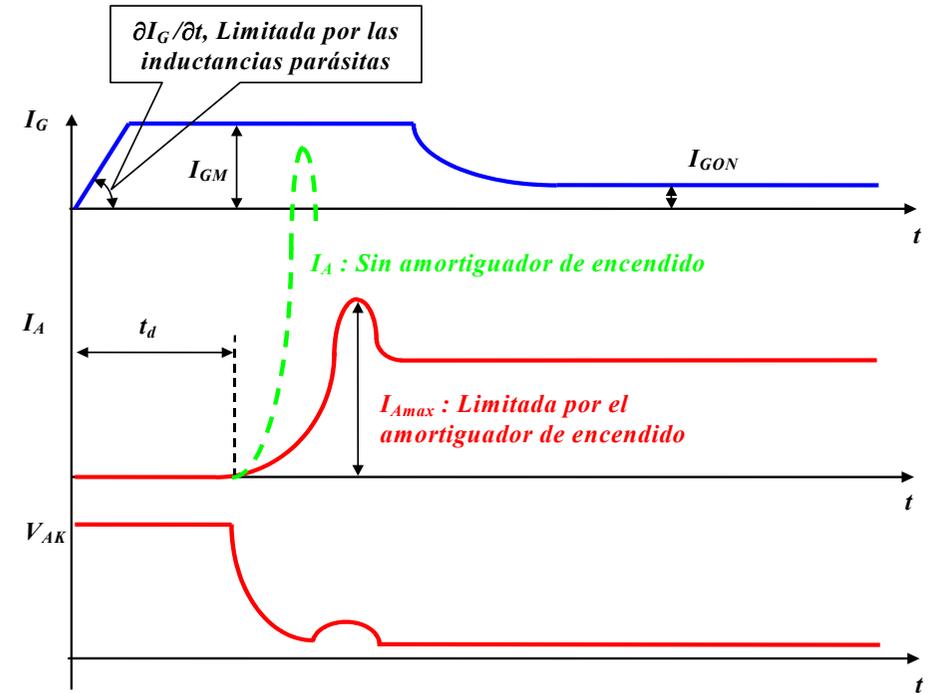
CONMUTACIÓN DEL GTO



Circuito para el Estudio de la Conmutación del GTO:

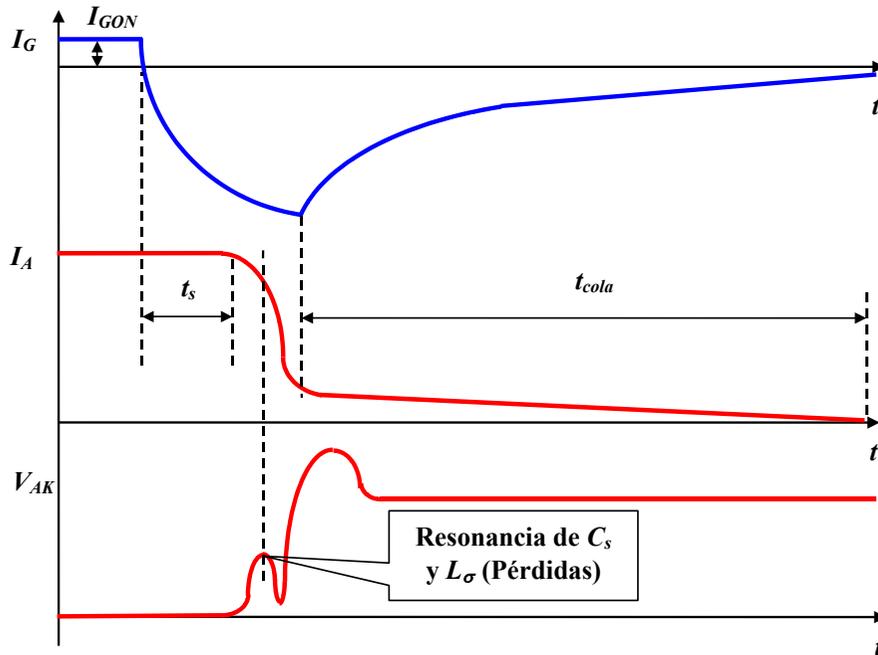
Al no poder hacerlo funcionar sin estos componentes auxiliares, vamos a estudiar la conmutación del GTO sobre este circuito completo.

CONMUTACIÓN DEL GTO. ENCENDIDO POR CORRIENTE POSITIVA DE PUERTA



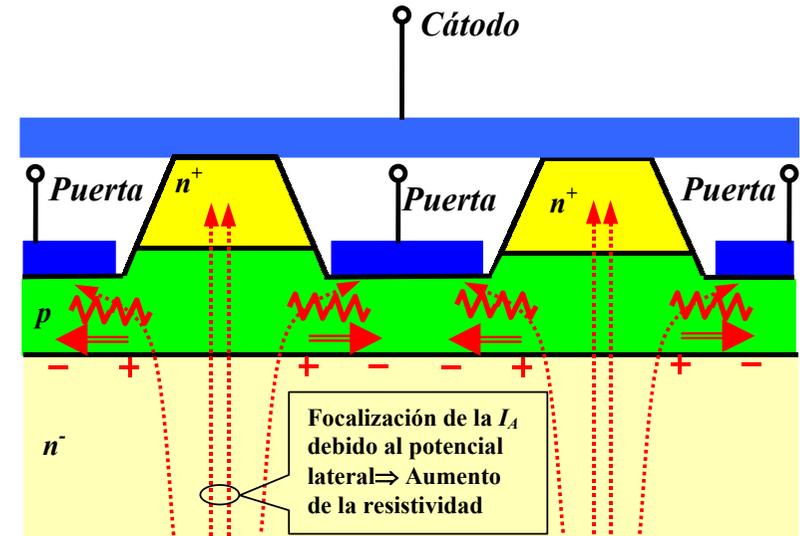
Formas de Onda en el Encendido del GTO

CONMUTACIÓN DEL GTO. APAGADO POR CORRIENTE NEGATIVA DE PUERTA



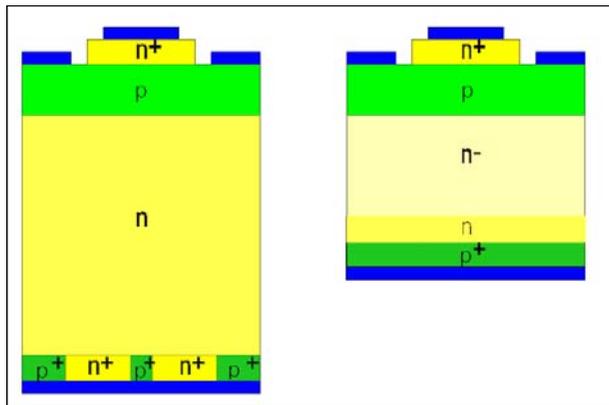
Formas de Onda en el Apagado del GTO

MÁXIMA CORRIENTE ANÓDICA CONTROLABLE POR CORRIENTE DE PUERTA EN UN GTO

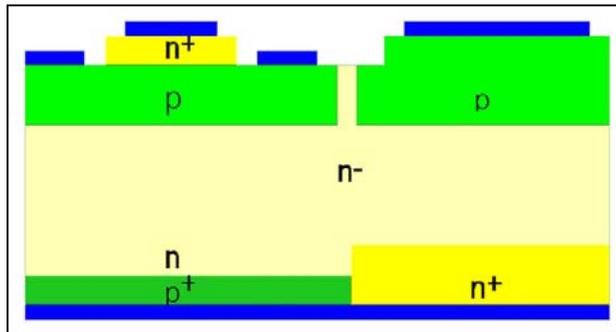


- ⇒ Al aplicar una corriente negativa por la puerta, se produce un campo lateral, que provoca que la **corriente anódica se concentre** en los puntos mas alejados de las metalizaciones de puerta.
- ⇒ Esto hace que **aumente la resistividad** de la capa de control.
- ⇒ Para que circule la corriente I_G requerida, **se necesita más tensión**.
- ⇒ Si sube I_A se necesita aún **más tensión** $-V_{GK}$.
- ⇒ Se podrá subir $-V_{GK}$ hasta la tensión de **ruptura** de la unión Puerta-Cátodo.
- ⇒ **Esta ruptura definirá la máxima corriente controlable desde la puerta**

TIRISTOR CONTROLADO POR PUERTA INTEGRADA: IGCT

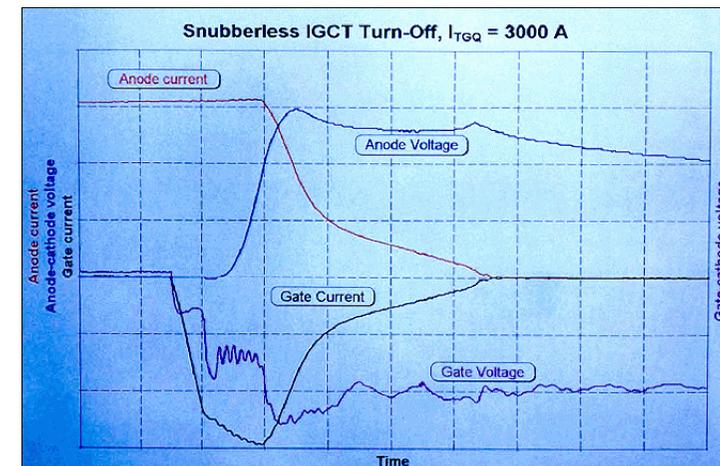
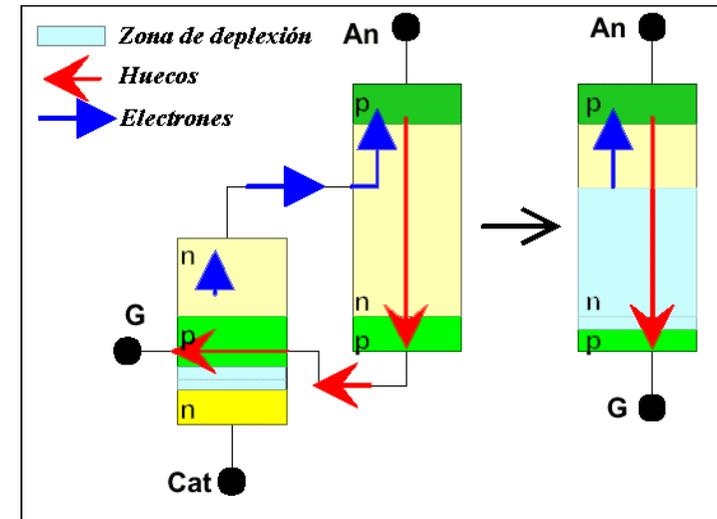


GTO y Diodo de la misma tensión de ruptura. Para integrararlos en la misma oblea, hay que hacer el diodo más ancho \Rightarrow **Más pérdidas**



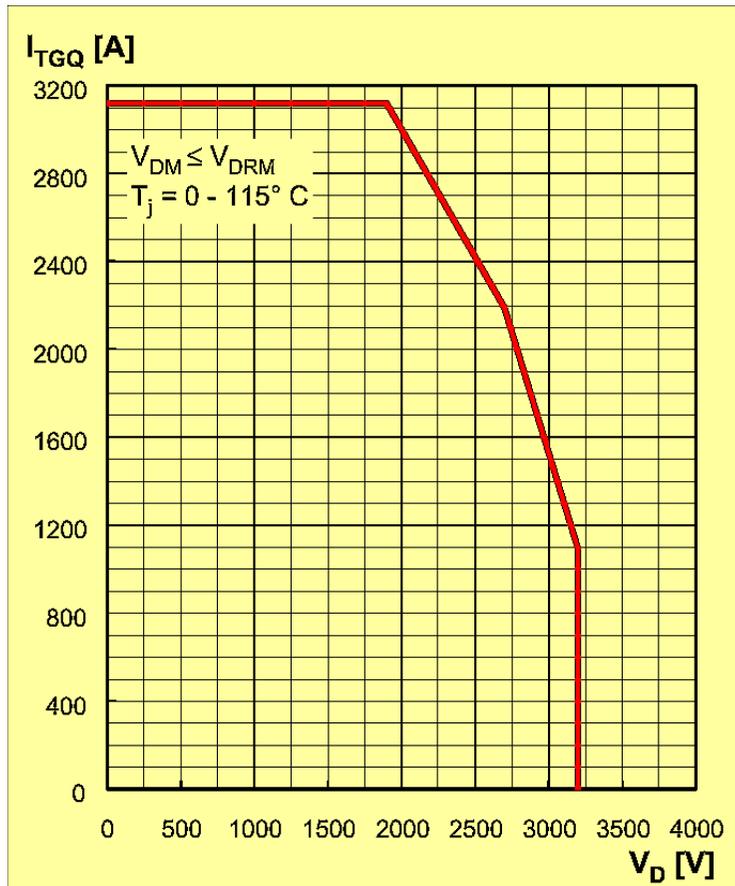
- IGCT y Diodo de la misma tensión de ruptura. **Se integran sin problemas.**
- Se suprimen los cortocircuitos anódicos, se sustituyen por una capa anódica "transparente" a los electrones (emisor del transistor pnp muy poco eficaz $\Rightarrow \alpha_1$ muy pequeña. Esto permite hacer un dispositivo PT \Rightarrow **menores pérdidas en conducción.**
- Se mejora el diseño de la puerta (con una tensión Puerta-Cátodo de sólo 20V). Apagado muy rápido \Rightarrow **menores pérdidas en conmutación.**

FUNCIONAMIENTO DEL IGCT



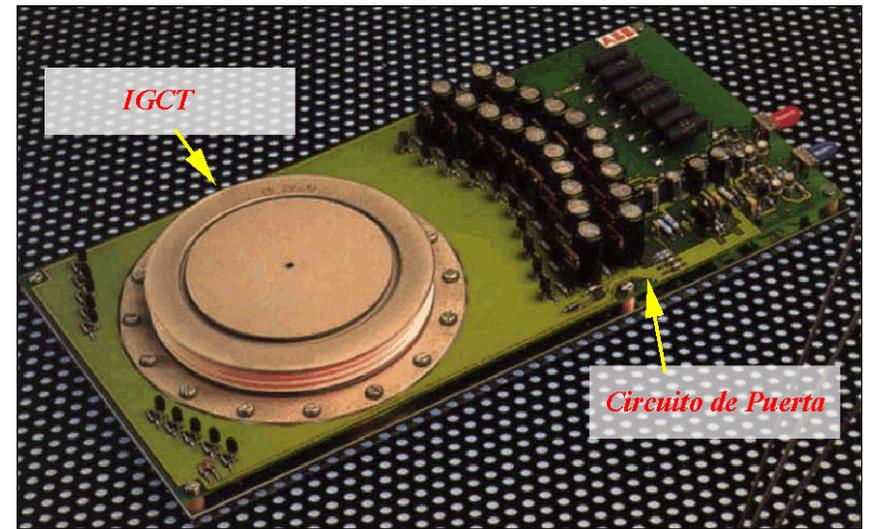
- En el IGCT, se consigue transferir **TODA** la corriente catódica a la puerta rápidamente, de forma que la unión catódica queda casi instantáneamente polarizada inversamente y el apagado del SCR queda reducido al corte del transistor npn \Rightarrow **No es necesario un amortiguador de apagado.**
- La **ganancia de puerta será 1** ya que toda la corriente anódica se transfiere a la puerta.

ZONA DE OPERACIÓN SEGURA DEL IGCT



Ejemplo de zona de operación Segura de un IGCT.
(Análoga a la de un BJT)

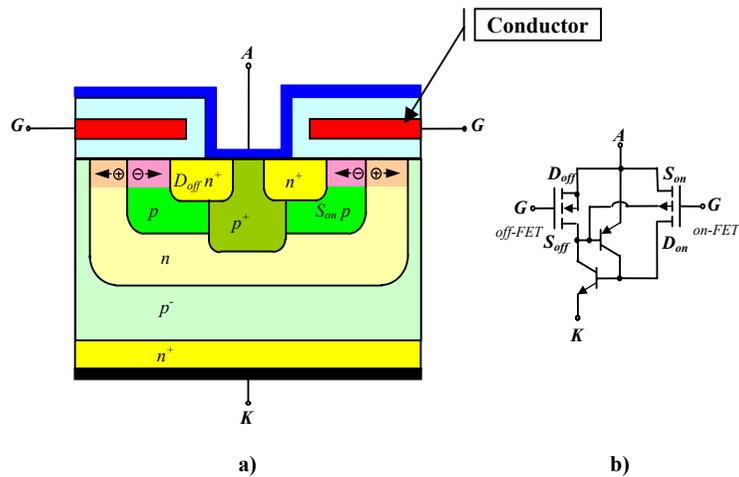
MODULO CON UN IGCT



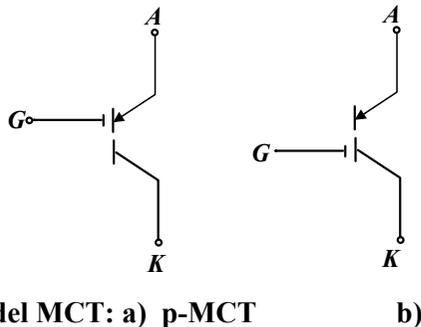
4.500V, 3.600Amp. Diámetro Oblea: 120 mm



TIRISTOR CONTROLADO POR PUERTA MOS: MCT



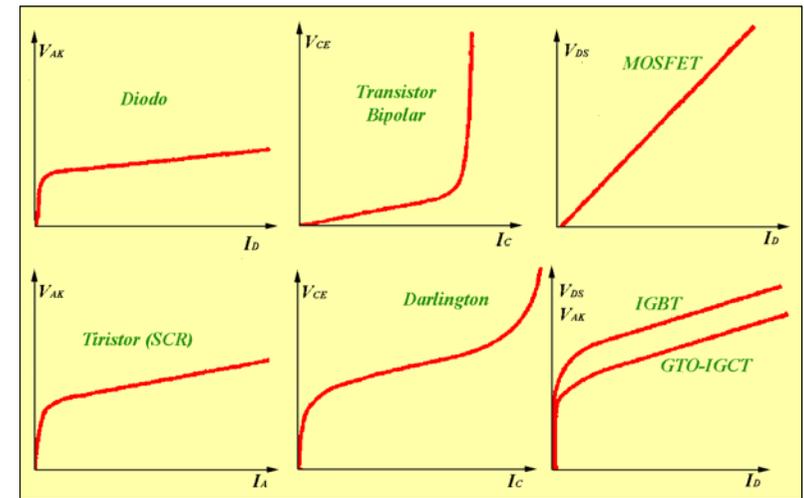
(a) Sección Transversal del p-MCT. (b) Circuito Equivalente



Símbolos del MCT: a) p-MCT b)

- Estructura formada por un SCR y dos transistores MOS (uno para encenderlo y otro para apagarlo) ⇒ **Estructura compleja**, con muchos requerimientos contradictorios.
- Comenzaron las investigaciones en 1992, en la actualidad se han **abandonado** al no poder alcanzar potencias elevadas y no ser competitivo con el MOS en bajas potencias (frecuencia menor y mayor complejidad de fabricación ⇒ mayor costo).

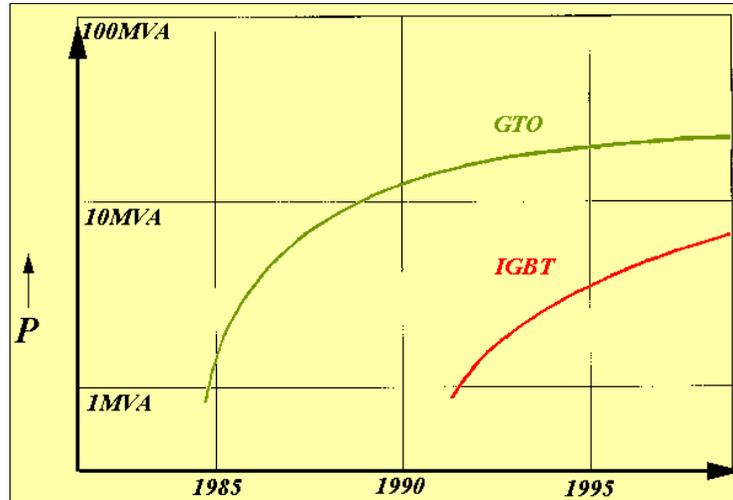
COMPARACIÓN ENTRE LOS DISPOSITIVOS DE POTENCIA



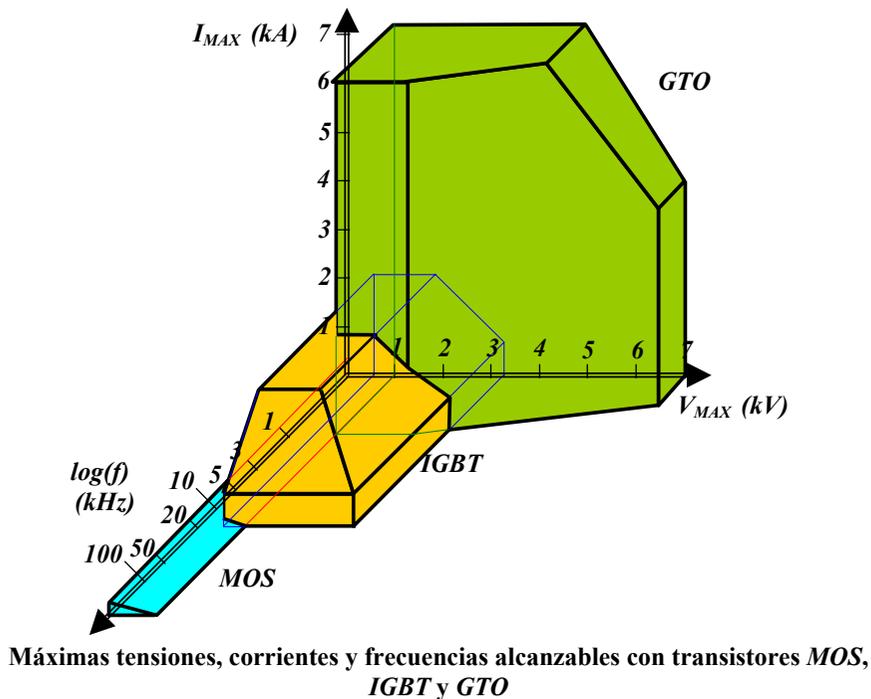
Comparación de la caída de tensión en conducción.

<u>MOS</u>	<u>IGBT</u>	<u>SCR</u>	<u>GTO</u>
➤ Fácil de controlar	➤ Área de silicio /kVA	➤ Área de silicio /kVA	➤ Muy alta tensión
➤ Velocidad	➤ Fácil de controlar	➤ Tensiones y corrientes muy altas	➤ Área de silicio /kVA
➤ Bajo coste ($V < 150V$)	➤ No "Snubber"		
➤ Salida lineal			
➤ Alto coste/kVA ($V > 300V$)	➤ Caída en conducción	➤ No se apaga desde la puerta	➤ Circuito de puerta
	➤ f_{max} 50kHz		➤ Pérdidas en Conmutación
			➤ "Snubbers"

COMPARACIÓN ENTRE DISPOSITIVOS DE POTENCIA

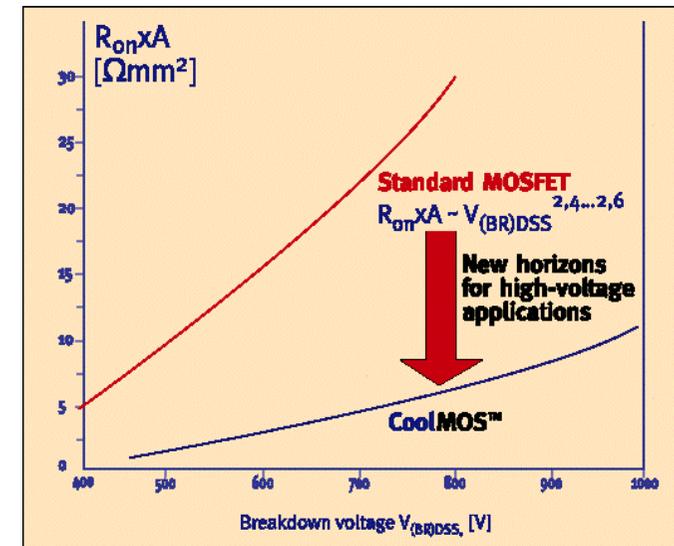
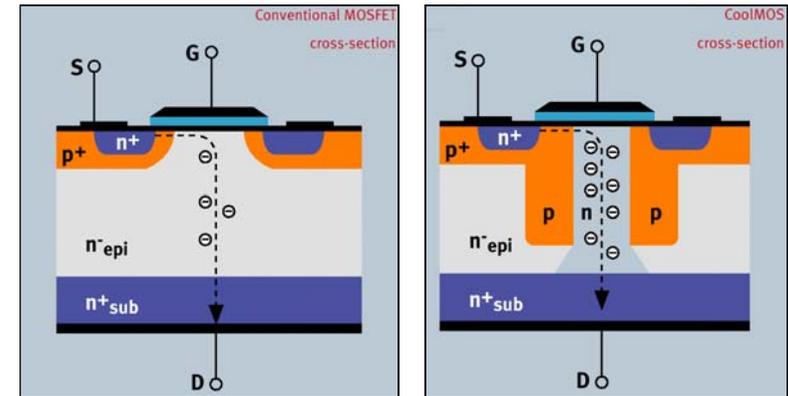


Evolución de la máxima potencia controlable con GTO e IGBT. (Fuente ABB)



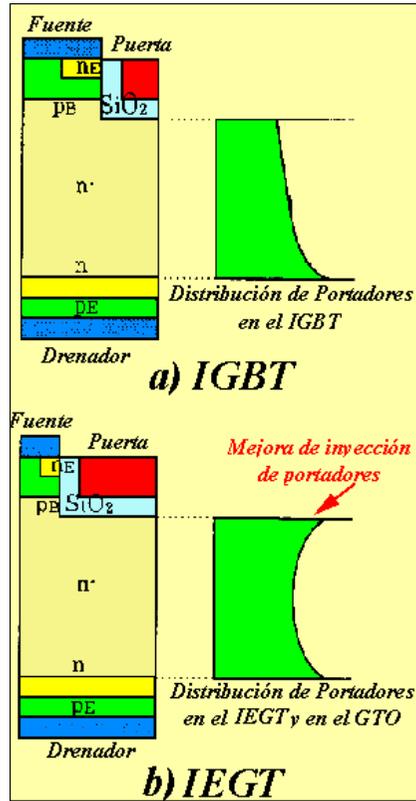
Máximas tensiones, corrientes y frecuencias alcanzables con transistores MOS, IGBT y GTO

ULTIMAS TENDENCIAS EN LA FABRICACIÓN DE LOS DISPOSITIVOS DE POTENCIA: COOL-MOS



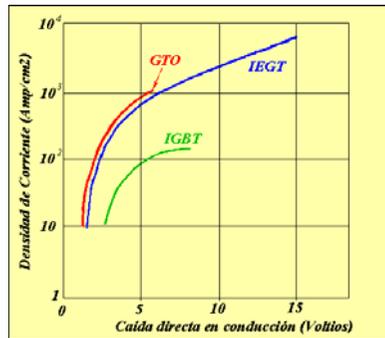
- Consiguen que la resistencia en conducción **crezca casi linealmente** con la tensión de ruptura del dispositivo en vez de crecer con una potencia 2.6. Esto los hace interesantes para **tensiones altas** (600 a 1500Voltios).
- Existen comercialmente (Infineon).

ULTIMAS TENDENCIAS EN LA FABRICACIÓN DE LOS DISPOSITIVOS DE POTENCIA: IEGT



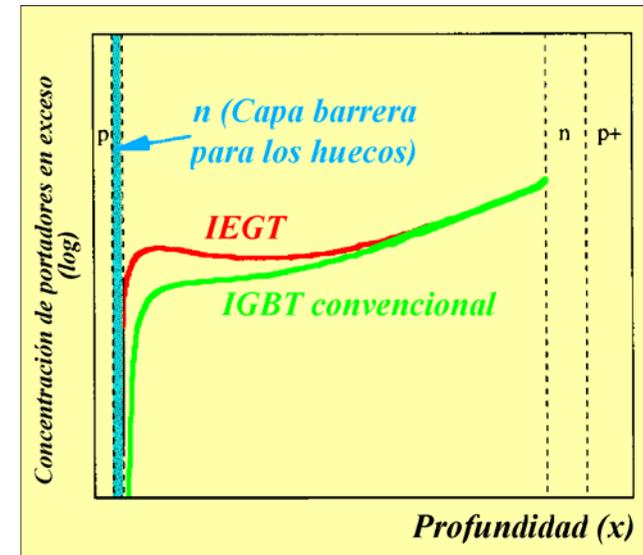
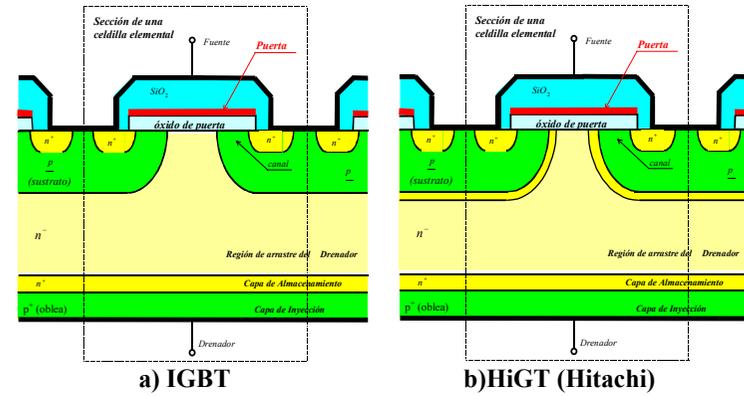
Injection Enhanced Gate Thyristor: IEGT

- La razón por la que la caída en conducción de un SCR o GTO es menor que en el IGBT radica en la **doble inyección de portadores** (desde el cátodo y desde el ánodo).
- En el IGBT la inyección desde la fuente es muy limitada.
- En el IEGT, se consigue que la capa de fuente tenga una eficiencia muy alta (optimizando los perfiles de los dopados)



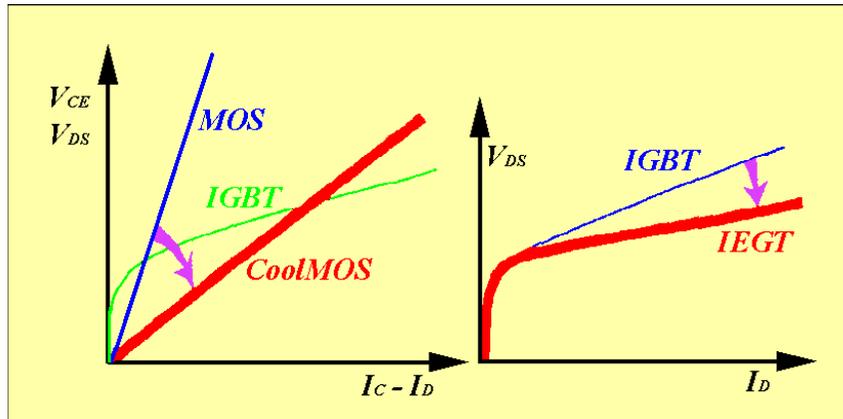
- La caída en conducción puede ser comparable a la del GTO para los dispositivos existentes de 4.500V y 1.500Amp.
- En investigación (Toshiba)
- Existen variantes (HiGT Hitachi)

ULTIMAS TENDENCIAS EN LA FABRICACIÓN DE LOS DISPOSITIVOS DE POTENCIA: HiGT



El efecto es parecido al obtenido en el IEGT.

**ULTIMAS TENDENCIAS EN LA FABRICACIÓN DE
LOS DISPOSITIVOS DE POTENCIA: COMPARACIÓN
ENTRE LOS DISPOSITIVOS NUEVOS Y LOS
CONSOLIDADOS**



Comparación de la caída en conducción de dispositivos nuevos y consolidados

TEMA 8. LIMITACIONES DE CORRIENTE Y TENSION

8.1. INTRODUCCIÓN

8.2. ASOCIACIÓN DE DISPOSITIVOS

8.2.1. Conexión en Serie

8.2.2. Conexión en Paralelo

8.3. PROTECCIONES

8.3.1. Protección contra Sobreintensidades

8.3.2. Protección contra Sobretensiones

8.3.2.1. Protección con Redes RC

8.3.2.2. Protección con Semiconductores y Varistores de Óxido Metálico

INTRODUCCIÓN

- **1^{er} tema dedicado a aspectos prácticos** en el uso de Dispositivos de Potencia.
 - **Próximo tema:** Circuitos de Disparo.
 - **Siguiente tema:** Limitaciones Térmicas.

- **Objetivo de este tema:** No superar límites recomendados por fabricantes (Tensiones, corrientes y sus derivadas) ≡ **Evitar la destrucción de los dispositivos:**
 - **Extensión de las características de los dispositivos por dificultad o imposibilidad de encontrar los dispositivos adecuados en el mercado:**
 - **Conexión Serie.**
 - **Conexión Paralelo.**

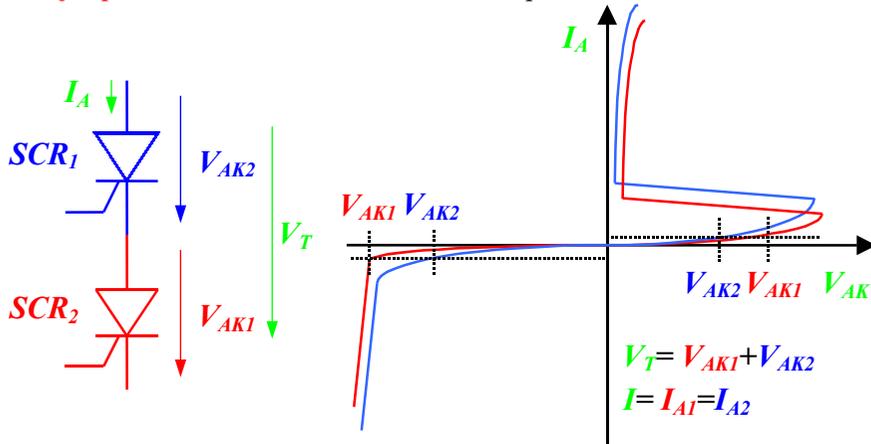
 - **Empleo de dispositivos auxiliares para evitar que se superen los límites de los dispositivos:**
 - **Sobreintensidades.**
 - **Empleo de Fusibles**

 - **Sobretensiones:**
 - **Redes Amortiguadoras.**
 - **Limitadores de tensión.**

ASOCIACIÓN DE DISPOSITIVOS. CONEXIÓN EN SERIE

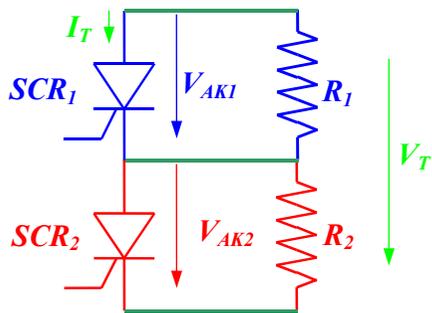
Al conectar en serie dos dispositivos se trata de poder realizar un convertidor en el que soporten **tensiones mayores** que las que soporta un solo dispositivo.

- **Optimo** ⇒ deberían soportar el doble de lo que soportan cada uno de ellos.
- **Problema** ⇒ reparto desigual de las caídas de tensión entre los dos dispositivos (aunque sean del mismo fabricante y de la misma serie).
- **Ejemplo con SCR** ⇒ Cubre los casos de bloqueo directo e inverso.



Reparto de Tensiones en una Asociación Serie de Tiristores

Se pueden elegir R_1 y R_2 de tal forma que el par SCR_1-R_1 y el par SCR_2-R_2 tengan la curva característica compuesta muy parecida.

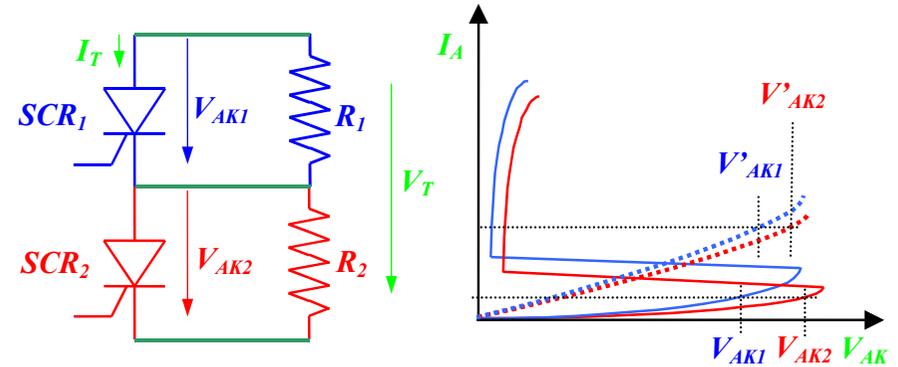


Problemas:

- Si en vez de dos son un número elevado es imposible ajustarlo.
- Al cambiar la temperatura cambian las curvas.
- Cada vez que se sustituya un SCR por mantenimiento hay que reajustar todas las resistencias

ASOCIACIÓN DE DISPOSITIVOS. CONEXIÓN EN SERIE

Debido a los problemas antes mencionados, se prefiere **emplear resistencias iguales** que eviten un desequilibrio exagerado entre las tensiones soportadas por los dispositivos, así para el caso de dos dispositivos el efecto de conectar una resistencia igual a cada dispositivo es (sólo se considera **bloqueo directo**, el efecto sobre el bloqueo inverso es análogo):



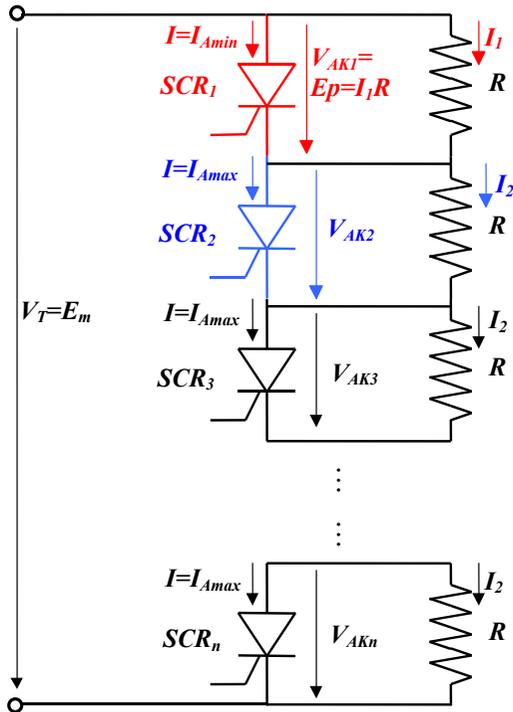
Reparto de Tensiones en una Asociación Serie de Tiristores

Restricciones:

- Ninguna de las tensiones anódicas deberá ser mayor que la máxima soportable por cada dispositivo (E_p).
- La tensión total máxima será la suma de las dos tensiones ánodo-cátodo, cuando la mayor de las dos alcance su valor máximo (E_p). ⇒
 - El mayor valor posible será cuando las dos tensiones ánodo-cátodo sean iguales entre sí y al valor máximo (E_p).
 - Cuanto menor sea R más parecidas serán las dos tensiones ánodo-cátodo.
 - Cuanto menor sea R tendremos más disipación de potencia en R , para n resistencias las pérdidas totales serán:

$$P \approx n \cdot (E_p)^2 / R$$

ASOCIACIÓN DE DISPOSITIVOS. CONEXIÓN EN SERIE



Ecuación Estática de una asociación serie de SCR's (Ep será la máxima tensión que soporta un dispositivo en bloqueo directo o inverso)

$$I_1 > I_2 \Rightarrow V_{AK1} > V_{AK2} = V_{AK3} \dots = V_{AKn}$$

$$V_{AK1} = I_1 \cdot R = E_p ; E_m = E_p + (n-1) \cdot R \cdot I_2$$

Como: $I_2 = I_1 - I_{Amax}$ resulta:

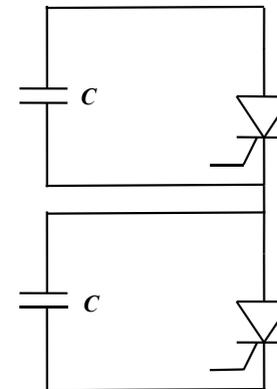
$$R \leq \frac{n \cdot E_p - E_m}{(n-1) \cdot I_{Amax}}$$

Se ha de repetir para bloqueo directo e inverso y elegir el menor valor que resulte para R.

ASOCIACIÓN DE DISPOSITIVOS. CONEXIÓN EN SERIE

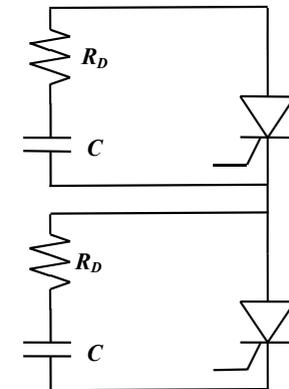
En las transiciones de cebado a bloqueo y viceversa pueden presentarse problemas debido a la diferencia de velocidad de cada dispositivo:

- **Cebado:** Si se retrasa uno de los dispositivos \Rightarrow Soportará toda la tensión.
 - En el caso del SCR es menos grave que en otros dispositivos, ya que la tensión cae a unos pocos voltios (Debe evitarse, porque a la larga se dañará).
 - La solución es dar un pulso de puerta adecuado para que todos los dispositivos entren en conducción a la vez.
 - Debe llegar el pulso a la vez (Uso de fibras ópticas, caminos iguales).
 - Debe ser lo más escarpado posible.
- **Bloqueo:** Si se adelanta un dispositivo \Rightarrow Soportará toda la tensión entrando en ruptura.
 - En el caso del SCR es más grave que en otros dispositivos, ya que la tensión cae a unos pocos voltios y no se consigue que se bloquee.
 - Una posible solución es retrasar todos los SCR añadiendo una capacidad en paralelo:



⋮

Esta solución tiene el problema de que al cebar los SCR hay unas elevadas corrientes anódicas y sobre todo una elevada derivada de dicha corriente

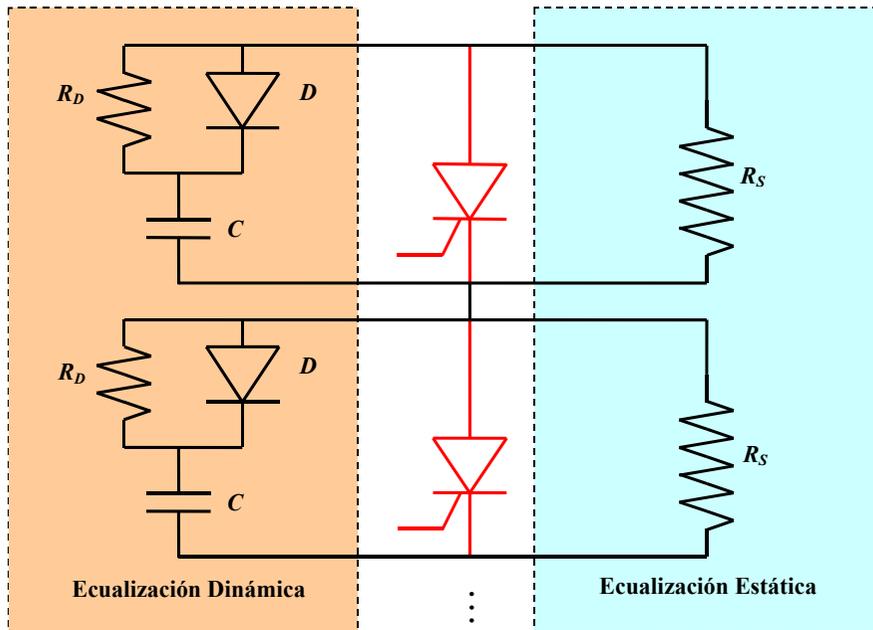


⋮

Esta solución tiene el problema de no ser capaz de retrasar los SCR el tiempo requerido.

ASOCIACIÓN DE DISPOSITIVOS. CONEXIÓN EN SERIE

La solución pasa por tener un circuito con un diodo, que al cebar permita una descarga lenta del condensador a través de R_D pero al bloquear, conecte C directamente a la tensión ánodo-cátodo. El circuito completo para la conexión serie de un grupo de SCRs será por tanto:

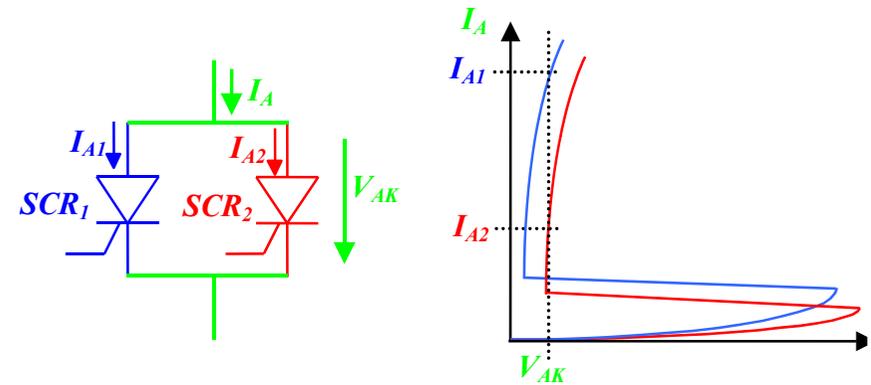


Ecuilización Estática y Dinámica de un grupo de SCRs conectados en serie.

ASOCIACIÓN DE DISPOSITIVOS. CONEXIÓN EN PARALELO

Al conectar en paralelo dos dispositivos se trata de poder realizar un convertidor en el que soporten **corrientes mayores** que las que soporta un solo dispositivo.

- **Óptimo** \Rightarrow deberían soportar una corriente el doble de lo que soporta cada uno de ellos.
- **Problema** \Rightarrow reparto desigual de las corrientes entre los dos dispositivos (aunque sean del mismo fabricante y de la misma serie).
- **Ejemplo con SCR**

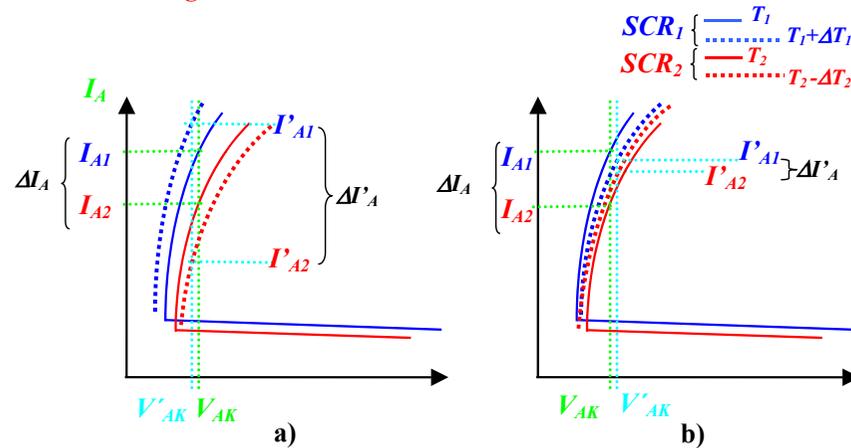


Reparto de Corrientes en una Asociación Paralelo de Tiristores

El problema se agrava cuando la derivada de la tensión ánodo-cátodo en conducción es **negativa**

ASOCIACIÓN DE DISPOSITIVOS. CONEXIÓN EN PARALELO

El problema se agrava cuando la derivada de la tensión ánodo-cátodo en conducción es **negativa**:



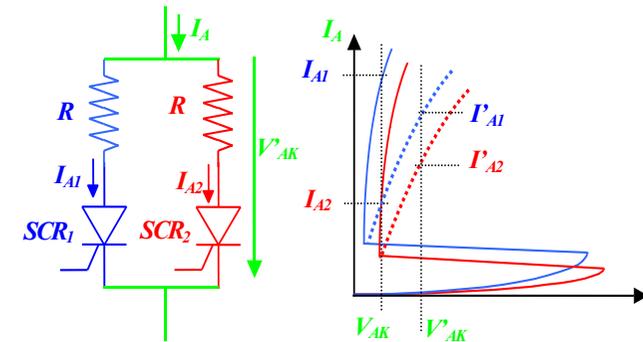
Conexión en paralelo de dos dispositivos de potencia: a) Con coeficiente de temperatura negativo y b) Con coeficiente positivo.

- Si por uno de los dispositivos pasa más corriente, se calentará más.
- Si sube la temperatura se desplaza la curva característica estática para disminuir su caída de tensión.
- Si tiene menor caída de tensión que los demás, circulará una corriente aún mayor.
- Ese incremento de corriente ocasionará un aumento de la temperatura, haciendo que el **desequilibrio de corrientes** sea muy grande.

Si la derivada de la tensión ánodo-cátodo en conducción es **positiva** el efecto es justo el contrario y **se equilibran las corrientes**.

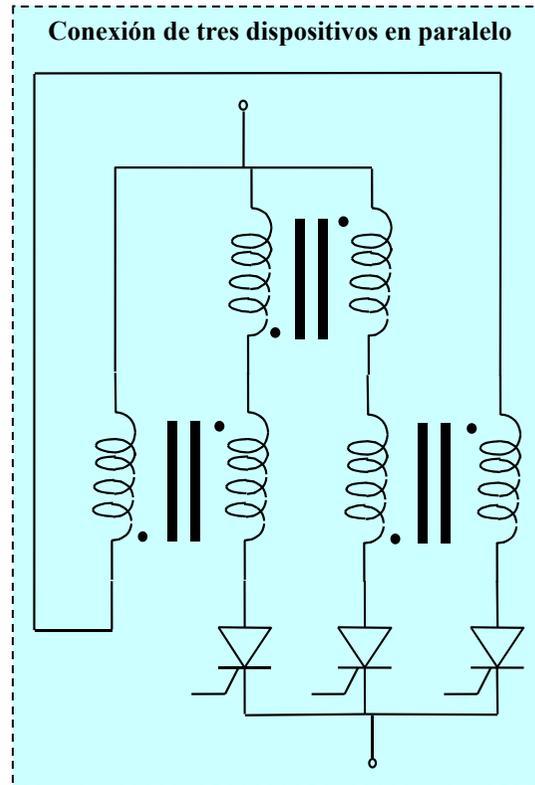
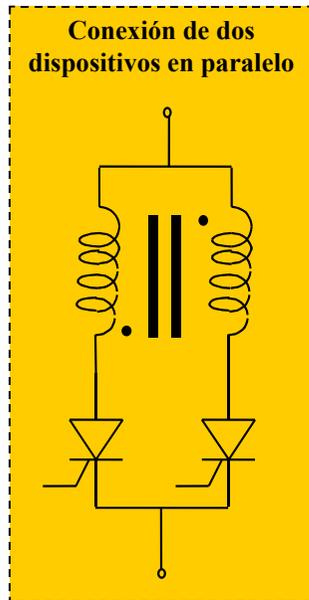
ASOCIACIÓN DE DISPOSITIVOS. CONEXIÓN EN PARALELO

Si los dispositivos tienen coeficiente negativo es necesario el uso de eualización, por ejemplo empleando resistencias o bobinas acopladas:



Uso de resistencias eualizadoras. **Problema:** La Potencia crece con el cuadrado de la corriente \Rightarrow No se puede usar para corrientes elevadas.

ASOCIACIÓN DE DISPOSITIVOS. CONEXIÓN EN PARALELO



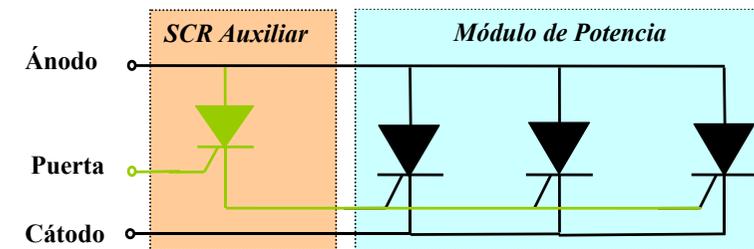
Conexión de 2 y 3 Tiristores en Paralelo con Bobinas Ecuilizadoras:

- **Ventaja:** No pérdida de potencia en resistencias
- **Desventajas:** Demasiada complejidad al subir el número de dispositivos en paralelo: coste, peso y volumen.

ASOCIACIÓN DE DISPOSITIVOS. CONEXIÓN EN PARALELO

Aunque los dispositivos tengan coeficiente de temperatura negativo, se pueden conectar si se tienen en cuenta las siguientes recomendaciones:

- Si se puede **elegir** midiendo las caídas a corriente nominal y a Temperatura constante, se puede definir una **banda de voltajes** por ejemplo de 50 mVoltios y escoger los que caigan dentro de la banda.
- Se debe cuidar especialmente el **cableado** (pletinas) para que sean del mismo tamaño y no provoquen caídas extra que ocasionen mayores desequilibrios.
- Se deben montar en una **misma aleta**, para tratar de igualar las temperaturas de las cápsulas.
- Se debe cuidar especialmente el **circuito de disparo** generando un pulso con una pendiente elevada y del valor adecuado al número de dispositivos conectados en paralelo. A cada dispositivo le debe llegar el pulso a la vez.
 - **Retrasos en el disparo** pueden hacer que no lleguen a entrar en conducción los SCR retrasados (por tensión ánodo-cátodo muy baja), sobrecargando a los que se han adelantado.



Conjunto de Varios Tiristores en Paralelo en un mismo Encapsulado incluyendo un SCR auxiliar para el disparo.

En el encapsulado de estos módulos, los fabricantes tienen en cuenta las recomendaciones anteriores, por lo que pueden usarse sin problemas.

PROTECCIONES.

En este tema se va a estudiar la **protección de los dispositivos**, no la protección de máquinas o personas (objeto de otras asignaturas).

Los dispositivos deberán protegerse contra:

❖ **Sobreintensidades:**

➤ **Posibles causas:**

- Sobrecargas.
- Cortocircuitos.

➤ **Medidas a tomar:** Al tratarse ambas causas de un mal funcionamiento, debe detenerse la operación del dispositivo, hasta que un operador repare la causa.

- Fusibles.
- Interruptores.

❖ **Sobretensiones:**

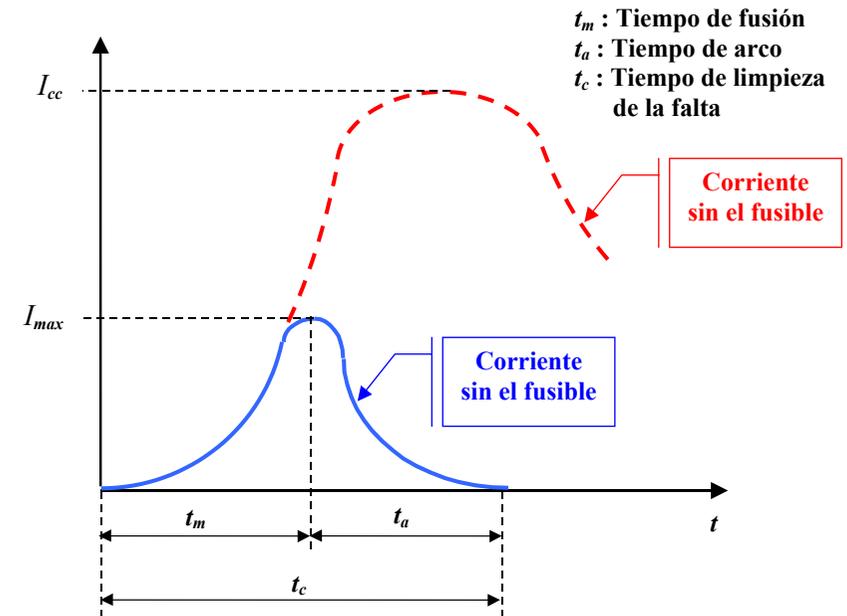
➤ **Posibles causas:**

- Causas externas al circuito:
 - Perturbaciones atmosféricas
 - Conexiones y desconexiones de equipos en la red.
- Causas internas al circuito:
 - Variaciones bruscas de corrientes por bobinas.

➤ **Medidas a tomar:** Al ser un funcionamiento normal del circuito, deberá evitarse que se superen los límites de tensión de cada dispositivo y sus derivadas. Por tanto, se limitará el efecto de las sobretensiones dejando el circuito en servicio.

- Redes RC.
- Dispositivos auxiliares limitadores de tensión.

PROTECCIÓN CONTRA SOBREENSIDADES

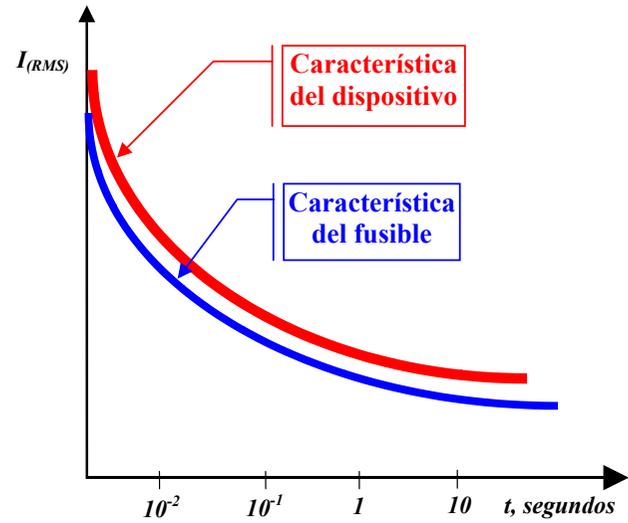


Efecto Limitador de Corriente en un Fusible

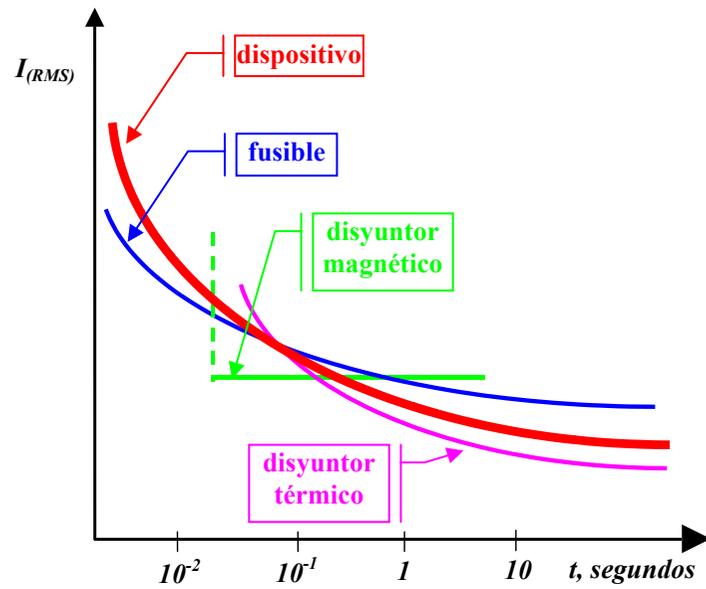
Al **seleccionar un fusible** es necesario calcular la corriente de fallo y tener en cuenta lo siguiente:

1. El fusible debe conducir de forma continua la **corriente nominal** del dispositivo.
2. El valor de la energía permitida del fusible ($i^2 t_c$) debe ser **menor** que la del dispositivo que se pretende proteger.
3. El fusible debe ser capaz de **soportar toda la tensión** una vez que se haya extinguido el arco.
4. **La tensión que provoca un arco** en el fusible debe ser mayor que la tensión de pico del dispositivo.

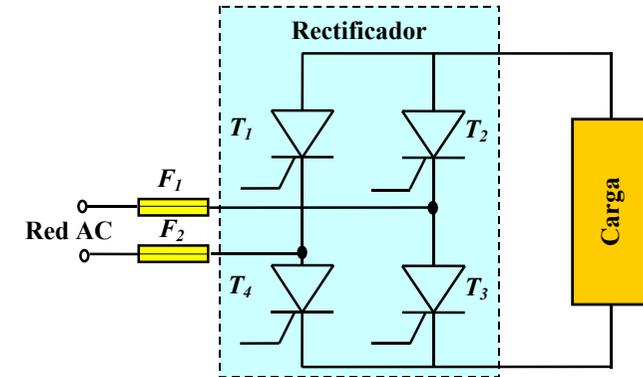
PROTECCIÓN CONTRA SOBREENTENSIDADES



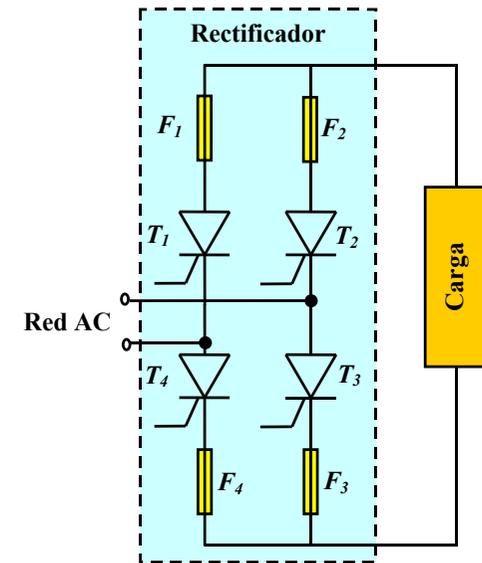
Protección Completa con un Fusible



PROTECCIÓN CONTRA SOBREENTENSIDADES

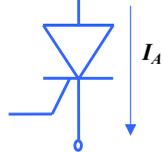
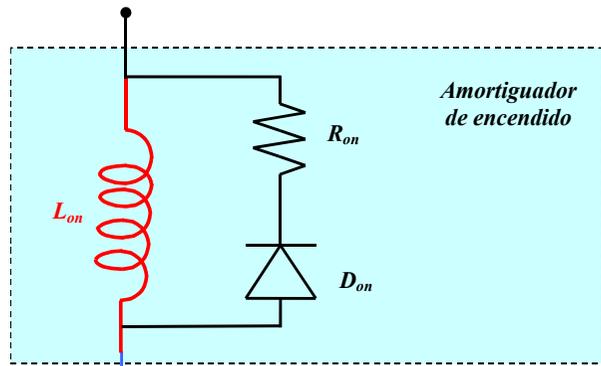


Protección de un Grupo de Dispositivos



Protección Individual de los Dispositivos

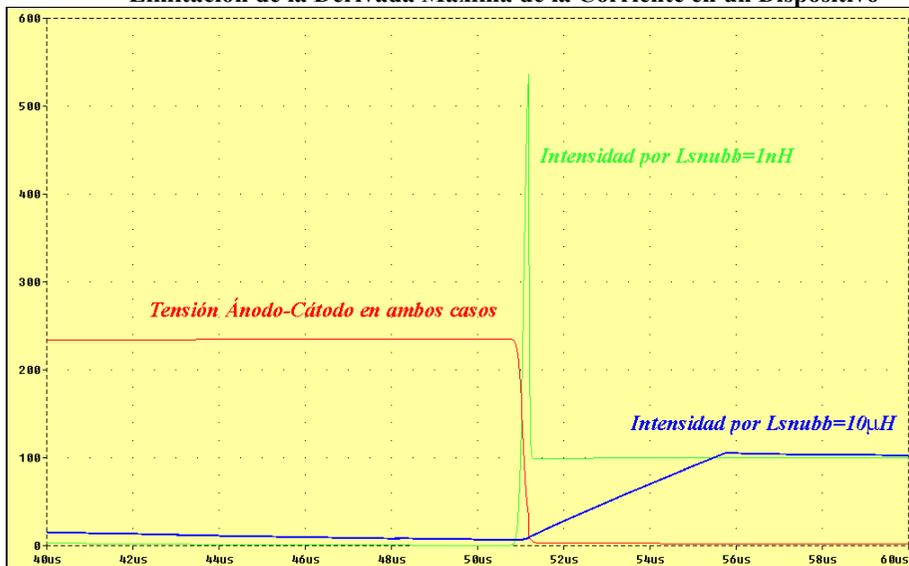
PROTECCIÓN CONTRA DERIVADA MÁXIMA DE INTENSIDAD



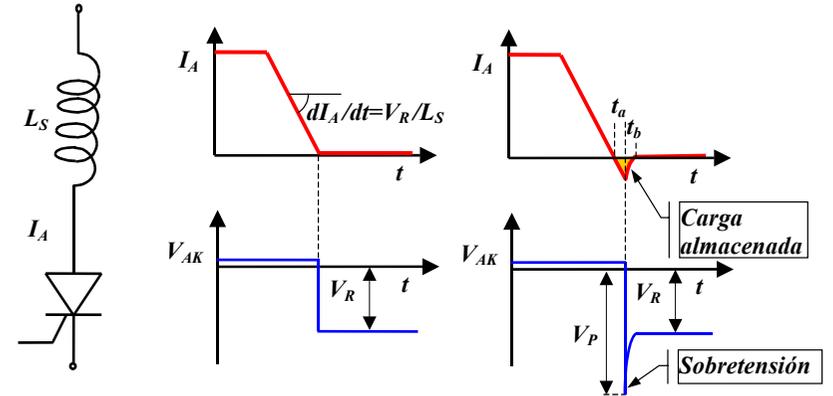
En el encendido del SCR o GTO será:

$$\frac{\partial I_A}{\partial t} = \frac{1}{L_{on}} \cdot V_{Lon}$$

Limitación de la Derivada Máxima de la Corriente en un Dispositivo

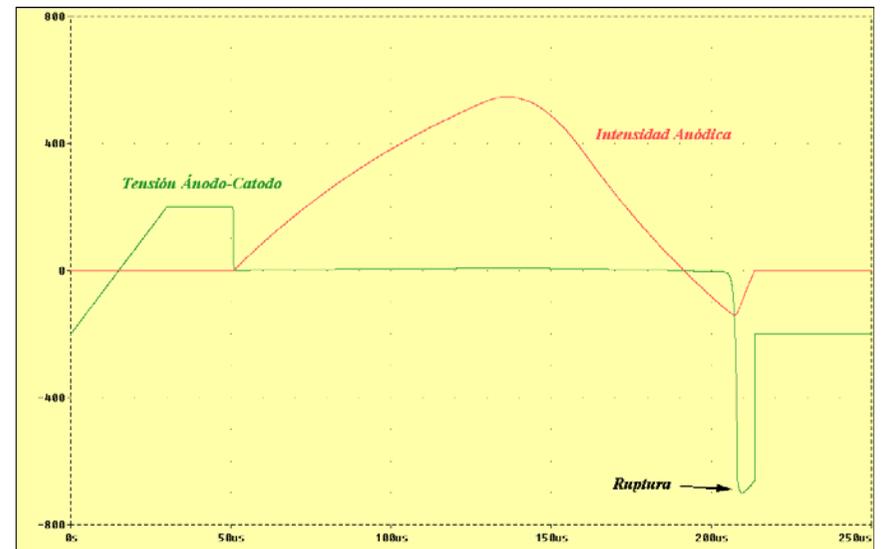


PROTECCIÓN CONTRA SOBRETENSIONES

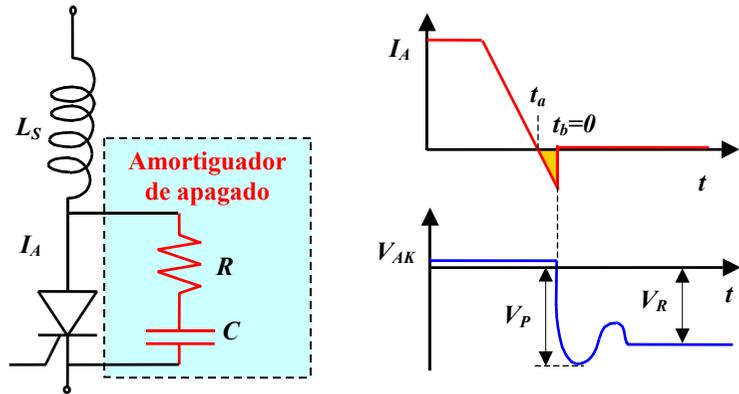


Sobretensión Producida al Cortar un Circuito Inductivo.:

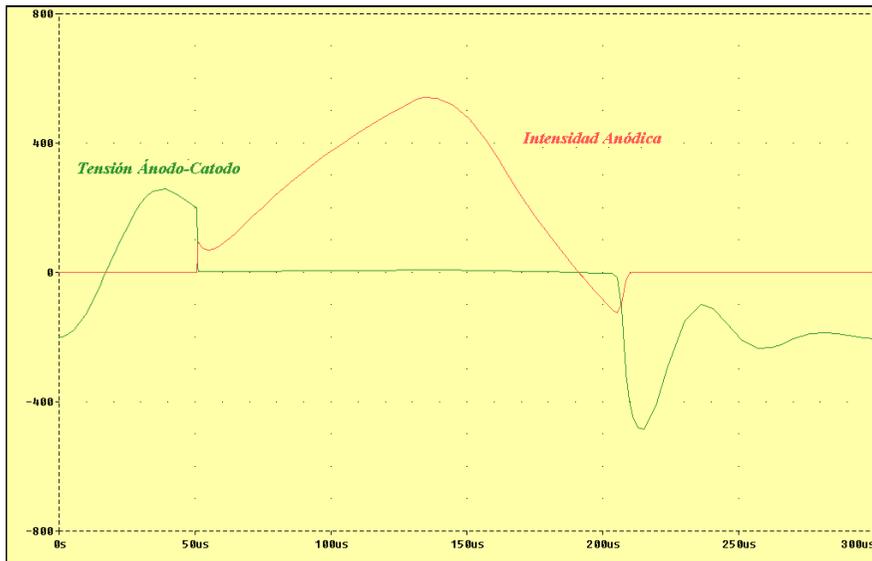
- a) Circuito, b) Conmutación con un Dispositivo Ideal, c) Conmutación con un Dispositivo Real



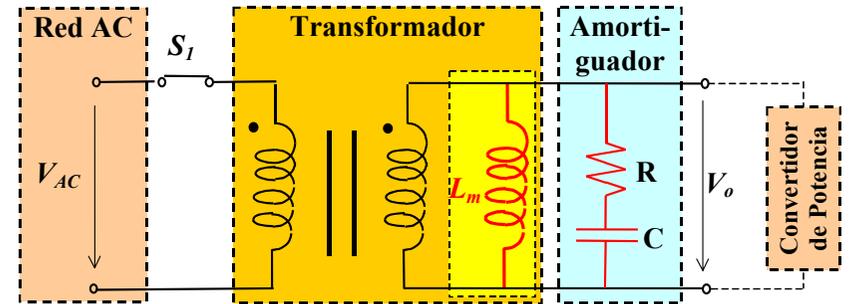
**PROTECCIÓN CONTRA SOBRETENSIONES.
USO DE REDES RC**



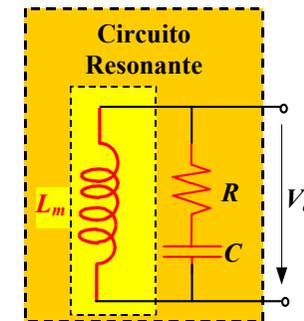
Uso de un Circuito Amortiguador en la Conmutación de un Dispositivo



**PROTECCIÓN CONTRA SOBRETENSIONES.
DESCONEXIÓN DE LA RED**

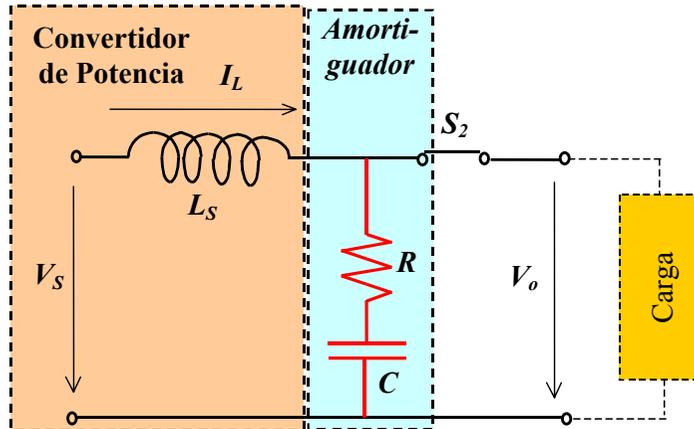


a) Circuito Equivalente antes de la Desconexión de la Red

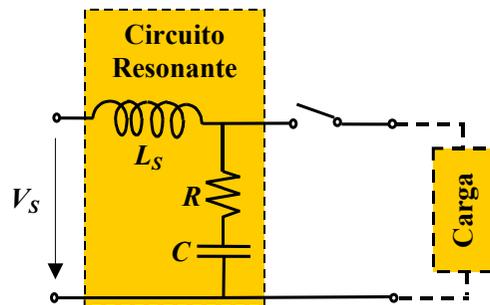


b) Circuito Equivalente tras la Desconexión de la Red

PROTECCIÓN CONTRA SOBRETENSIONES. DESCONEXIÓN DE LA CARGA



a) Carga Conectada

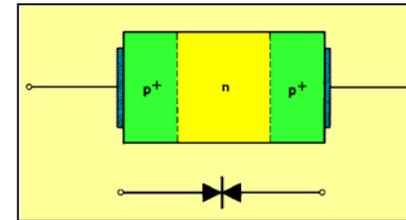


b) Desconexión de la Carga

PROTECCIÓN CONTRA SOBRETENSIONES. SVS

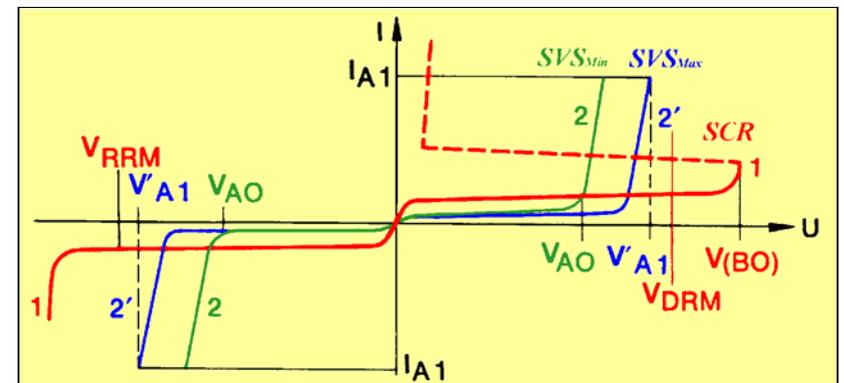
SVS: Silicon **S**urge **V**oltage **S**uppressor:

Hace el efecto de dos diodos Zener conectados en antiparalelo, entrando en conducción si se supera la tensión Límite, protegiendo los dispositivos contra sobretensiones.



Estructura, símbolo de circuito y fotografía de SVS

Se conectarán en paralelo con el dispositivo o equipo que deba ser protegido, así para proteger a un SCR, se elegirá un SVS de forma que teniendo en cuenta las tolerancias de fabricación del SVS para la corriente máxima prevista por el SVS no se alcance la tensión V_{DRM} o V_{RRM} del SCR.



Tensiones y corrientes al conectar un SVS en paralelo con un SCR.

PROTECCIÓN CONTRA SOBRETENSIONES. OTROS DISPOSITIVOS: Diodos de Selenio y MOVs

Además de los SVS, se utilizan **Diodos de Selenio** y **MOV** (Metal Óxido Varistor):

Los **Diodos de Selenio** son Diodos Zener, y por tanto protegen en un solo sentido. Son bastante antiguos y con poca capacidad de disipación de energía.

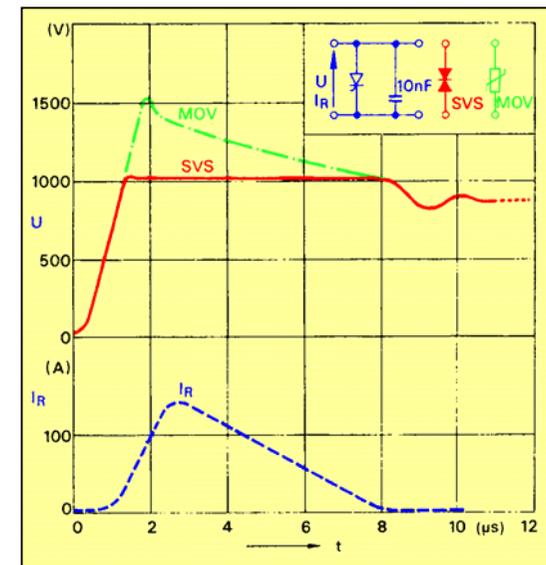
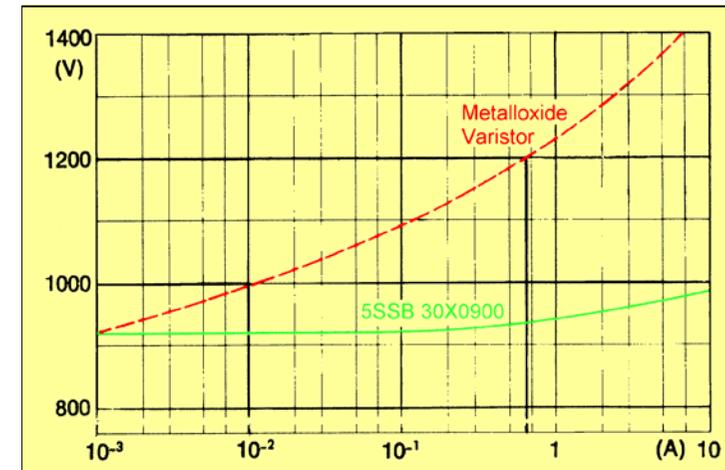
Los **MOV** son resistencias no lineales dependientes de la tensión, de forma que a tensiones por debajo del umbral presentan una resistividad muy elevada, pero al superar su umbral tienen una resistividad mucho más baja comportándose de forma parecida a los SVS (como dos diodos Zener en antiserie). Son dispositivos formados por un aglomerado de microgránulos de óxido de Zinc, y pequeñas cantidades de otros óxidos metálicos (Bismuto, Cobalto, Manganeso...). Estos gránulos forman uniones p-n en sus bordes, de forma que el conjunto es un número elevado de uniones p-n en serie.

Estos dispositivos pueden conectarse en serie o en paralelo si es necesario.

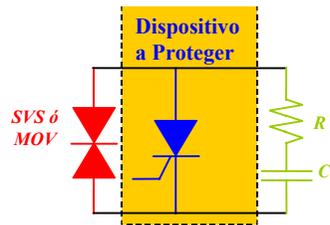
Comparación entre estos dispositivos:

	V. DC (V)	I. Pico (A)	P. Pico (kW)	E. Pico (Julios)	Vp/Vnom -
SVS	400-3.200	135-50	65-192	3.5-10	<1.2
MOV	60-1400	350	200	20	1.7
Diodo de Selenio	35-700	30	15	1.5	2.3
Carburo de Silicio	6-	2000	4000	400	3.2
Cápsulas de Arcos	90-	1700	3.4	0.34	8.2

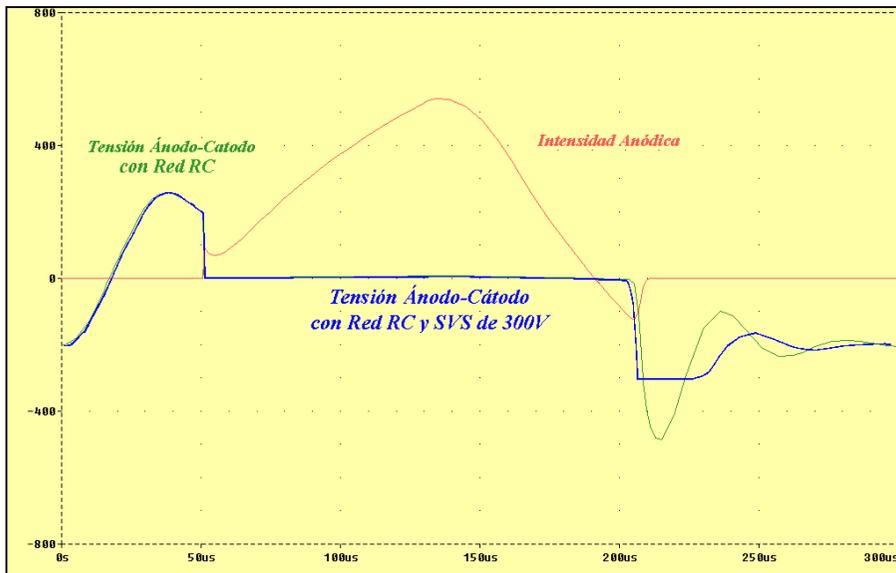
PROTECCIÓN CONTRA SOBRETENSIONES COMPARACIÓN ENTRE SVS Y MOV



PROTECCIÓN CONTRA SOBRETENSIONES



Uso conjunto de varistores y redes RC para proteger a un dispositivo o equipo.



TEMA 9. CIRCUITOS DE DISPARO PARA INTERRUPTORES DE POTENCIA

9.1. INTRODUCCIÓN

9.2. CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN PARALELO

9.2.1. Circuitos de Control con Acoplamiento DC

9.2.1.1. Salida Unipolar

9.2.1.2. Salida Bipolar

9.2.2. Circuitos de Control con Aislamiento Eléctrico

9.2.3. Alimentación en los Circuitos de Disparo

9.2.3.1. Alimentación con circuitos de Bombeo de Carga por Condensador

9.2.3.2. Alimentación con circuitos “Bootstrap”

9.2.4. Circuitos de Puerta para SCRs

9.3. CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN SERIE

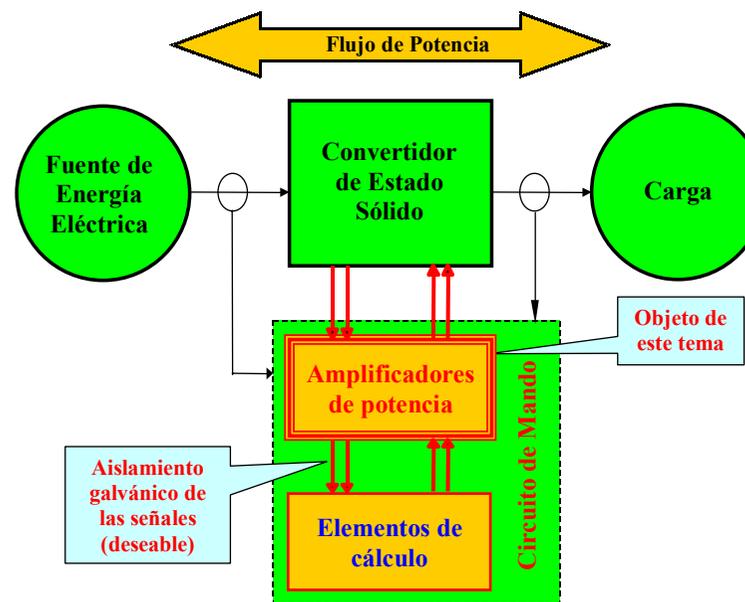
9.4. PROTECCIONES DEL INTERRUPTOR DE POTENCIA INCORPORADAS EN EL CIRCUITO DE CONTROL

9.4.1. Protección contra Sobrecorriente

9.4.2. Protección contra Cortocircuitos en Montajes Tipo Puente

9.4.3. Conmutación sin Snubbers

INTRODUCCIÓN

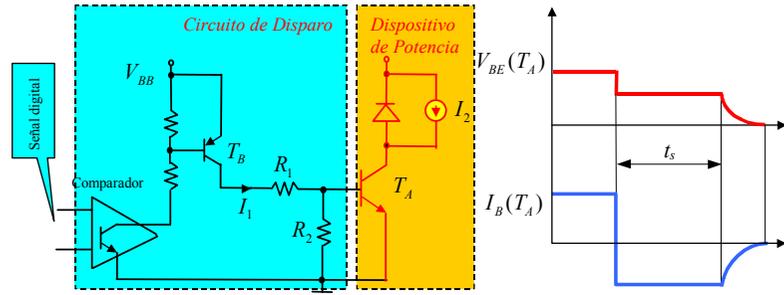


Esquema de un convertidor de potencia.

En este tema estudiaremos circuitos amplificadores (“Drivers”) con las siguientes características:

- Toman señales procedentes de un sistema digital (5V, 3.3V...) y las amplifican a niveles adecuados para la conmutación de dispositivos de potencia.
- Dependiendo de las características del dispositivo a controlar, podrán ser de baja o media potencia.
- Deben generar señales adecuadas para garantizar:
 - La conmutación rápida con pérdidas mínimas.
 - La entrada en conducción segura del dispositivo, con pérdidas en conducción mínimas.
 - El corte seguro evitando que entre en conducción espontáneamente.
 - Deben incluir las protecciones adecuadas para evitar la destrucción del dispositivo que controlan:
 - Sobrecorriente.
 - Tiempos muertos en ramas de puentes.

CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN PARALELO. Acoplamiento DC. Unipolares



(a) Circuito de Control de la Corriente de Base de un BJT. (b) Formas de Onda de Tensión y Corriente durante el Corte

$$R_2 = \frac{V_{BE_{\text{almacenamiento}}}}{I_{B_{\text{almacenamiento}}}} \quad (9-1)$$

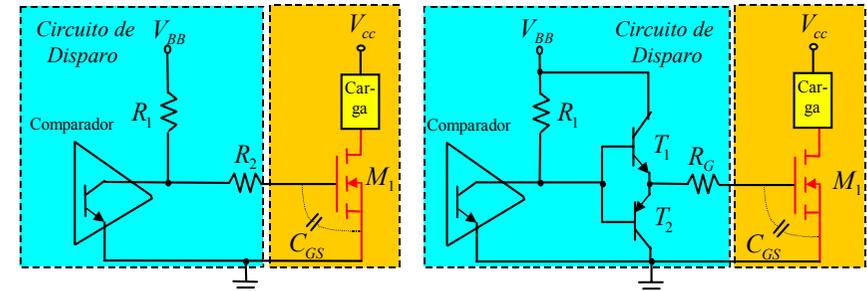
$$I_{B_{on}} = I_1 - \frac{V_{BE_{on}}(T_A)}{R_2} \quad (9-2)$$

$$V_{BB} = -V_{CE_{sat}}(T_B) + R_1 \cdot I_1 + V_{BE_{on}}(T_A) \quad (9-3)$$

Diseño del circuito disparo:

1. Se parte de una **velocidad de corte deseada**, a partir de la cual se estima el valor de la corriente negativa que debe circular por la base durante el tiempo de almacenamiento (corte del *BJT* de potencia, ecuación 9-1).
2. Conocido el valor de la corriente de base y de tensión base-emisor con el *BJT* en estado de conducción, se **determina I_1** de la ecuación 9-2.
3. Se **calcula R_1** de la ecuación 9-3, suponiendo que V_{BB} vale unos 8 Volt. Un valor pequeño de V_{BB} disminuye las pérdidas (del orden de $V_{BB} \cdot I_1$) en el circuito de base pero, un valor excesivamente pequeño de V_{BB} aumenta la influencia de $V_{BE_{on}}$ en el circuito de base (ecuación 9-3).

CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN PARALELO. Acoplamiento DC. Unipolares



a) Bajas Frecuencias de Trabajo

b) Altas Frecuencias de Trabajo

Circuitos de Control de Puerta de un Interruptor *MOSFET* o *IGBT* de Potencia

- En el **circuito a)**: $\tau_{on} = (R_1 + R_2)C_{GS}$ y $\tau_{off} = R_2C_{GS}$;

Problemas:

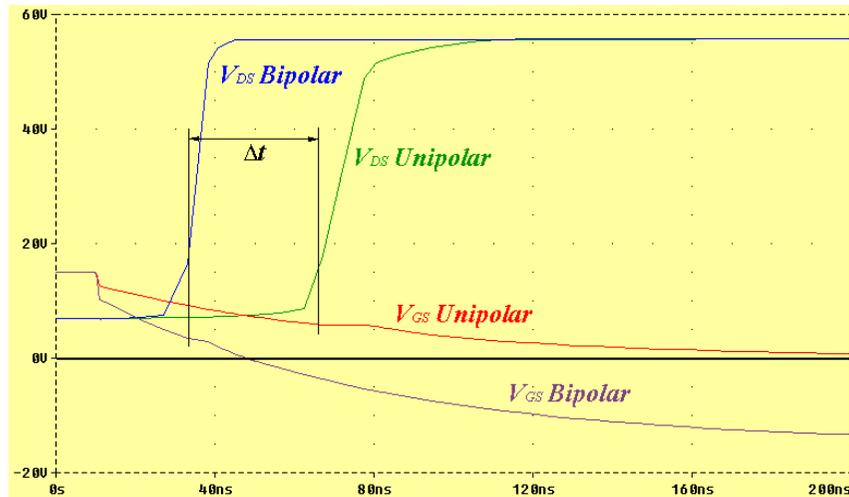
- Si se necesita conmutar a alta velocidad, deben ser ambas resistencias de valor pequeño.
- Aparece una **disipación de potencia importante** durante t_{off} debido al pequeño valor de R_1 : $P_{off} \approx (t_{off}/T)(V_{BB}^2/R_1)$.
- En el **circuito b)**: $\tau_{on} = \tau_{off} = R_G C_{GS}$.
 - No se presenta el problema de disipación, al conducir sólo uno de los dos transistores a la vez.
 - Puede hacerse **R_G muy pequeña** (incluso cero). La carga y descarga de la capacidad de puerta podrá hacerse **mucho más rápido** y por tanto la conmutación del dispositivo (MOS o IGBT).

Existen en el mercado **numerosos CI** con salida analoga a esta última, por ejemplo DS0026 ó UC1707 que pueden suministrar hasta 1Amp.

CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN PARALELO. Acoplamiento DC. Bipolares

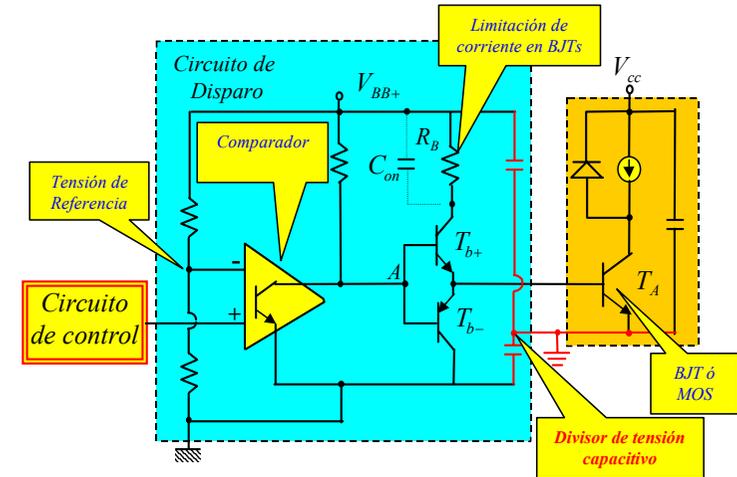
Para **acelerar la conmutación al corte** de transistores con puerta tipo Bipolar ó MOS puede aplicarse una **tensión negativa** en la puerta, así:

- En los BJT, aparece una **corriente de base negativa** que disminuye drásticamente el tiempo de almacenamiento.
- En los MOS e IGBT se acelera la **descarga de la capacidad** de puerta como se observa en la siguiente figura:

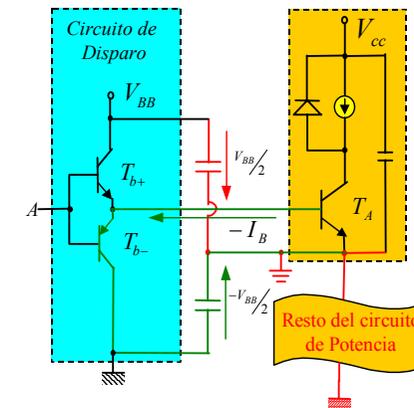


La tensión V_{CC} vale 55Volt., la resistencia de puerta es de 50 Ohmios y la tensión V_{GS} vale inicialmente +20Volt. cambiando a 0Volt. en el caso **Unipolar** y a -20Volt. en el caso **Bipolar**. El retraso que se observa entre ambos casos es de unos 35nS.

CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN PARALELO. Acoplamiento DC. Bipolares

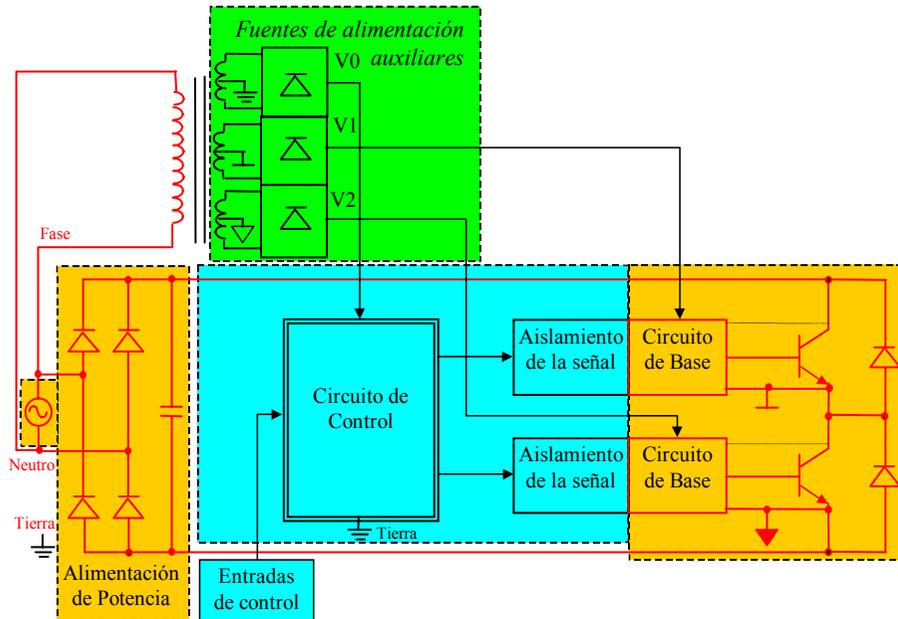


Circuito Bipolar de Control de Base de Interruptor de Potencia



Se puede comprobar, que gracias al **divisor de tensiones capacitivo**, se puede aplicar al transistor de potencia (MOS o IGBT) una **tensión negativa** a su entrada (al saturar el transistor T_{b-} cuando se corta el transistor T_{b+}).

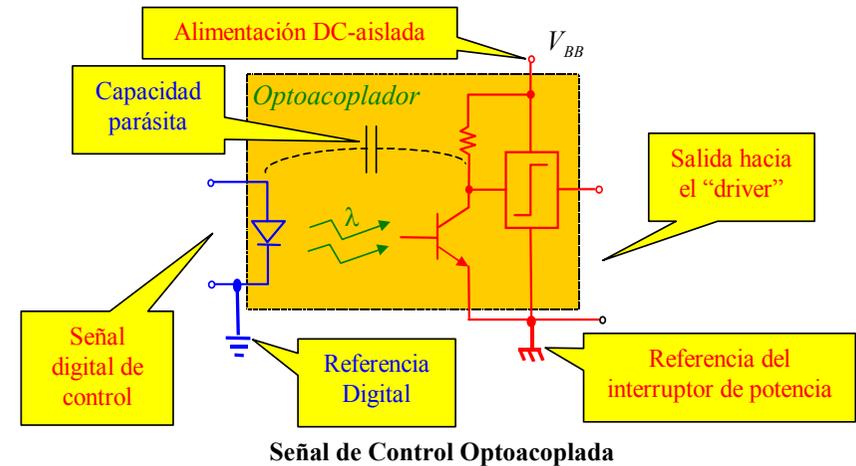
CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO



Necesidad de aislamiento de la Señal Lógica de Control:

- Tensiones elevadas (líneas rojas). Necesidad de **protección del personal** que maneja los equipos de control.
- Diferentes niveles de tensión dentro del convertidor y por **tanto diferentes referencias** para las salidas Base-Emisor (Puerta-Fuente) de los drivers.
- Se necesitan **diferentes fuentes de alimentación auxiliares** para los diferentes niveles de tensión. Existen diferentes métodos que se estudiarán en los próximos apartados.
- El aislamiento galvánico se consigue empleando **optoacopladores** o **transformadores de pulsos**.

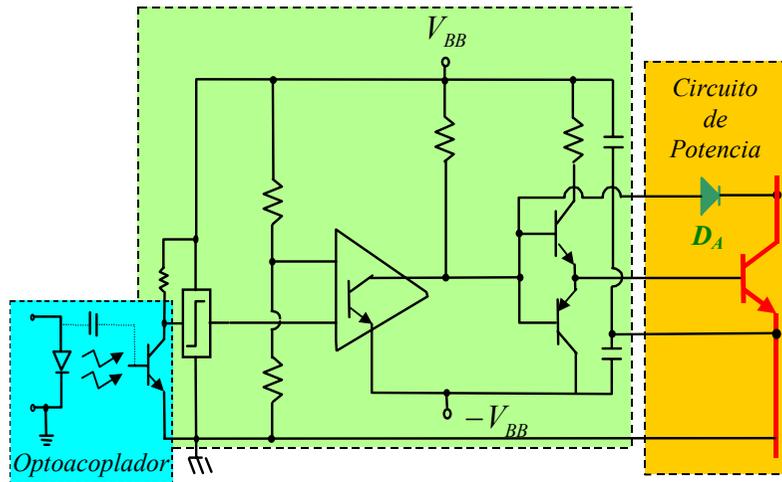
CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. OPTOACOPLADORES



Señal de Control Optoacoplada

- El **fotocoplador** permite conseguir un **buen aislamiento eléctrico** entre el circuito de control y el de potencia.
- Este tipo de aislamiento ofrece como inconveniente la posibilidad de disparos espúreos en las conmutaciones del interruptor de potencia, debido a la **capacidad parásita** entre el LED y el fototransistor.
- Otro problema se debe a la diferencia de potencial entre las tierras del fotodiodo y del fototransistor que no debe superar la **tensión de ruptura**.
- Para minimizar estos dos inconvenientes se pueden usar **fibras ópticas**, (inmunidad al ruido EMI, aislamiento de alta tensión y evitan el efecto inductancia de los cables largos).
- No permiten transportar potencia, sólo señal, por lo que será necesario una fuente de **alimentación auxiliar** y un **amplificador**.

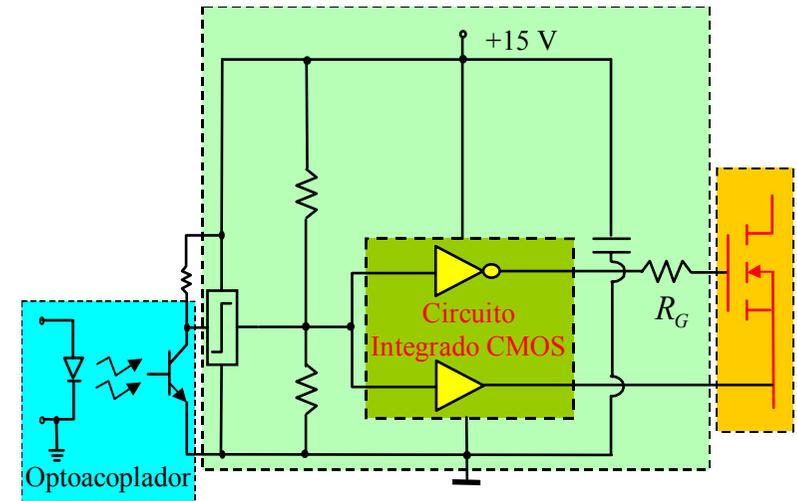
CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. OPTOACOPLADORES



Circuito de Control de Base, con Aislamiento Optoacoplado de la Señal de Control

El diodo D_A sirve para evitar la saturación completa del BJT de potencia y así acelerar su conmutación.

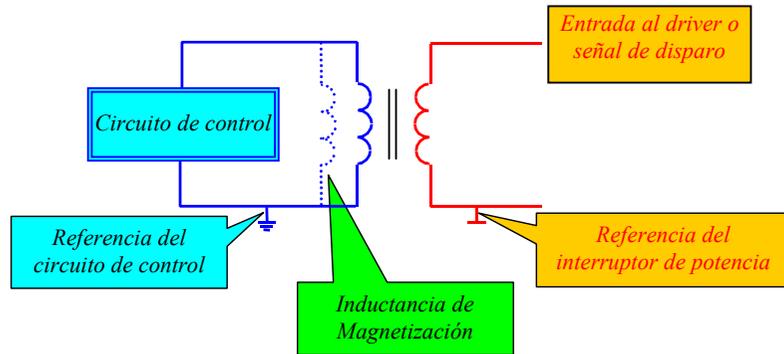
CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. OPTOACOPLADORES



Circuito de Control de Puerta, con Aislamiento Optoacoplado de la Señal de Control

- Este circuito es útil para hacer funcionar interruptores MOS a velocidades bajas (Los circuitos integrados digitales CMOS tienen una impedancia de salida alta).
- Para velocidades mayores pueden usarse circuitos especializados con impedancia de salida mucho menor, por ejemplo IXLD4425, 3Amp y ± 15 Volt.

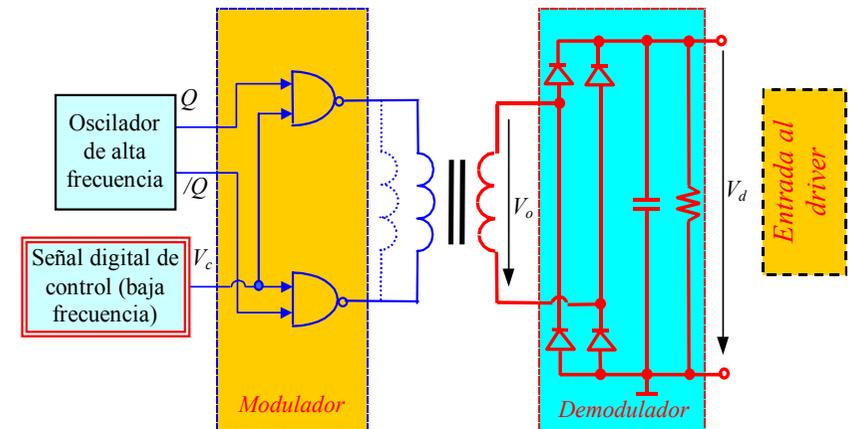
CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. TRANSFORMADORES



Señal de Control de Alta Frecuencia, Aislada con Transformador de Pulso

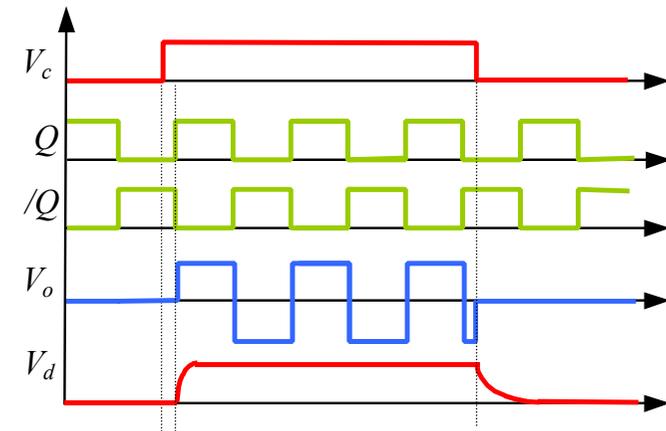
- El transformador de pulsos permite transportar una señal de **cierta potencia**, y a veces puede evitarse el uso de una fuente de alimentación auxiliar.
- El problema es que no pueden usarse pulsos de baja frecuencia debido a la **inductancia de magnetización**.
- Para pulsos de frecuencias superiores a la decena de kHz y con $D \approx 0.5$ pueden conectarse directamente, conectándose bien a la puerta de transistores de potencia, o en circuitos análogos a los vistos sustituyendo a fotoacopladores.

CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. TRANSFORMADORES

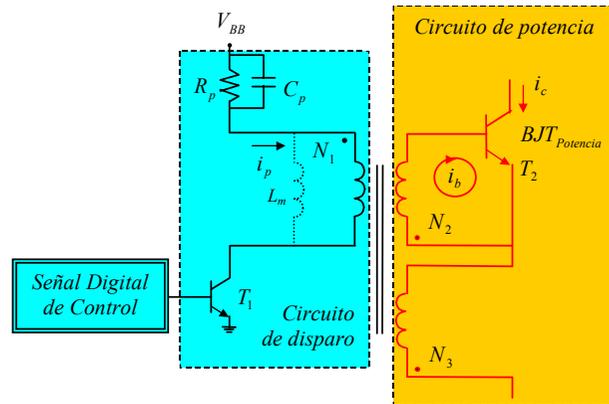


Señal de Control de Baja Frecuencia Aislada con Transformador de Pulso

La frecuencia del oscilador podría ser por ejemplo de 1MHz, y los diodos rectificadores serán de alta frecuencia, pero de señal.



CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. TRANSFORMADORES



Circuito de Base con Señal de Control Aislada mediante Uso de Transformadores de Pulso. Aplicación para Frecuencias de Trabajo Elevadas y Ciclo de Trabajo Aproximadamente Constante. **Evita Fuente de Alimentación.** Si T_1 está conduciendo, i_b sería negativa y por tanto, T_2 se cortará. La corriente de magnetización por el transformador (por L_m) será transcurrido un tiempo:

$$i_p \approx V_{BB}/R_p.$$

Al cortar T_1 cuando por L_m circula i_p , se hace circular una corriente por la base, y por tanto por el colector, de forma que al interactuar los devanados 2 y 3 será:

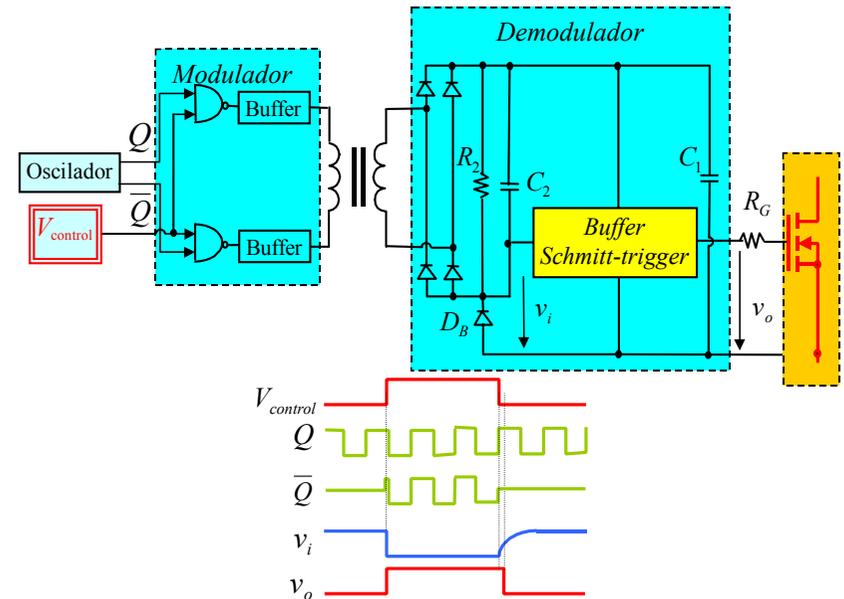
$$i_b = i_c N_3 / N_2.$$

Además, durante el tiempo que está cortado T_1 C_p se descargará por R_p . Si en estas condiciones se vuelve a saturar T_1 , la tensión aplicada al devanado 1 es V_{BB} y la corriente i_p por el transformador podrá ser muy alta, de forma que:

$$i_b = i_c N_3 / N_2 - i_p N_1 / N_2$$

Si se eligen adecuadamente las relaciones de transformación, podrá hacerse la corriente de base negativa y se cortará el transistor de potencia.

CIRCUITOS DE CONTROL CON AISLAMIENTO ELÉCTRICO. TRANSFORMADORES



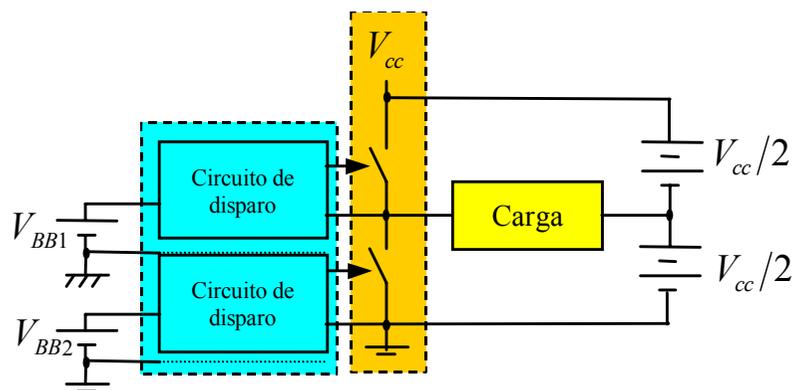
Circuito de Puerta con Señal de Control Aislada con Transformador de Pulso. Aplicación para Bajas Frecuencias de Trabajo

Si $V_{control}=1$, aparece una señal de AF en el transformador, cargando una vez rectificadas los condensadores C_1 y $C_2 \Rightarrow V_i="0"$ y el CI está alimentado, al ser inversor dará una salida $V_o="1"$, haciendo que el MOS de potencia conduzca.

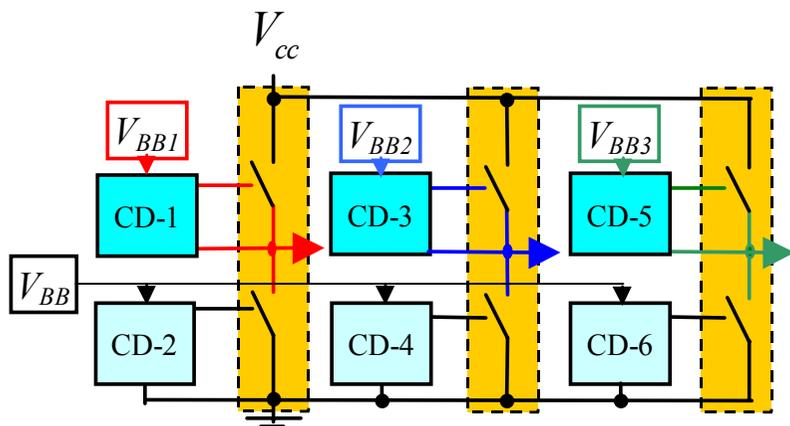
Si $V_{control}="0"$, no hay tensión de AF en el transformador y C_2 se descarga por $R_2 \Rightarrow V_i="1"$, mientras que C_1 se mantiene en carga (D_B impide que se descargue), luego $V_o="0"$.

Si el circuito integrado es de bajo consumo (p.ej. 7555) se puede mantener cargado C_1 hasta el próximo disparo.

ALIMENTACIÓN EN LOS CIRCUITOS DE DISPARO



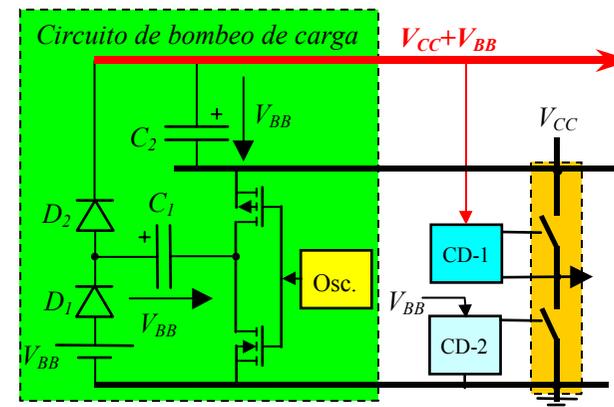
Montaje Semipunte



Esquema de un Inversor Trifásico

Son necesarias **dos fuentes** auxiliares de alimentación para un montaje semipunte y **cuatro** para un puente trifásico. La **complejidad y el costo es elevado**, pero no hay restricciones respecto al régimen de disparo de los interruptores de potencia.

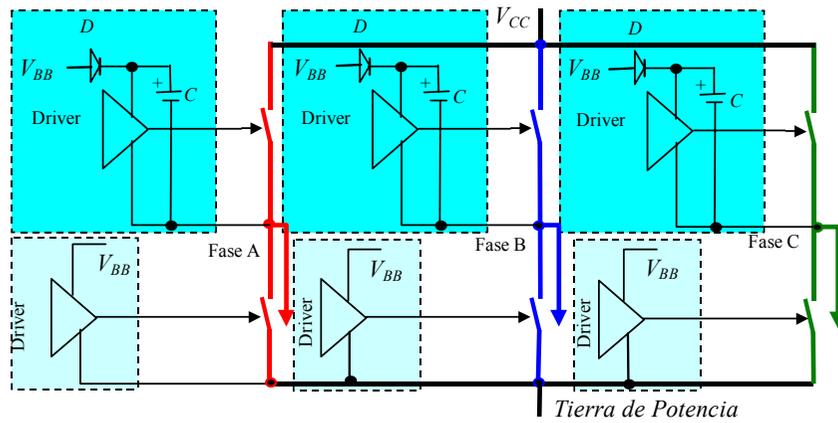
CIRCUITO DE DISPARO CON BOMBEO DE CARGA POR CONDENSADOR



Circuito de Disparo con Bombeo de Carga por Condensador

- Simplifica el circuito total, al **evitar tres fuentes auxiliares** en los puentes trifásicos.
- No se ve afectado por el **régimen de disparo** de los interruptores de potencia.
- Los transistores MOS, y demás componentes auxiliares deben trabajar a **altas tensiones** (aunque con corrientes bajas).
- Los drivers usados para el disparo de los interruptores de la mitad superior de cada rama deben ser de **alta tensión**.

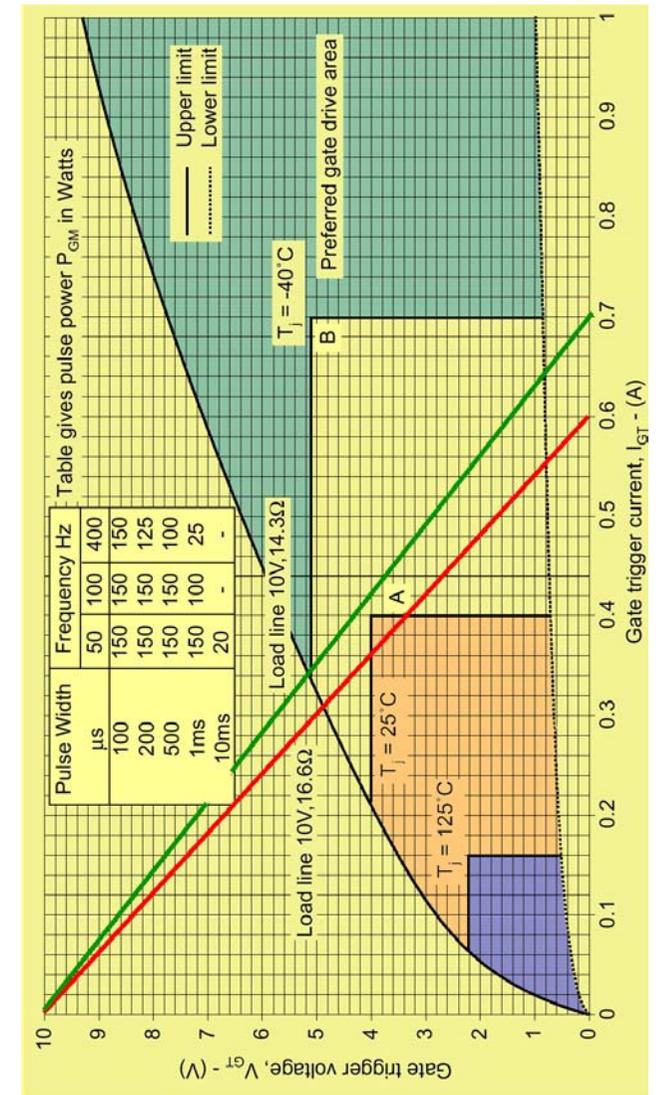
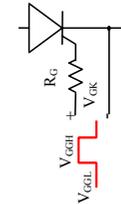
ALIMENTACIÓN EN LOS CIRCUITOS DE DISPARO



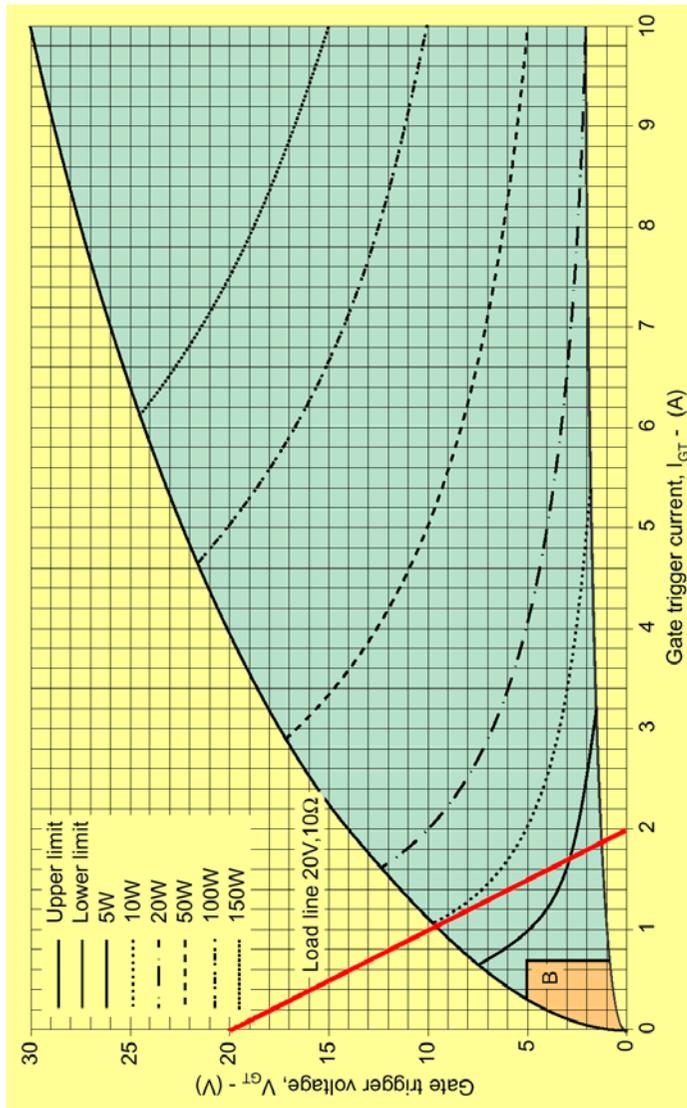
Inversor Trifásico con Circuitos “Bootstrap”

- El circuito resultante es **bastante simple**, al conseguirse las tensiones requeridas con un diodo y un condensador.
- Los drivers usados para el disparo de los interruptores de la mitad superior de cada rama deben ser de **alta tensión**.
- El **régimen de disparo** de los interruptores debe tenerse en cuenta para que no se descarguen los condensadores.
- Al **iniciar** el funcionamiento, deben dispararse todos los interruptores de la mitad inferior de cada rama para arrancar con los condensadores cargados.

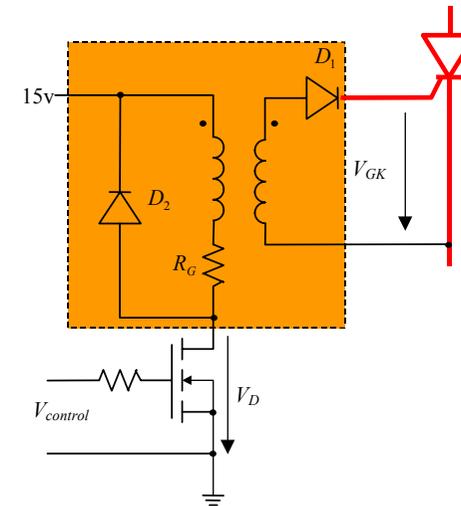
CIRCUITOS DE PUERTA PARA SCRs



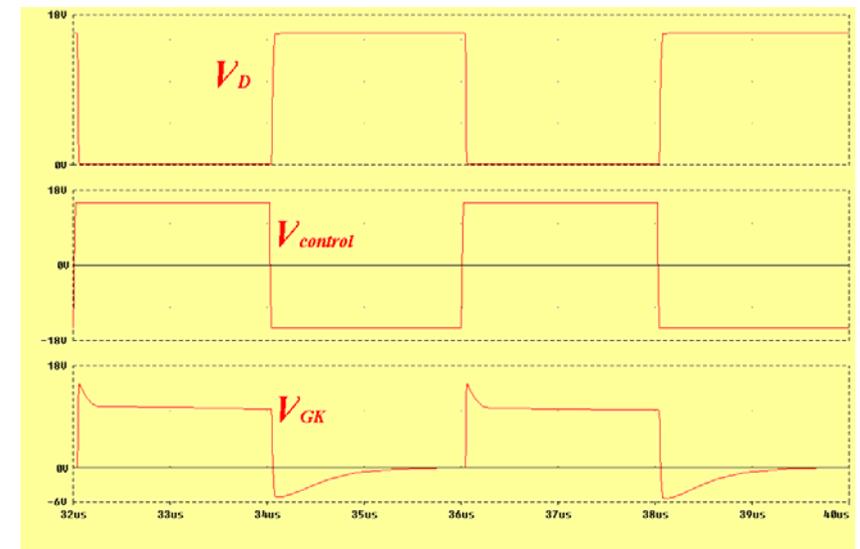
CIRCUITOS DE PUERTA PARA SCRs



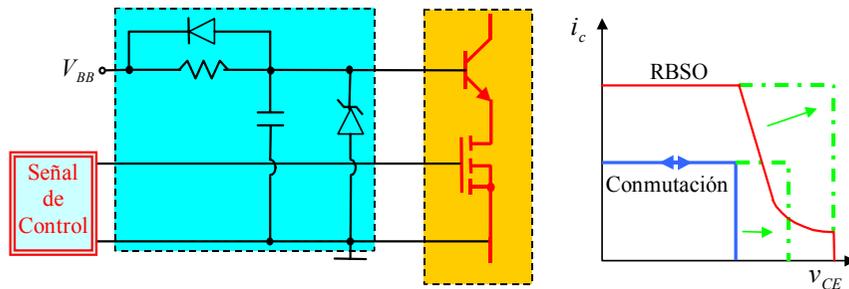
CIRCUITOS DE PUERTA PARA SCRs



Circuito de Control de Puerta del Tiristor con Amplificación del Pulso de Corriente



CIRCUITOS DE DISPARO DE CONEXIÓN EN SERIE

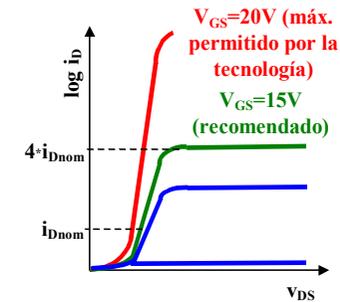


Circuito de Control en Serie con el Emisor del Interruptor de Potencia

Para circuitos de disparo de BJTs puede aprovecharse que si se provoca el corte anulando I_E el **área de operación segura** será la correspondiente al diodo C-B (no avalancha secundaria) luego será cuadrada y con un valor límite de V_{CE} **casi el doble** ($BV_{CB0} \approx 2 * BV_{CE0}$).

El transistor MOS empleado no necesita ser de alta tensión.

PROTECCIÓN CONTRA SOBRECORRIENTES

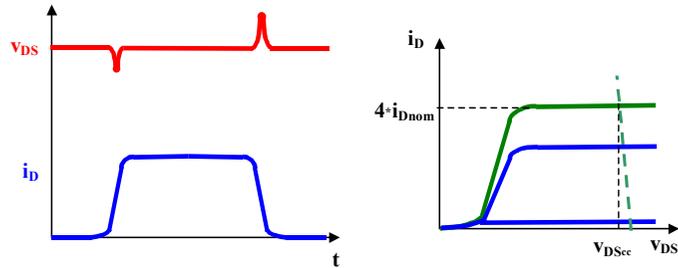


El problema que se plantea al intentar proteger contra sobrecorrientes a dispositivos tipo BJT, MOS o IGBT, es que la corriente no sube a valores lo bastante altos para que actúen a tiempo los fusibles, por ello debe realizarse la **protección desde el circuito de disparo**, así en los IGBTs:

- Al aplicar la tensión V_{GS} de 15 voltios (**recomendada por los fabricantes**) en caso de cortocircuito la corriente se multiplica por cuatro y el circuito de control tiene entre 5 y 10 μs para quitar la tensión de puerta (si la temperatura inicial es menor que $125^\circ C$).
- Si se aplicase la tensión máxima permitida por el espesor del óxido (20V), la corriente de cortocircuito subiría mucho más y el **fabricante no garantiza el corte** del dispositivo a tiempo.
- En un cortocircuito, pueden darse **dos casos**:
 - a) Cierre del interruptor cuando ya se ha producido un cortocircuito
 - b) Se produce un cortocircuito cuando el dispositivo está conduciendo.

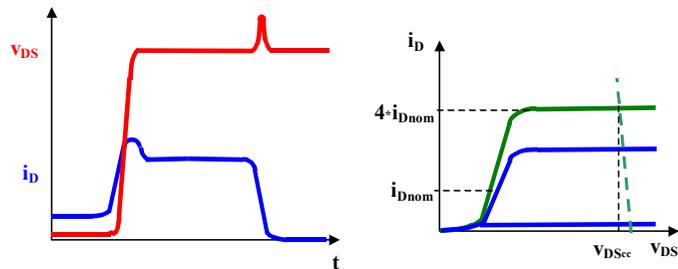
PROTECCIÓN CONTRA SOBRECORRIENTES.

a) Cierre del dispositivo sobre un cortocircuito



Al cerrar el IGBT sobre un cortocircuito, la tensión V_{DS} cae ligeramente, pero se mantiene a un valor muy alto, lo que permite al circuito de control detectar el malfuncionamiento y dar orden de cortar al dispositivo.

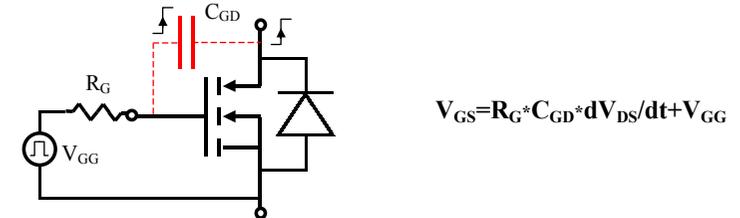
b) Se produce un cortocircuito cuando está conduciendo el dispositivo



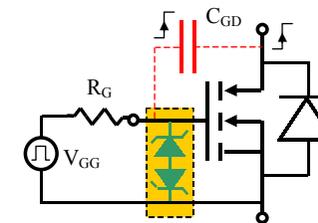
Al producirse un cortocircuito cuando el IGBT está conduciendo, la corriente sube hasta aproximadamente 4 veces la corriente nominal y la tensión sube hasta prácticamente el valor de corte. Se produce una subida muy rápida de la corriente y de la tensión.

PROTECCIÓN CONTRA SOBRECORRIENTES.

b) Se produce un cortocircuito cuando está conduciendo el dispositivo (cont.)



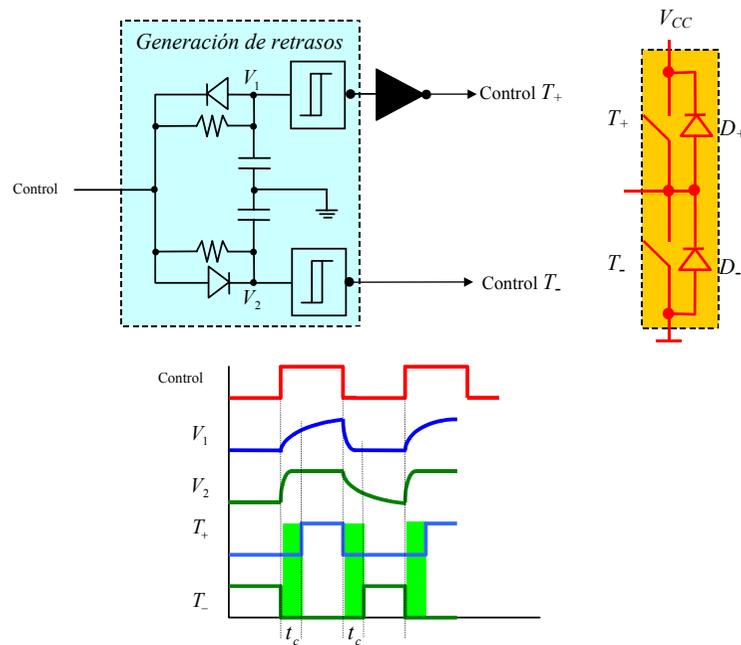
El problema se agrava en este caso, ya que al subir la tensión de drenador, **se acopla la subida** a través de la capacidad Miller y se polariza la puerta con una tensión mayor, con lo cual la corriente de drenador puede subir hasta valores que impidan el corte del dispositivo. Se debe **limitar la tensión de puerta a 15 voltios** empleando un par de diodos Zener:



También es necesario emplear para cortar el IGBT una tensión de puerta negativa (al menos $-5V$, mejor $-15V$), porque:

- Se acelera el corte disminuyendo las enormes pérdidas debidas a las elevadas tensiones y corrientes del cortocircuito.
- Se asegura el corte, ya que la tensión umbral de corte disminuye en unos $10mV$ por cada grado de temperatura que suba la temperatura de la unión, de forma que durante un cortocircuito dicha tensión puede valer casi $2V$ menos que el valor que da el fabricante a $25^\circ C$.
- Debido a que la derivada de la corriente de drenador es muy alta, aparecen caídas de tensión extra en las inductancias parásitas internas y del cableado externo, la tensión que ve la puerta es menor que la esperada.

PROTECCIÓN CONTRA CORTOCIRCUITOS EN MONTAJES TIPO PUENTE

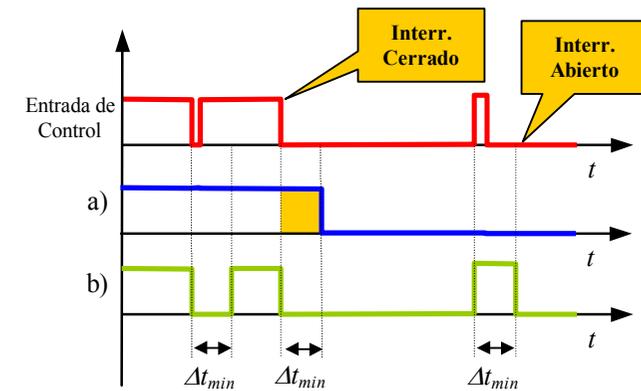


Circuito de Control con Generación de Tiempos Muertos

Si está circulando corriente por T+ (I saliente de la rama), cuando se da la orden de corte a T+ debe esperarse un tiempo (t_c) antes de dar orden de cierre a T- para que dé tiempo a cortarse a T+ y evitar un cortocircuito entre V_{CC} , T+ y T-. El tiempo t_c debe ser mayor que el tiempo de almacenamiento de T+.

Si la corriente circula por T- (I entrante en la rama), el efecto es el mismo debiendo retrasarse el cierre de T+.

PROTECCIÓN CONTRA PULSOS DE CORTA DURACIÓN



- a) Eliminación de pulsos estrechos
- b) Alargamiento de pulsos estrechos

Si algún pulso generado por el circuito de control (apertura o cierre) es **demasiado estrecho**, el circuito de disparo deberá evitar que dicho pulso llegue a la puerta del dispositivo por las siguientes razones:

- Un pulso estrecho no conseguirá que el interruptor entre en conducción o se corte totalmente por lo que las **pérdidas subirán innecesariamente**.
- Muchos circuitos incluirán circuitos auxiliares, p. ej. amortiguadores, que necesitan de un tiempo mínimo para **disipar la energía almacenada**.

Tiene el inconveniente de distorsionar ligeramente las formas de onda generadas.

CONMUTACIÓN SIN SNUBBERS

Los circuitos auxiliares empleados como amortiguadores de encendido o de apagado, suponen una **complejidad y un coste añadidos** al circuito que deben evitarse si es posible.

Es decir, no se usarán si el propio circuito garantiza **que no se superarán los límites** de derivadas de la corriente y tensión máximas ni las sobretensiones inducidas en las bobinas.

- Dispositivos con área de operación segura casi cuadrada como el IGBT son buenos candidatos.
- Dispositivos cuya velocidad de conmutación pueda controlarse fácilmente como el MOS y el IGBT también son buenos candidatos, ya que haciendo que el dispositivo conmute más lento, se pueden controlar las derivadas de la corriente y tensión máximas y las sobretensiones inducidas en las bobinas.
 - Al hacer que los dispositivos conmuten con tiempos de subida o bajada mayores las pérdidas de conmutación suben.
 - Para compensar estas pérdidas es necesario trabajar a frecuencias más bajas.

TEMA 10. CONTROL TÉRMICO DE LOS SEMICONDUCTORES DE POTENCIA

10.1. INTRODUCCIÓN

10.2. MECANISMOS DE TRANSFERENCIA DEL CALOR

10.2.1. Convección.

10.2.2. Radiación.

10.2.3. Conducción.

10.2.3.1. Modelo Térmico Estático

10.2.3.2. Modelo Térmico Dinámico

10.2.3.3. Cálculo de la Temperatura de la Unión en Situaciones Transitorias

10.3. DISIPADORES. ASPECTOS PRACTICOS

10.3.1. Radiadores

10.3.1.1. Convección Forzada

10.3.1.2. Cálculo de la Resistencia Térmica

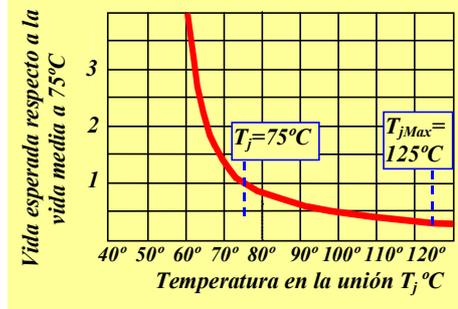
10.3.2. Refrigeradores por líquidos

INTRODUCCIÓN

Problema a resolver: Al circular corrientes por los dispositivos y conmutar entre corte y saturación se producen unas pérdidas de potencia en forma de calor en el dispositivo. Si este calor no es extraído del interior del dispositivo, provocará una subida de la temperatura del semiconductor.

La temperatura en el cristal de silicio no puede superar un valor máximo, (normalmente $T_{jmax}=125^{\circ}\text{C}$), ya que:

- ◆ Empeoran las características funcionales del dispositivo.
- ◆ La vida media esperada disminuye al aumentar la temperatura.



Puede observarse que un dispositivo funcionando a 75°C durará **unas cuatro veces más** que si trabaja a su temperatura máxima, por tanto es muy importante mantener la temperatura del cristal controlada, aún en las condiciones más desfavorables (Máximas disipación de potencia y temperatura del medio ambiente)

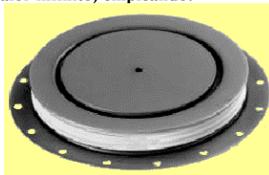
ACCIONES A TOMAR:

INTRODUCCIÓN

ACCIONES A TOMAR:

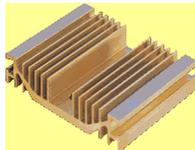
- ◆ Debe **limitarse la potencia disipada** en el dispositivo (pérdidas):
 - Usar dispositivos con menor caída en conducción.
 - Limitar la corriente máxima por el dispositivo.
 - Usar técnicas que minimicen las pérdidas en conmutación.
- ◆ O bien **facilitar la evacuación del calor generado** hacia el medio ambiente (supuesto como un sumidero de calor infinito) empleando:

- Cápsulas adecuadas (Fabricante).



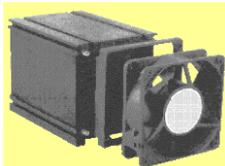
Ejemplo de Encapsulado: IGCT

- Radiadores.



Disipador de Aluminio Extrusionado

- Radiadores con ventilación forzada.



Disipador de Aluminio con ventilador

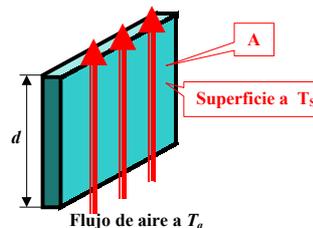
- Refrigeración por líquidos. (con o sin evaporación)



Dos refrigeradores por agua

MECANISMOS DE TRANSFERENCIA DEL CALOR.

Convección



El mecanismo de convección del calor ocurre entre un sólido y el fluido con el que está en contacto. Las capas del fluido más próximas se calientan y crean un flujo (**convección natural**) o mediante un ventilador o bomba se establece un flujo (**convección forzada**)

La transferencia de calor por **Convección** (natural, en el aire) se puede estimar por:

$$P_{conv} = 1.34 A (\Delta T)^{1.25} / d^{0.25}$$

donde:

- P_{conv} es la potencia transferida por el mecanismo de convección desde el disipador hacia el ambiente (W).
- A es el área de la superficie vertical (m^2).
- d es la altura vertical del área de la superficie A (m).
- ΔT es el incremento de temperatura entre el fluido y la superficie ($^{\circ}\text{C}$).

La **resistencia térmica** equivalente será por tanto:

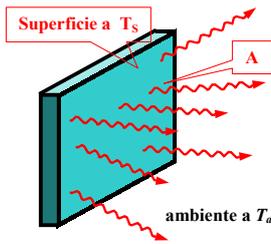
$$R_{\theta sa, conv} = \frac{1}{1.34 A} \left(\frac{d}{\Delta T} \right)^{1/4}$$

En algunos manuales se suele aproximar por:

$$P_{conv} = h A \Delta T$$

Sistema Empleado		h ($W m^{-2} ^{\circ}K^{-1}$)
Convección Natural	Gases	2-25
	Líquidos	50-1.000
Convección Forzada	Gases	25-250
	Líquidos	50-20.000
Convección con Cambio de Fase	Líquido+Gas (Evaporación y Condensación)	2.500-100.000

MECANISMOS DE TRANSFERENCIA DEL CALOR. Radiación



El mecanismo de radiación consiste en la emisión por una superficie de energía en forma de radiación electromagnética (infrarrojos), por tanto no necesita un medio material para producirse.

La transferencia de calor por **Radiación** se rige por la **ley de Stefan Boltzmann**:

$$P_{rad} = \sigma EA(T_s^4 - T_a^4)$$

donde:

- P_{rad} es la potencia transferida entre la superficie del disipador y el ambiente (W).
- E es la emisividad de la superficie del disipador. Esta constante depende del tipo de material. Para objetos oscuros, como el aluminio pintado de negro utilizado en radiadores es 0.9.
- A es el área de la superficie (m^2).
- T_s es la temperatura de la superficie expresada en grados Kelvin.
- $\sigma = 5.67 \cdot 10^{-8} W m^{-2} \cdot K^{-4}$ es la constante de Stefan Boltzmann

La **resistencia térmica** equivalente será por tanto:

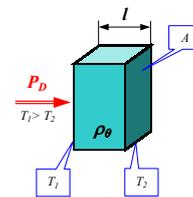
$$R_{\theta_{a,rad}} = \frac{\Delta T}{5.7 \times 10^{-8} EA(T_s^4 - T_a^4)}$$

Al instalar radiadores, se debe tener en cuenta que si se colocan próximos a otros objetos más calientes absorberán más energía que la que emitan por radiación.

MECANISMOS DE TRANSFERENCIA DEL CALOR. Conducción

En un material conductor del calor, el **flujo de calor va desde los puntos más calientes del material hacia los más fríos**.

Según la **ley de Fourier**, la evacuación de calor por conducción se puede aproximar suponiendo que el material que conduce el calor presenta una **resistencia térmica** independiente de la temperatura y de la cantidad de calor evacuada:



$$R_{\theta} = \frac{\Delta T}{\dot{Q}} = \frac{\Delta T}{P_D} \left(\frac{^{\circ}C}{W} \right),$$

$$\text{con } \dot{Q} = \frac{\partial Q}{\partial t} = P_D$$

$$\text{y } R_{\theta} = \frac{\rho_{\theta} l}{A}$$

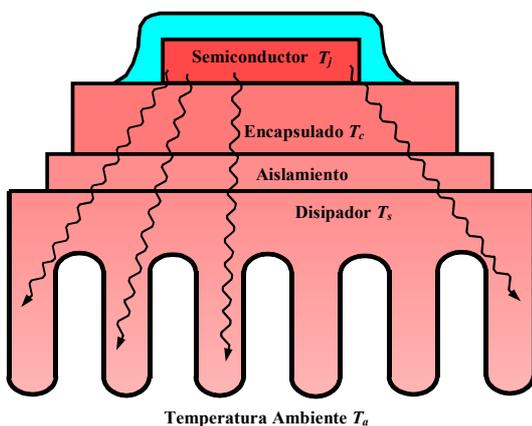
donde:

- ρ_{θ} es la resistividad térmica del material ($^{\circ}C \cdot m/W$).
- l es la longitud (m).
- A es el área (m^2).
- P_D es la potencia disipada (W).
- R_{θ} es la resistencia térmica del trozo de material ($^{\circ}C/W$).

Material	ρ_{θ} ($^{\circ}C \cdot cm/W$)
Diamante	0.02 - 0.1
Cobre	0.3
Aluminio	0.5
Estaño	2.0
Grasa térmica	130
Mica	150
Mylar	400
Aire en calma	3000

Comparación de la Resistividad Térmica de Algunos Materiales Típicos

TRANSFERENCIA DE CALOR POR CONDUCCIÓN. Modelo Térmico Estático



Modelo Multicapa de un Semiconductor Montado sobre un Disipador para analizar la Transferencia de Calor desde el Silicio hacia el Ambiente

$$R_{\theta a} = R_{\theta c} + R_{\theta s} + R_{\theta a}$$

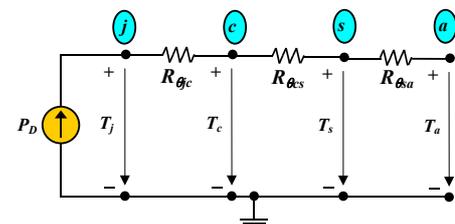
donde:

- $R_{\theta c}$ es la resistencia térmica debido a mecanismos de transferencia de calor por **conducción** entre el silicio y el encapsulado del dispositivo.
- $R_{\theta s}$ es la resistencia térmica debido a mecanismos de transferencia de calor por **conducción** entre el encapsulado del dispositivo y el disipador.
- $R_{\theta a}$ es la resistencia térmica debido a mecanismos de transferencia de calor por **convección y radiación** entre el disipador y el ambiente. Estos mecanismos, aunque más complejos, se pueden modelar de forma aproximada mediante una resistencia térmica y serán estudiados posteriormente.

TRANSFERENCIA DE CALOR POR CONDUCCIÓN. Modelo Térmico Estático

Se puede hacer una analogía con los circuitos eléctricos:

Magnitud Eléctrica	Magnitud Térmica
Diferencia de Potenciales	Diferencia de Temperaturas
Intensidad	Potencia
Resistencia Eléctrica	Resistencia Térmica



Circuito Equivalente Basado en Resistencias Térmicas

$$T_j = P_D (R_{\theta c} + R_{\theta s} + R_{\theta a}) + T_a$$

dónde:

- T_j es la temperatura de la unión del semiconductor.
- T_a es la temperatura ambiente del medio exterior.

Estos cálculos **no son exactos**, debido a que las resistencias térmicas varían con:

- ♦ La Temperatura.
- ♦ Contacto térmico entre cápsula y radiador (Montaje).
- ♦ Dispersiones de fabricación.
- ♦ Efectos transitorios.

TRANSFERENCIA DE CALOR POR CONDUCCIÓN.
Modelo Térmico Dinámico

Hasta ahora se ha estudiado el funcionamiento en situaciones estacionarias. Vamos a considerar otros casos:

- ♦ Arranque de un sistema \Rightarrow Potencia constante pero temperatura subiendo.
- ♦ Funcionamiento con cargas pulsantes \Rightarrow Potencia variable, pero la temperatura puede considerarse constante (o no).

La temperatura que alcanza un material al que se aplica una cantidad de calor depende de su **calor específico** definido como:

La energía requerida para elevar la temperatura de un material un grado centígrado una unidad de masa de dicho material

La masa del material hace de "almacenamiento" de energía, modificando la temperatura con una determinada dinámica.

En la analogía con los circuitos eléctricos el producto **masa x calor específico** sería la capacidad de un condensador, ya que:

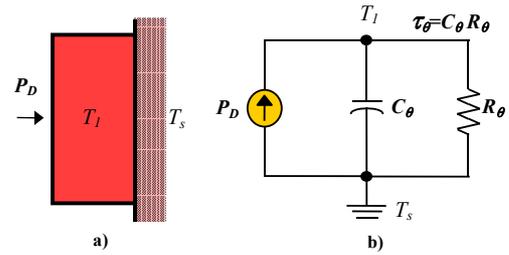
$$\Delta T = (M \cdot C_e) \Delta Q = C_\theta \Delta Q$$

$$\frac{\partial T}{\partial t} = C_\theta \frac{\partial Q}{\partial t} = C_\theta P_D \Leftrightarrow \frac{\partial V}{\partial t} = C \cdot I_C$$

donde:

- C_e es el calor específico del material ($W^\circ C^{-1} Kg^{-1}$)
- M es la masa del material (Kg)
- C_θ es la capacidad térmica equivalente ($W^\circ C^{-1}$)

TRANSFERENCIA DE CALOR POR CONDUCCIÓN.
Modelo Térmico Dinámico



- a) Sistema Térmico Simple Consistente en una Masa a Temperatura inicial T_S a la cual se le suministra un escalón de potencia P_D , estando en contacto con un Disipador a Temperatura T_S . La temperatura final alcanzada es T_1 .
- b) Modelo equivalente eléctrico utilizado para modelar comportamientos transitorios de un sistema térmico.

La evolución en el tiempo de la temperatura cuando se aplica un cambio brusco (escalón) de la potencia disipada será:

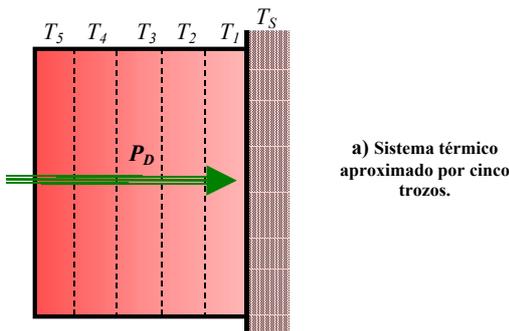
$$T_1(t) - T_S = P_D R_\theta (1 - e^{-t/\tau_\theta})$$

En régimen permanente coincide con lo estudiado anteriormente para el caso estático:

$$T_1(t = \infty) - T_S = P_D R_\theta$$

TRANSFERENCIA DE CALOR POR CONDUCCIÓN.
Modelo Térmico Dinámico.

Para una masa de cierto tamaño se tendrá una distribución continua de temperaturas. Para calcular la evolución de la temperatura se aproxima el material en varios trozos en los que se supone que la temperatura es constante:

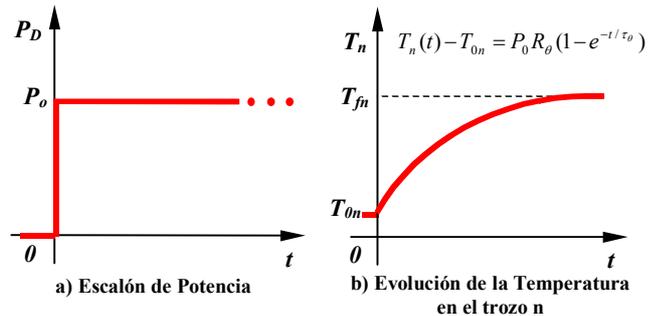


b) Modelo Eléctrico Equivalente

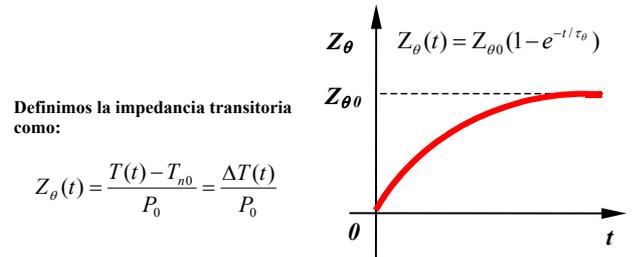
La temperatura final en un nodo debe coincidir con la obtenida con el modelo estático

TRANSFERENCIA DE CALOR POR CONDUCCIÓN.
Modelo Térmico Dinámico.

Respuesta de la Temperatura de un material ante un escalón de potencia:



Respuesta Transitoria de la Temperatura en el Nodo n Frente a un Cambio en escalón en la Potencia Disipada.

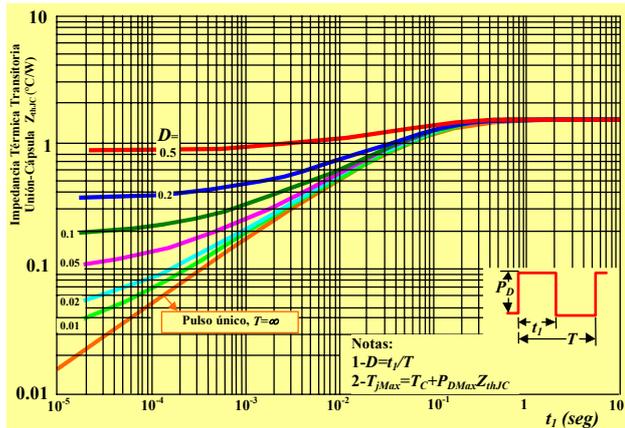


Definimos la impedancia transitoria como:

$$Z_\theta(t) = \frac{T(t) - T_{n0}}{P_0} = \frac{\Delta T(t)}{P_0}$$

Cálculo de la Temperatura de la Unión en Situaciones Transitorias

Los fabricantes suelen dar curvas en las que se representa la impedancia térmica transitoria para un dispositivo al que se aplica una potencia disipada tipo escalón o ondas cuadradas periódicas, por ejemplo:

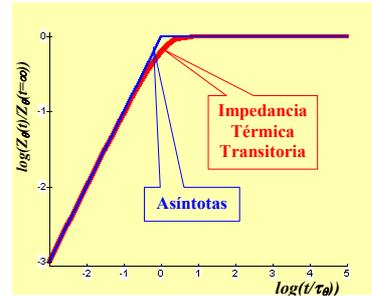


Curvas de la **Impedancia Térmica Transitoria** del transistor **MOSFET IRF 330** donde la Impedancia Térmica Transitoria está parametrizada en función del ciclo de trabajo del **MOSFET**

Puede observarse que para valores altos de D y bajos de t_1 (=altas frecuencias), las curvas se vuelven horizontales, es decir, la inercia térmica hace que la temperatura de la unión no varíe y por tanto estas curvas no sirven. En general, para frecuencias mayores de $3kHz$; es suficiente trabajar con la característica estática.

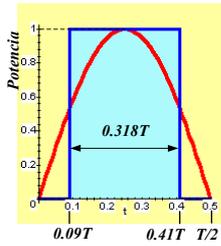
Cálculo de la Temperatura de la Unión en Situaciones Transitorias

En otros casos, los fabricantes dan únicamente una curva que representa la impedancia térmica transitoria para una potencia disipada tipo escalón:

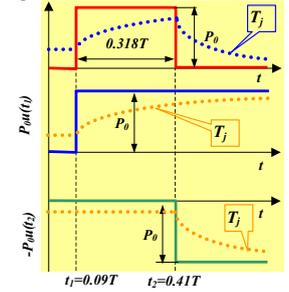


Impedancia Térmica Transitoria de un Dispositivo (incluyendo la curva asintótica).

Para formas de ondas diferentes de escalones y ondas cuadradas, se puede aproximar por ondas de duraciones comparables que inyecten la misma energía (área) que la onda cuadrada, así por ejemplo:



Se hace equivalente un arco de senoide a una onda cuadrada de la misma amplitud y duración $0.318T$



El pulso se descompone en dos escalones:

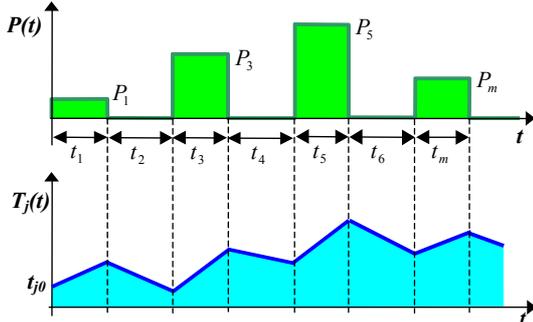
$$P(t) = P_0 u(t_1) - P_0 u(t_2) = P_0 (u(t_1) - u(t_2))$$

y la temperatura puede calcularse de:

$$T_j(t) = T_{j0} + P_0 (Z_\theta(t_1) - Z_\theta(t_2))$$

Cálculo de la Temperatura de la Unión en Situaciones Transitorias

Para otros tipos de pulsos se puede generalizar:



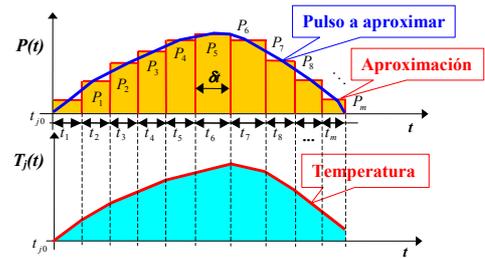
Temperatura de la Unión con Pulsos de Potencia Rectangulares

Llamando $Z_n = Z(t=t_n)$ y teniendo en cuenta que $P_2 = P_4 = P_6 = \dots = 0$, se puede escribir que la temperatura después del pulso m es:

$$T_j(t) = T_{j0} + P_1(Z_1 - Z_2) + P_3(Z_3 - Z_4) + P_5(Z_5 - Z_6) + \dots = T_{j0} + \sum_{n=1,3,5,\dots} P_n(Z_n - Z_{n+1})$$

Cálculo de la Temperatura de la Unión en Situaciones Transitorias

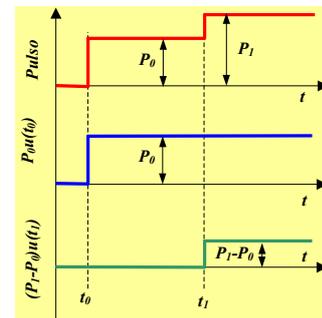
Para otras formas de ondas, se puede hacer la siguiente aproximación:



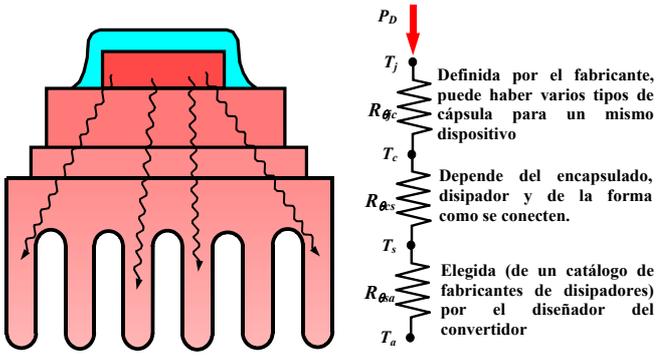
Aproximación de un Pulso de Potencia mediante Pulsos Rectangulares

$$T_j(t) = T_{j0} + Z_1 P_1 + Z_2 (P_2 - P_1) + Z_3 (P_3 - P_2) + \dots = T_{j0} + \sum_{n=1,2,\dots} Z_n (P_n - P_{n-1})$$

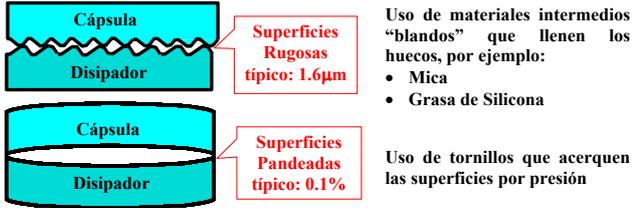
ya que la secuencia de pulsos P_i se puede descomponer en una secuencia de pulsos de tipo escalón:



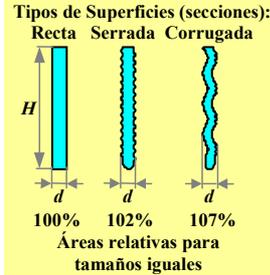
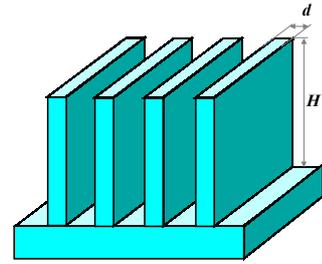
DISIPADORES. ASPECTOS PRACTICOS. Radiadores



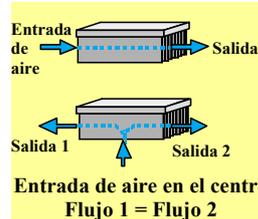
La resistencia $R_{\theta_{cs}}$ depende mucho de la forma como se conecten la cápsula y el disipador, le afecta especialmente el acabado superficial de ambos:



DISIPADORES. ASPECTOS PRACTICOS. Convección Forzada

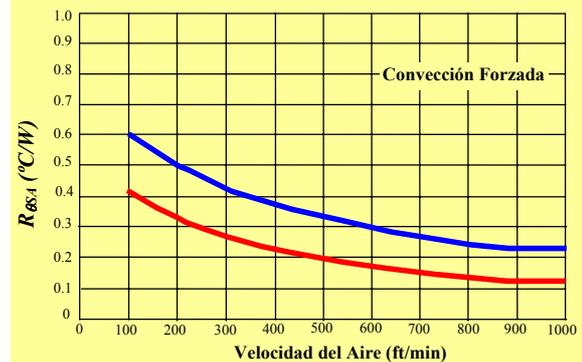
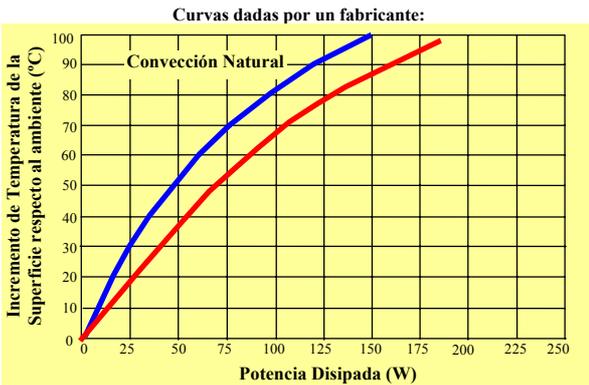


Las secciones de tipo **corrugadas** se usan en aplicaciones de convección natural porque son mas delgadas y permiten una separación mayor entre láminas. Las secciones de tipo **serradas** se usan en aplicaciones de convección forzada, ya que aumentan la turbulencia del flujo y por tanto el flujo de calor entre el disipador y el fluido. Las secciones **rectas** no se recomiendan en aplicaciones de gran potencia debido a su menor capacidad de transferencia de calor.



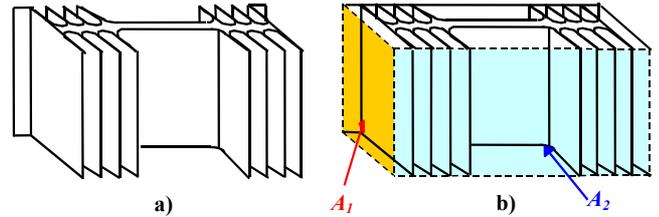
En el segundo caso, al ser la superficie atravesada por el flujo de aire el doble, las pérdidas de presión son la mitad y por tanto se necesita un esfuerzo menor (ventilador de menos potencia) para conseguir el mismo flujo. O bien con el mismo ventilador se puede conseguir una velocidad del aire mayor, bajando la resistencia térmica equivalente.

DISIPADORES. ASPECTOS PRACTICOS. Convección Forzada



Características de la Resistencia Térmica de dos disipadores comerciales (azul y rojo) con convección natural y forzada.

DISIPADORES. ASPECTOS PRACTICOS. Cálculo de la Resistencia Térmica



(a) Ejemplo de Disipador. (b) Definición de las Áreas Usadas para Calcular la Resistencia Térmica en el Disipador de la Figura por Convección y Radiación.

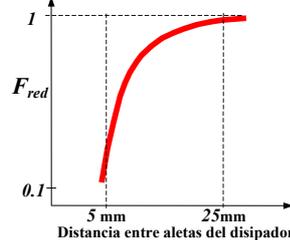
$$A_{con} = 2 A_2 + n A_1$$

donde:

- A_1 es la superficie frontal del disipador.
- A_2 es la superficie lateral del disipador.
- n es el número de superficies laterales generadas por las aletas que componen el disipador. En el caso del disipador de la figura $n=16$.

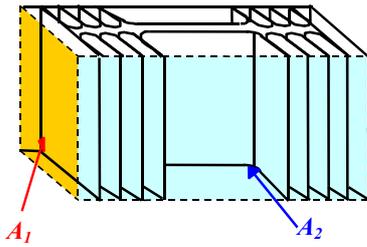
$$R_{\theta_{sa,conv}} = \frac{1}{1.34 A_{con} F_{red} \Delta T^{1/4}}$$

donde d es el lado vertical de las superficies A_1 o A_2 .



F_{red} en Función de la Distancia en mm entre Aletas del Disipador, para Distancias Menores que 25 mm

DISIPADORES. ASPECTOS PRACTICOS. Cálculo de la Resistencia Térmica



Para calcular la resistencia térmica debida a la radiación:

$$A_{rad} = 2 A_1 + 2 A_2$$

donde:

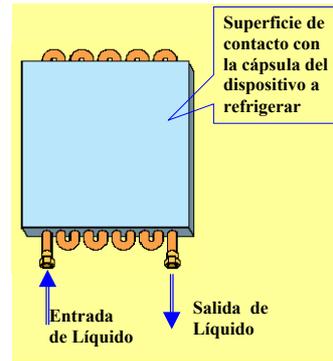
- A_1 es la superficie frontal del disipador.
- A_2 es la superficie lateral del disipador.

$$R_{\theta sa, rad} = \frac{\Delta T}{5.7 \times 10^{-8} E A_{rad} (T_s^4 - T_a^4)}$$

La **Resistencia Térmica del Disipador** será la resistencia equivalente a conectar en paralelo las dos resistencias térmicas calculadas anteriormente:

$$R_{\theta sa} = \frac{R_{\theta sa, rad} R_{\theta sa, con}}{R_{\theta sa, rad} + R_{\theta sa, con}}$$

DISIPADORES. ASPECTOS PRACTICOS. Refrigeradores por líquidos

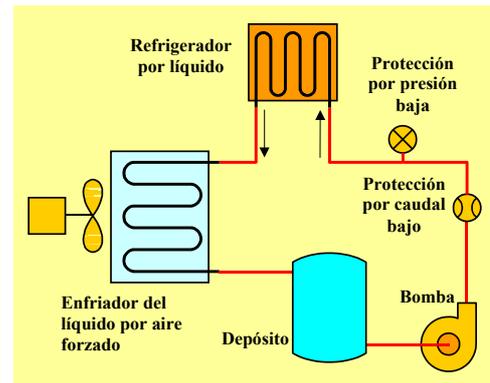


Mediante estos dispositivos, se puede evacuar una gran cantidad de calor con un tamaño de disipador mucho más reducido si se compara con los refrigerados por aire.

Normalmente se empleará un circuito cerrado, y se forzará mediante una bomba la circulación del líquido.

Suele utilizarse como líquido refrigerante agua (a veces con aditivos).

El circuito completo será:



DISIPADORES. ASPECTOS PRACTICOS. Refrigeradores por líquidos

Como se vio al estudiar el mecanismo de convección, si se utiliza un sistema que incluya un líquido que se evapora y condensa, el coeficiente h que define la cantidad de calor que se evacua por convección, alcanza un valor muy alto.



TEMA 11. COMPONENTES REACTIVOS. CONSIDERACIONES PRÁCTICAS

11.1. INTRODUCCIÓN

11.2. DISEÑO DE INDUCTORES

11.2.1. Tipos de Núcleo Magnético

11.2.2. Carrete

11.2.3. Conductores

11.2.4. Entrehierro

11.3. DISEÑO DE TRANSFORMADORES

11.3.1. Núcleo Magnético

11.3.2. Conductores

11.4. SELECCIÓN DE CONDENSADORES

11.4.1. Electrolíticos

11.4.2. Plásticos y Cerámicos

Tema 11. Componentes Reactivos. Transparencia 1 de 13

INTRODUCCIÓN

En este tema se estudiará el diseño de inductores y transformadores así como la selección de condensadores.

- En los años iniciales de la electrotecnia se empleaban para la fabricación de inductores y transformadores núcleos de acero y sus aleaciones.
- En los circuitos electrónicos modernos trabajando a altas frecuencias esto ocasionaría demasiadas pérdidas "eddy".
- Uso de láminas o polvos sinterizados de acero inicialmente y a partir de los años 30-40 se comenzaron a usar ferritas, especialmente a partir de los años 50 con la introducción de los televisores.
- Las ferritas están formadas por óxidos magnéticos con alta resistividad eléctrica y buenas características magnéticas.
- Se emplean dos grandes grupos:
 - Ferritas de Manganeso-Zinc (MnZn), formadas por una mezcla de óxidos de hierro, manganeso y zinc ($\text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{MnO} + \text{ZnO}$).
 - Ferritas de Niquel-Zinc (NiZn), formadas por una mezcla de óxidos de hierro, níquel y zinc.
 - Las ferritas de NiZn tienen una resistividad muy alta por lo que se usan para frecuencias muy elevadas (desde 1+2 MHz a varios cientos de MHz) mientras que las MnZn se emplean hasta 2MHz.
 - La permeabilidad magnética de las ferritas MnZn es del orden de 100 veces mayor que en las NiZn.

Las características principales de las ferritas se pueden resumir:

- Alta resistividad
- Gran variedad de formas de núcleos
- Amplio rango de frecuencias de trabajo
- Bajos coste y peso
- Bajas pérdidas con alta permeabilidad
- Baja conductividad térmica
- Alta estabilidad con el tiempo y la temperatura
- Fragilidad y poca resistencia mecánica
- Amplia selección de materiales
- Saturan a bajas densidades de flujo

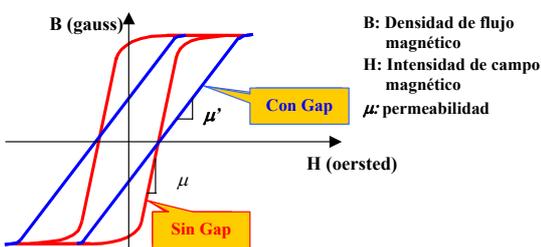
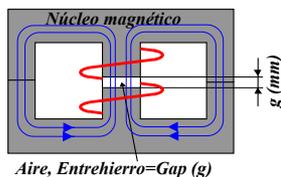
Tema 11. Componentes Reactivos. Transparencia 2 de 13

INTRODUCCIÓN

Las unidades empleadas en electromagnetismo son (SM=Sistema Métrico, UC=Uso cotidiano):

Magnitud	Simb. SM	Unidad SM	Simb. UC	Unidad UC	Factor Convers
Inductancia	H	Henrio	L	Henrios	1
Intensidad de campo magnético	A/m	Amperio/metro	Oe	Oersted	79,58
Flujo Magnético	Wb	Weber	Mx	Maxwell	$1 \cdot 10^8$
Densidad de Flujo Magnético/ Inducción Magnética	T	Tesla	g	Gauss	$1 \cdot 10^4$
Permeabilidad	H/m	Henrio/metro	μ	--	$4 \cdot 10^{-7}$
Carga eléctrica	C	Culombio	EM	Carga por masa	10

Sección de un núcleo magnético



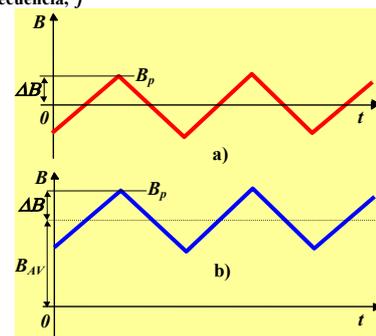
Curva característica B-H de un núcleo de ferrita

Tema 11. Componentes Reactivos. Transparencia 3 de 13

DISEÑO DE INDUCTORES

Para el diseño de un inductor debe conocerse (del circuito dónde se conecta):

- La inductancia, L.
- La corriente de pico, I_p .
- La corriente eficaz, I_{RMS} .
- La frecuencia, f



Definición de Densidad de Flujo Máximo AC. a) Flujo Bipolar. b) Flujo Unipolar

$$\Delta B = \frac{E \cdot 10^8}{k \cdot A_c \cdot N \cdot f}$$

ΔB es el incremento de densidad de flujo máximo AC expresado en gauss y es igual a la diferencia entre el valor de pico de la densidad de flujo y su valor medio.

k es una constante que es igual a 4.44 para onda senoidal y 4 para onda cuadrada.

E es la tensión eficaz en voltios.

A_c es la sección transversal efectiva del núcleo en cm^2 y es aproximadamente igual a la sección de la columna central.

N es el número de espiras que abrazan al núcleo.

f es la frecuencia en Hz.

Tema 11. Componentes Reactivos. Transparencia 4 de 13

DISEÑO DE INDUCTORES

Las pérdidas en un núcleo de ferrita pueden estimarse (según los fabricantes):

$$P = k f^a \Delta B^b$$

P es la pérdida de potencia en mW/cm^3 .

ΔB es la densidad de flujo máximo AC en gauss.

k , a y b son constantes dadas por los fabricantes para cada tipo de material magnético.

Estas pérdidas se limitan típicamente a unos $10 mW/cm^3$ para núcleos de baja potencia.

Para los núcleos de mayor potencia:

$$\Delta t = 0.833 \frac{P}{A}$$

Δt es el incremento de temperatura respecto de la temperatura ambiente ($^{\circ}C$).

P es la potencia disipada (mW).

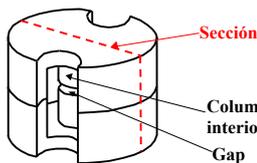
A es el área total de la superficie exterior del núcleo (cm^2).

DISEÑO DE INDUCTORES.

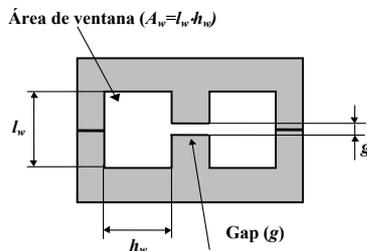
Tipos de núcleos magnéticos mas usados



DISEÑO DE INDUCTORES



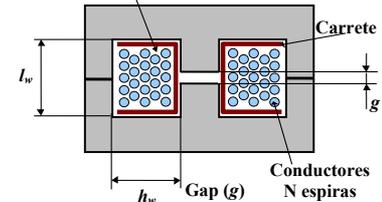
Vista Externa del Núcleo POT con Ranuras Laterales y Entrehierro (Gap)



Sección Transversal de los Núcleos POT, Cuadrados, y en E

DISEÑO DE INDUCTORES

Área de ventana ($A_w = l_w \cdot h_w$)
 \Rightarrow Espacio para alojar los devanados



Sección Transversal de los Núcleos POT, Cuadrados y en E

Para la selección del núcleo se emplea la fórmula que da la característica producto de áreas. (se deducirá posteriormente)

$$A_w A_c = \frac{L_{max} I_p I_{rms}}{k_{cu} J B_{max}}$$

A_w Área de ventana.

A_c Sección media transversal del circuito magnético.

L_{max} Inductancia máxima que puede obtenerse con el núcleo (se deducirá posteriormente).

k_{cu} Coeficiente de empaquetamiento del cobre (valores típicos comprendidos entre 0.6 y 0.8).

J Densidad de corriente.

Carrete

Es la base sobre la que se asienta el solenoide o bobina de cobre.

Está caracterizado por el área de ventana A_w y se define como el producto de la altura de ventana h_w por el ancho de ventana l_w .

Conductores

A partir de la corriente eficaz I_{rms} y una densidad de corriente aceptable (para cobre se suele fijar en $450 A/cm^2$) puede determinarse la sección del conductor:

$$A_{cu} = \frac{I_{rms}}{J}$$

Si se define N como el número máximo de espiras de cobre de sección efectiva A'_{cu} (incluyendo la superficie de aislante que normalmente es barniz) que pueden ser alojadas en un núcleo de área de ventana A_w , se cumple:

$$N A'_{cu} = A_w k_{cu}$$

En la práctica: $A'_{cu} \approx A_{cu}$

DISEÑO DE INDUCTORES

El número máximo de espiras que puede alojar el núcleo se puede deducir de las dos ecuaciones anteriores:

$$N = A_w \frac{k_{cu} J}{I_{rms}} \quad (A)$$

Aplicando la definición de densidad de flujo para la sección media del núcleo magnético:

$$\phi = B A_c$$

La inductancia de una bobina formada por N espiras:

$$L = \frac{N \phi}{I}$$

Su valor máximo será:

$$L_{max} = \frac{N \phi_{max}}{I_p} = \frac{N B_{max} A_c}{I_p}$$

Este será el valor de la **inductancia máxima** que puede obtenerse para un núcleo dado. **Debe ser mayor que el valor de inductancia deseado.** En caso contrario se selecciona un núcleo más grande. Para este nuevo núcleo se determina la nueva inductancia máxima y así sucesivamente hasta que la inductancia máxima supere o iguale el valor deseado.

El número de espiras necesario para construir una bobina de valor L, será:

$$N = \frac{L I_p}{B_{max} A_c} \quad (B)$$

Igualando los valores de N dados por las ecuaciones (A) y (B) resulta la ecuación del producto de áreas del núcleo vista anteriormente:

$$A_w A_c = \frac{L I_p I_{rms}}{k_{cu} J B_{max}}$$

El producto $A_w A_c$ depende de las dimensiones de cada núcleo, de forma que una vez evaluada la parte derecha de la expresión anterior, debe elegirse un núcleo con un producto de áreas mayor o igual que el valor calculado.

DISEÑO DE INDUCTORES

Entrehierro (gap)

Consiste en intercalar una zona de aire en el circuito magnético. Se realiza en la mayoría de los inductores para aumentar la corriente máxima por la bobina para una misma densidad de flujo (evitar saturación). $\Rightarrow L \downarrow$ pero se compensa aumentando N ya que $L \propto N^2$.

La distancia de entrehierro puede obtenerse aplicando la ley de Ampere al nuevo circuito magnético,

$$\oint H dl = NI$$

La densidad de flujo en el aire, B_g puede relacionarse con la densidad de flujo en el circuito magnético, B_{max} sin más que tener en cuenta que el flujo permanece constante a lo largo del circuito magnético:

$$B_g A_g = B_{max} A_c$$

Donde A_g es la sección equivalente del entrehierro (esta sección es ligeramente superior a la del núcleo).

La intensidad del campo magnético en el entrehierro (H_g) viene dada por:

$$H_g = \frac{B_g}{\mu_0} = \frac{\phi_{max}}{\mu_0 A_g}$$

Debido a que la permeabilidad del núcleo magnético (μ) es mucho mayor que la del aire (μ_0), la intensidad del campo en el núcleo (H_c) será mucho menor que en entrehierro (H_g).

$$H_g = \frac{B_g}{\mu_0} \gg \frac{B_c}{\mu} = H_c$$

Despreciando, por tanto, la intensidad de campo en el material magnético frente a la intensidad de campo en el aire, de la ley de Ampere, puede obtenerse:

$$H_g g = N I_p$$

De estas ecuaciones se obtiene la longitud del entrehierro que hay que realizar para una corriente máxima I_p :

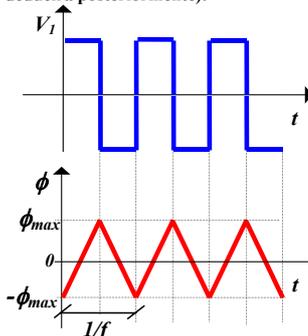
$$g = \frac{N I_p}{H_g} = \frac{L I_p}{\phi_{max}} = \frac{\mu_0 A_g L}{\phi_{max}^2} I_p^2 = \frac{\mu_0 A_g L}{B_{max}^2 A_c^2} I_p^2$$

Donde g es la longitud del entrehierro.

DISEÑO DE TRANSFORMADORES

Para el diseño de los transformadores se puede proceder de forma análoga al diseño de los inductores. Para ello se deducirá una expresión análoga para el producto de áreas escrita en función de la potencia aparente del transformador. (se deducirá posteriormente):

$$A_c A_w = \frac{S}{2 f B_{max} J k_{cu}}$$



La relación entre la tensión aplicada en el primario de un transformador y el flujo que aparece es:

$$V_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt}, \text{ que en el caso de ondas cuadradas es:}$$

$$V_1 = N_1 \frac{2\phi_{max}}{1} \frac{1}{2f} = 4 N_1 f \phi_{max}$$

El número de espiras en el primario es:

$$N_1 = \frac{V_1}{4 f \phi_{max}} = \frac{V_1}{4 f A_c \Delta B} \quad (C)$$

Tensión y Flujo en un Transformador

y en el secundario: $N_2 = N_1/a$, donde a es la relación de transformación.

Conductores

Suponiendo despreciable la corriente de magnetización, la fuerza magnetomotriz primaria es igual a la secundaria:

$$\mathfrak{F} = N_1 I_1 = N_2 I_2$$

Sí J es la densidad de corriente máxima que admiten los conductores, en ambos devanados será (A_{cu} =Sección de los conductores):

$$I_1 = A_{cu} J$$

$$I_2 = A_{cu2} J$$

De las expresiones anteriores, si se supone el mismo tipo de conductores en primario y secundario:

$$N_1 A_{cu1} = N_2 A_{cu2}$$

El área de ventana se reparte entre los dos devanados:

$$A_w k_{cu} = N_1 A_{cu1} + N_2 A_{cu2} =$$

$$2 N_1 A_{cu1} = 2 N_2 A_{cu2}$$

DISEÑO DE TRANSFORMADORES

De la fórmula anterior ($A_w k_{cu} = 2 N_1 A_{cu1} = 2 N_2 A_{cu2}$) se deduce:

$$A_{cu1} = \frac{A_w k_{cu}}{2 N_1}$$

$$A_{cu2} = \frac{A_w k_{cu}}{2 N_2}$$

De las fórmulas anteriores y de $I_1 = A_{cu1} J$ $I_2 = A_{cu2} J$ se pueden calcular las corrientes máximas por los devanados:

$$I_{1max} = \frac{J A_w k_{cu}}{2 N_1} \quad (D)$$

$$I_{2max} = \frac{J A_w k_{cu}}{2 N_2}$$

Para demostrar la fórmula del producto de áreas, se puede despejar V_1 de la ecuación (C) obteniendo:

$$V_1 = 4 f N_1 A_c \Delta B$$

Si la ecuación anterior se multiplica por el valor de la corriente I_{1max} del primario (D) se obtiene la potencia aparente máxima (para la que hay que dimensionar el transformador):

$$S_1 = 2 f A_c \Delta B J A_w k_{cu}$$

Reorganizando los términos de la ecuación anterior se obtiene la ecuación que da el producto de áreas:

$$A_c A_w = \frac{S_1}{2 f \Delta B J k_{cu}}$$

SELECCIÓN DE CONDENSADORES

- Capacidad.
- Tensión máxima.
- Corriente eficaz.
- Frecuencia.
- Resistencia Serie Equivalente (ESR).
- Autoinducción Serie Equivalente (ESL).
- Volumen (tamaño).

En electrónica de potencia se utilizan fundamentalmente tres tipos:

- **Electrolíticos.**
 - Alta capacidad.
 - Altas ESR y ERL (Fuertes pérdidas I^2R).
 - Tensión máxima de unos 450+500 V. Necesidad de conexión serie.
 - Tienen polaridad (peligro de explosión si se cambia la polaridad).
- **Plásticos y Cerámicos.**
 - Muy baja capacidad.
 - Muy bajas ESR y ERL.
 - Tensiones máximas muy elevadas.
 - No tienen polaridad.

El uso principal de los condensadores electrolíticos es para mantener en determinados nudos una tensión constante. Si se requiere que el condensador suministre altas corrientes con cambios bruscos, es necesario conectar en serie con el condensador electrolítico un condensador plástico o cerámico que pueda suministrar instantáneamente la corriente solicitada, que el electrolítico no puede dar debido a su ESL.

Los condensadores plásticos y cerámicos suelen emplearse además para realizar circuitos resonantes o amortiguadores, en los que se requieren valores pequeños de las capacidades.

TEMA 12. RECTIFICADORES NO CONTROLADOS

12.1. INTRODUCCIÓN

12.2. RECTIFICADOR MONOFÁSICO

12.2.1. Rectificador Media Onda

12.2.2. Puente Completo

12.2.2.1. Conmutación Instantánea

12.2.2.2. Conmutación no Instantánea

12.2.2.3. Carga Tipo Tensión Constante

12.2.3. Conexión en Redes Trifásicas. Corrientes por el Neutro

12.3. RECTIFICADORES TRIFÁSICOS Y POLIFÁSICOS

12.3.1. Montajes Simples

12.3.2. Conexión Serie

12.3.2.1. Conexión en Fase

12.3.2.2. Conexión en Oposición de Fases

12.3.3. Conexión Puente Completo

12.3.4. Conexión Paralelo

12.3.5. Tensiones y Corrientes Rectificadas

12.3.5.1. Valor Medio de la Tensión Rectificada

12.3.5.2. Valor Eficaz V_{RMS}

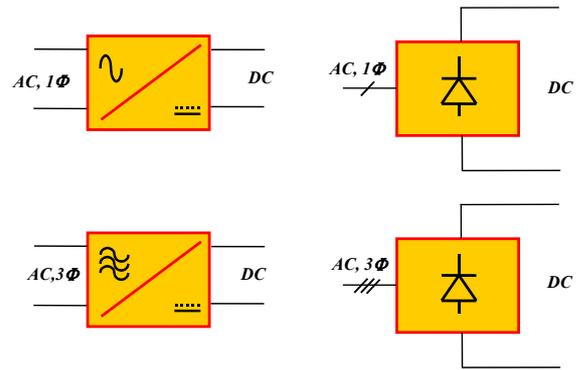
12.3.5.3. Factor de Ondulación

12.3.5.4. Desarrollo en Serie

12.3.5.5. Factor de Potencia del Secundario

12.3.5.6. Corriente Para Carga Altamente Inductiva

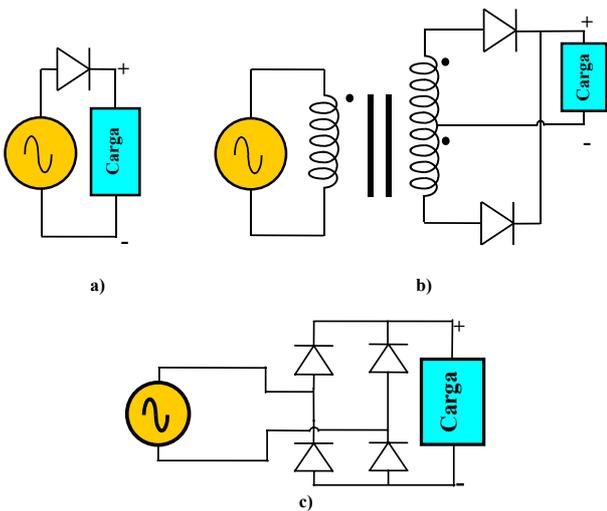
INTRODUCCIÓN



Símbolos de Convertidores AC/DC

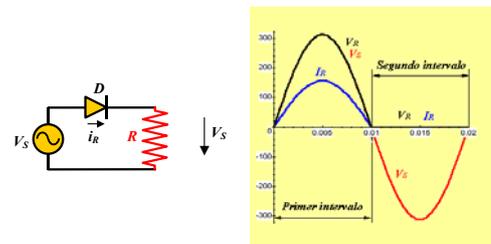
- **Entrada AC**, monofásica o polifásica.
- **Salida DC** no controlada, su valor depende de:
 - La tensión de entrada
 - La corriente por la carga
 - Topología del convertidor
- **Flujo de potencia** desde la entrada a la salida
- **Aplicaciones:**
 - Pueden usarse en aplicaciones con las siguientes características:
 - De coste mínimo
 - No sensibles al valor de la tensión de salida
 - No problema con el factor de potencia
 - Algunos ejemplos:
 - Entrada de fuentes de alimentación
 - Alimentación de motores DC

RECTIFICADOR MONOFÁSICO



Diferentes Topologías de Rectificadores: a) Media Onda, b) Onda Completa con Transformador de Toma Media, c) Onda Completa con Puente de Diodos

RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Rectificador Media Onda



Rectificador no Controlado con Carga Resistiva

Primer intervalo:	Segundo intervalo:
$V_R = V_S$	$V_R = 0$
$I_R = V_S/R$	$I_R = 0$
$V_{AK} = 0$	$V_{AK} = V_S$

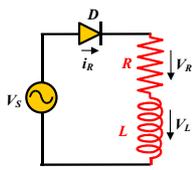
Tensión media en la carga:

$$V_{R(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} V_S \sin(\omega t) d\omega t = \frac{\sqrt{2} V_S}{\pi}$$

Tensión eficaz en la carga:

$$V_{R(RMS)} = \frac{V_S}{\sqrt{2}}$$

RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Rectificador Media Onda

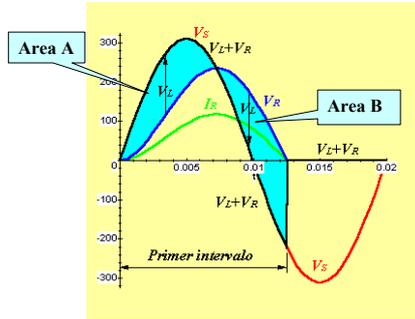


$$V_S = V_L + V_R; \quad V_L = L \cdot \frac{di}{dt};$$

$$di = \frac{1}{L} \cdot V_L \cdot dt$$

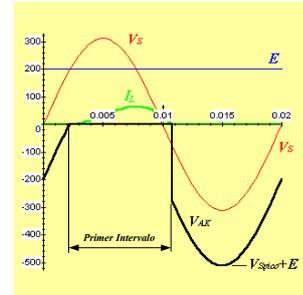
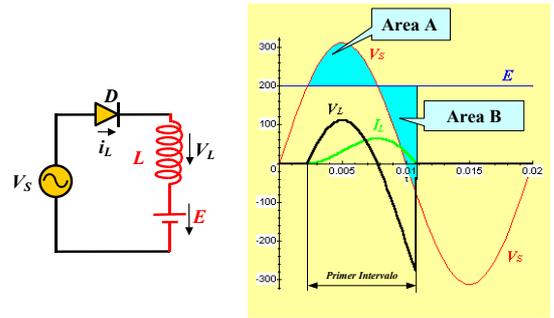
$$\int_{i(0)}^{i(t_2)} di = \frac{1}{L} \cdot \int_0^{t_2} V_L \cdot dt = 0 \Rightarrow$$

$$0 = \text{Area}(A) - \text{Area}(B)$$



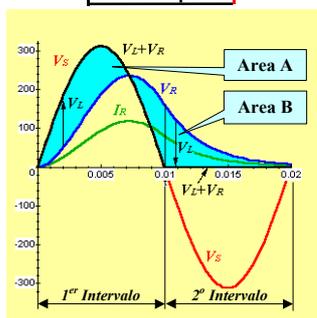
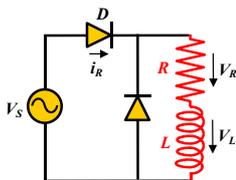
Formas de Onda en un Rectificador con Carga Resistiva-Inductiva

RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Rectificador Media Onda



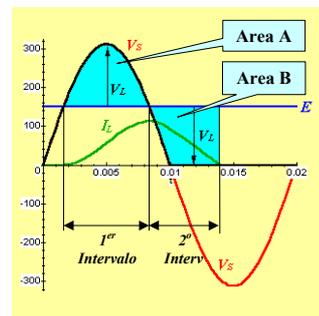
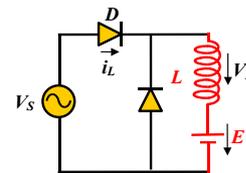
Formas de Onda en un Rectificador con Carga Inductiva y Fuerza Contraelectromotriz (Cargador de Baterías o Motor DC).

RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Rectificador Media Onda



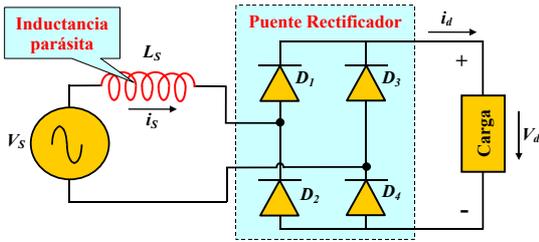
Formas de Onda en un Rectificador con Carga Resistiva-Inductiva y Diodo de Libre Circulación

RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Rectificador Media Onda



Formas de Onda en un Rectificador con Carga Inductiva y Fuerza Contraelectromotriz (Cargador de Baterías o Motor DC) y Diodo de Libre Circulación.

RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Puente Completo

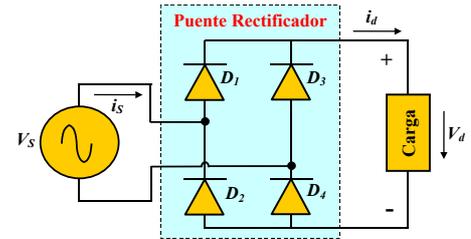


Rectificador en Puente Completo Monofásico

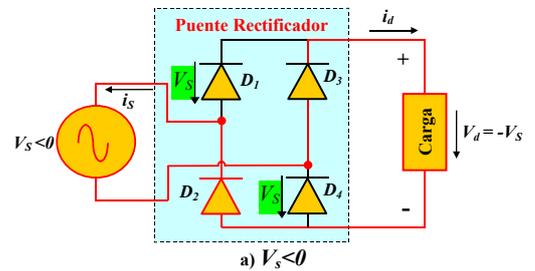
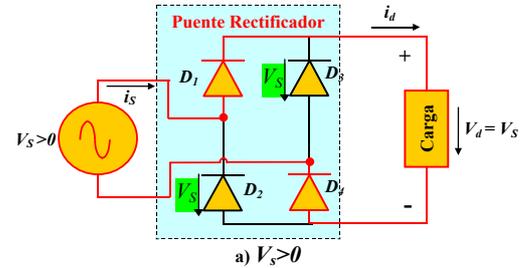
Se estudiarán los siguientes casos:

- Para L_s despreciable.
 - Con carga resistiva
 - Con carga fuertemente inductiva.
- Teniendo en cuenta el efecto de L_s .
 - Con carga fuertemente inductiva.

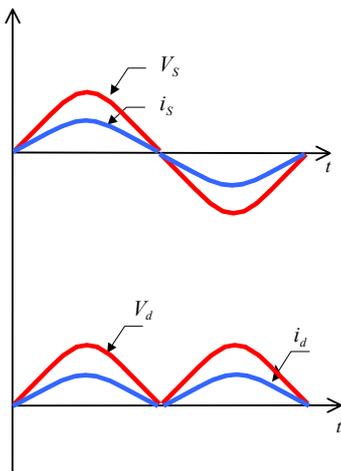
RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Puente Completo Comutación Instantánea



Rectificador en Puente Completo Monofásico con conmutación ideal y carga resistiva:



RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Puente Completo Comutación Instantánea



Formas de Onda de un Rectificador Monofásico Puente no Controlado para Carga Resistiva

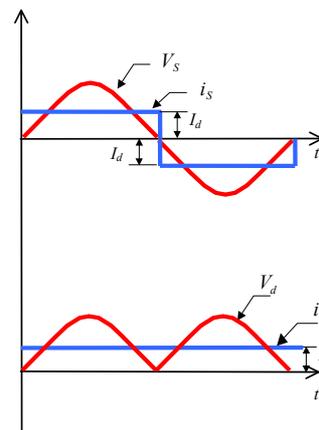
$L_s=0$; I_s no contiene armónicos

$$V_{d0} = \frac{1}{\left(\frac{T}{2}\right)} \int_0^{T/2} \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) dt =$$

$$V_{d0} = \frac{4\sqrt{2}V_s}{\omega T} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s = 0.9V_s$$

$$I_{d0} = \frac{V_{d0}}{R} = 0.9 \frac{V_s}{R}$$

RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Puente Completo Comutación Instantánea



Formas de Onda de un Rectificador Monofásico Puente no Controlado para Carga Fuertemente Inductiva

La distorsión de la corriente será:

$L_s=0$; I_s es una onda cuadrada \Rightarrow

$$\%THD = 100 \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{S1}^2}}{I_{S1}}, \text{ como } I_s = I_d, I_{S1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \Rightarrow$$

$$I_{S1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d = 0.9 I_d ;$$

$$I_{Sh} = \begin{cases} 0 & (h \text{ par}) \\ I_{S1} & (h \text{ impar}) \\ h \end{cases}$$

Los armónicos de la corriente están en fase con la tensión.

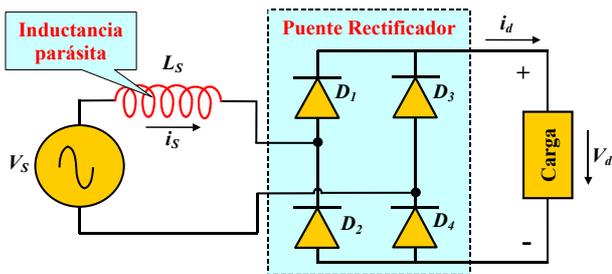
$$V_{d0} = 0.9V_s$$

$$I_{d0} = I_d$$

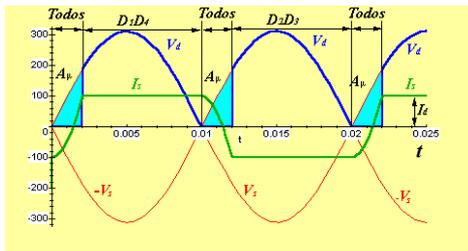
$$\%THD = 100 \frac{\sqrt{1 - \left(\frac{2\sqrt{2}}{\pi}\right)^2}}{\frac{2\sqrt{2}}{\pi}} = 48.43\%$$

$$PF = \frac{DPF}{\sqrt{1 + THD^2}} \Rightarrow \begin{cases} DPF = 1 \\ PF = 0.875 \end{cases}$$

RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Conmutación no Instantánea



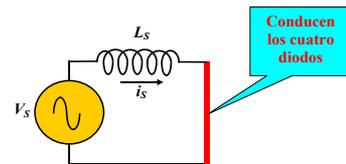
a) Circuito



b) Formas de Onda

Puente Rectificador Monofásico con Conmutación no Instantánea

RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Conmutación no Instantánea



Circuito Equivalente Usado para el Estudio de la Conmutación no Instantánea: La fuente y la bobina forman una malla con los cuatro diodos conduciendo.

La ecuación que rige el funcionamiento de este circuito es:

$$V_s = \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (0 \leq \omega t \leq \mu)$$

$$\sqrt{2}V_s \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) = \omega L_s di_s \quad (0 \leq \omega t \leq \mu)$$

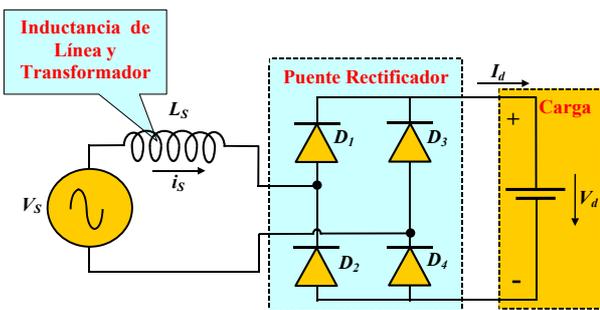
$$A_\mu = \int_0^\mu \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} di_s = 2\omega L_s I_d$$

$$A_\mu = \sqrt{2}V_s (1 - \cos \mu) = 2\omega L_s I_d ;$$

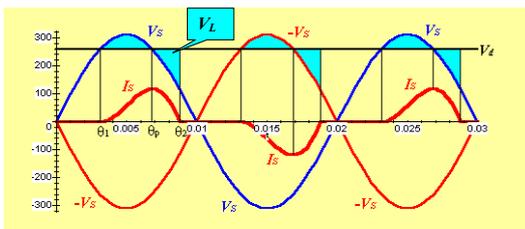
El valor medio de la pérdida de tensión debida a la conmutación no instantánea será: A_μ/π luego la **tensión en el rectificador** será:

$$V_d = V_{d0} - \frac{A_\mu}{\pi} = 0.9V_s - \frac{2\omega L_s I_d}{\pi}$$

RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Carga Tensión Constante



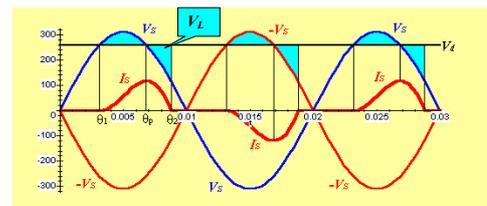
a) Circuito



b) Formas de Onda

Puente Rectificador Monofásico con Carga a Tensión Constante (Carga capacitiva, Motor DC o Batería)

RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Carga Tensión Constante



Puente Rectificador Monofásico con Carga a Tensión Constante (Carga capacitiva, Motor DC o Batería)

$$\theta_1 = \arcsin\left(\frac{V_d}{\sqrt{2}V_s}\right); \quad \theta_p = \pi - \theta_1$$

La ecuación que rige el funcionamiento del circuito es:

$$V_L = L_s \frac{di_s}{dt} = \sqrt{2}V_s \sin(\omega t) - V_d ;$$

integrando esta ecuación, se obtiene:

$$\omega L_s \int_0^t di_s = \int_{\theta_1}^{\theta} (\sqrt{2}V_s \sin(\omega t) - V_d) d(\omega t) \Rightarrow$$

$$\omega L_s i_s(t) = \sqrt{2}V_s (\cos(\theta_1) - \cos(\omega t)) - V_d (\omega t - \theta_1) \Rightarrow$$

$$i_s(t) = \frac{\sqrt{2}V_s^2 - V_d^2}{\omega L_s} - \frac{\sqrt{2}V_s}{\omega L_s} \cos(\omega t) - V_d \frac{t - t_1}{L_s} ;$$

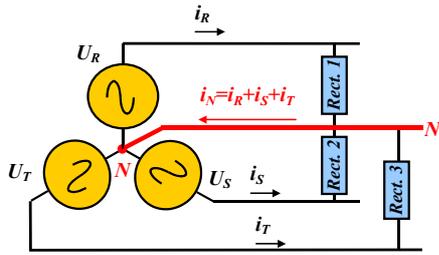
El ángulo θ_2 en el que se anula la corriente, se calcula de:

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} (\sqrt{2}V_s \sin(\omega t) - V_d) d(\omega t) = 0$$

y el valor medio de la corriente por la carga de:

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} i_s(t) d(\omega t)$$

RECTIFICADOR MONOFÁSICO. Conexión en redes trifásicas. Corrientes por el neutro.



Conexión de tres rectificadores idénticos en una red trifásica.

$$i_R = \sqrt{2}I_{S1} \sin(\omega t - \Phi_1) + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \sqrt{2}I_{Sh} \sin(h\omega t - \Phi_h), \quad k = 1, 2, 3 \dots$$

$$i_S = \sqrt{2}I_{S1} \sin(\omega t - \Phi_1 - 120^\circ) + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \sqrt{2}I_{Sh} \sin(h\omega t - \Phi_h - 120^\circ h)$$

$$i_T = \sqrt{2}I_{S1} \sin(\omega t - \Phi_1 - 240^\circ) + \sum_{h=2k+1}^{\infty} \sqrt{2}I_{Sh} \sin(h\omega t - \Phi_h - 240^\circ h)$$

La corriente por el neutro es: $i_N = i_R + i_S + i_T$

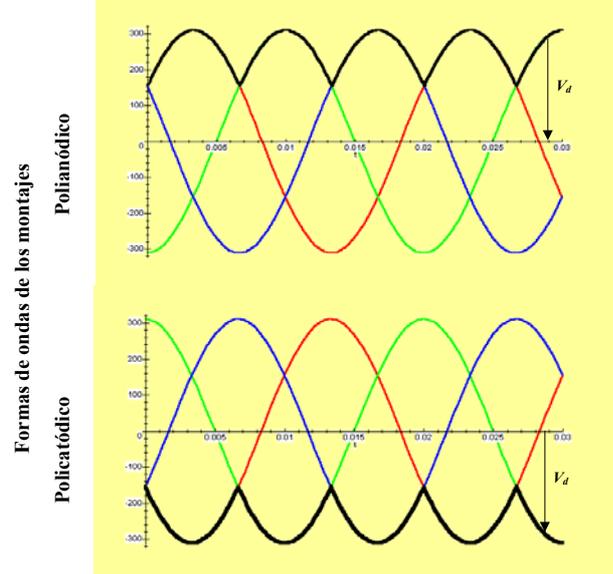
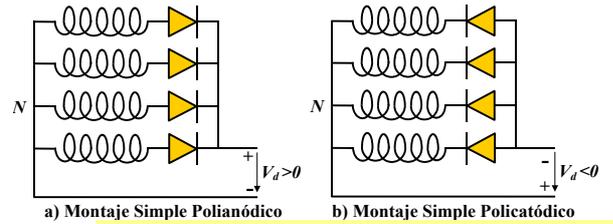
En esta suma todos los armónicos no triples suman cero, luego **la corriente por el neutro** será:

$$i_N = 3 \sum_{h=3(2k-1)}^{\infty} \sqrt{2}I_{Sh} \sin(h\omega t - \Phi_h), \quad k = 1, 2, 3 \dots$$

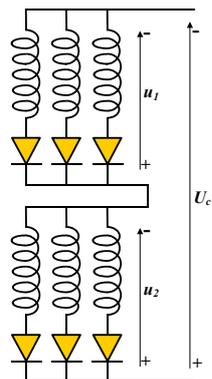
$$I_N = 3 \sqrt{\sum_{h=3(2k-1)}^{\infty} I_{Sh}^2} \approx 3I_{S3}$$

Esta última aproximación se puede hacer si el tercer armónico es mucho mayor que los demás armónicos triples.

RECTIFICADORES TRIFÁSICOS Y POLIFÁSICOS. Montajes Simples



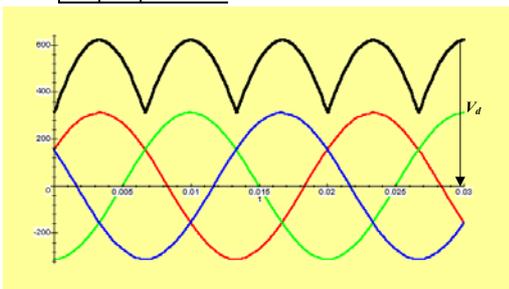
RECTIFICADORES TRIFÁSICOS Y POLIFÁSICOS. Conexión Serie en fase



$$U_c = u_1 + u_2$$

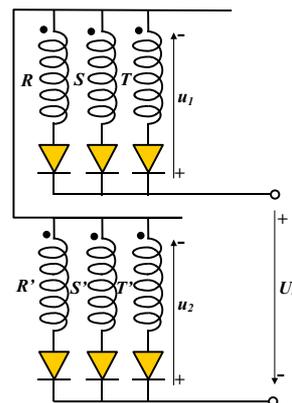
Comparación con un solo rectificador:

- Tensión de pico doble.
- Frecuencia de rizado igual.
- Tensión de rizado doble.



Conexión en Fase de dos Rectificadores Polianódicos idénticos

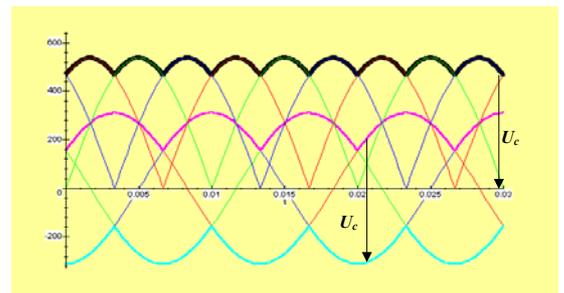
RECTIFICADORES TRIFÁSICOS Y POLIFÁSICOS. Conexión Serie en oposición de fases



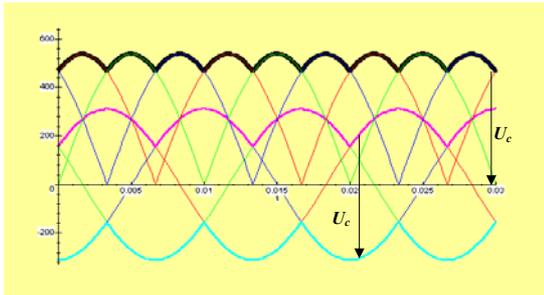
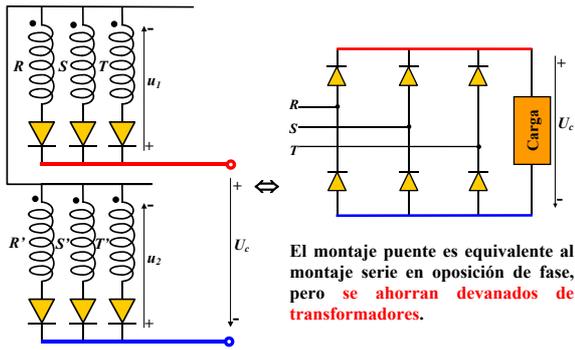
$$U_c = u_1 - u_2$$

Comparación con un solo rectificador:

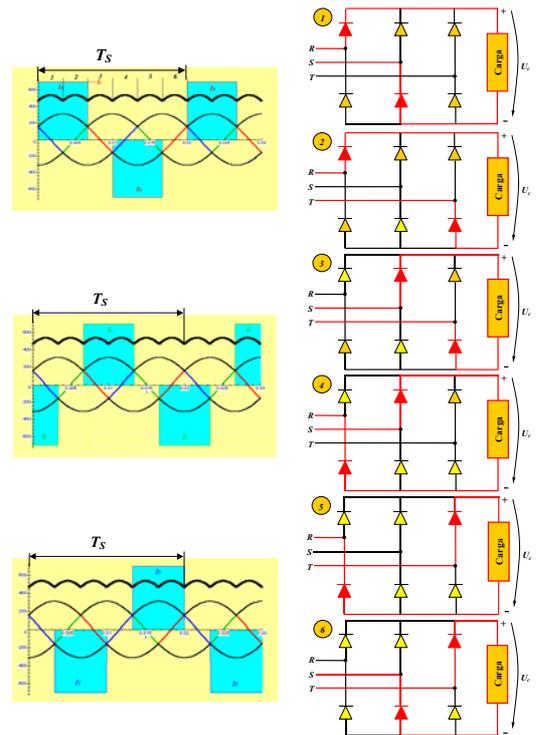
- Tensión de pico menor que el doble (en trifásica $\sqrt{3}$).
- Frecuencia de rizado doble.
- Tensión de rizado menor.



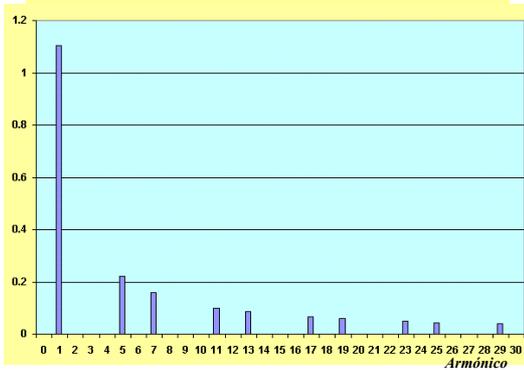
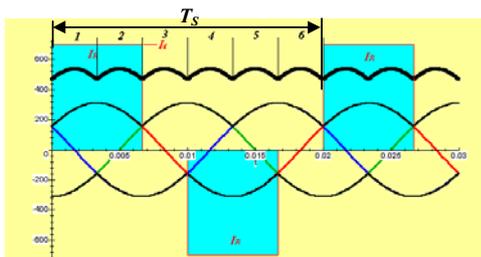
RECTIFICADORES TRIFÁSICOS Y POLIFÁSICOS. Puente Trifásico



RECTIFICADORES TRIFÁSICOS Y POLIFÁSICOS. Puente Trifásico



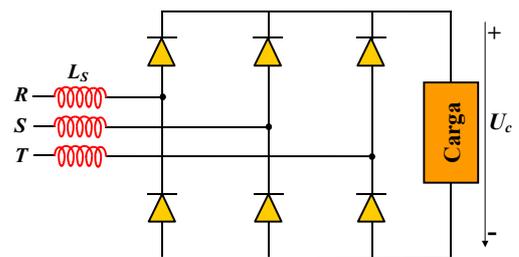
RECTIFICADORES TRIFÁSICOS Y POLIFÁSICOS. Puente Trifásico. Armónicos



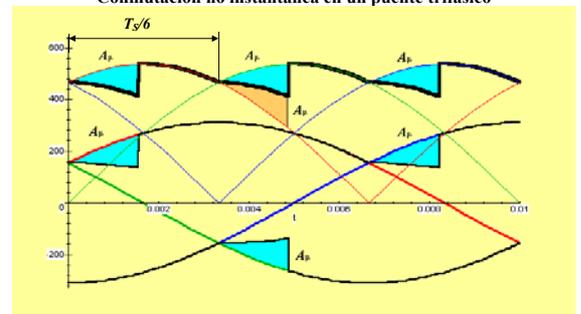
Armón	Valor	Armón	Valor	Armón	Valor	Armón	Valor
0	0	5	0.220	10	0	15	0
1	1.102	6	0	11	0.100	16	0
2	0	7	0.157	12	0	17	0.064
3	0	8	0	13	0.084	18	0
4	0	9	0	14	0	19	0.0584

Armónicos de la corriente i_R (normalizada con I_d)

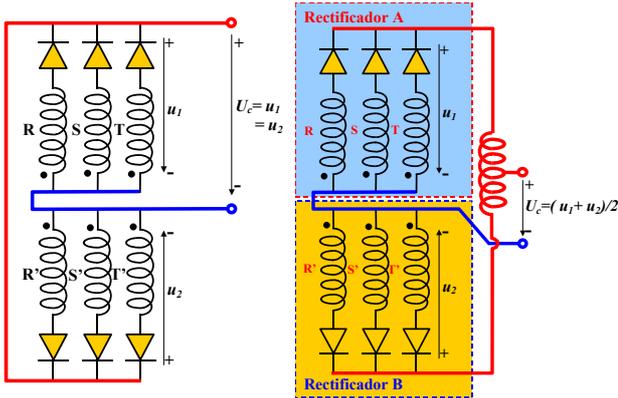
RECTIFICADORES TRIFÁSICOS Y POLIFÁSICOS



Comutación no instantánea en un puente trifásico

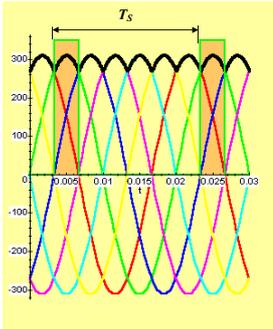


RECTIFICADORES TRIFÁSICOS Y POLIFÁSICOS. Conexión en paralelo

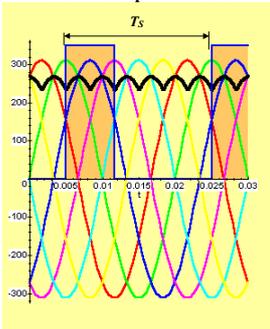


Rectificador Hexafásico

Conexión Paralelo de dos Rectific.
Trifásicos en Oposición de Fase

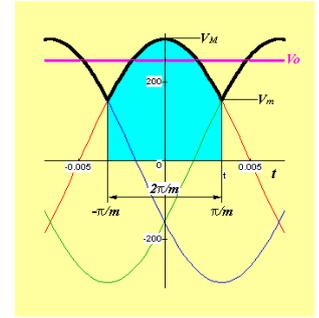
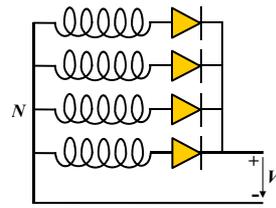


Sólo conduce un diodo en cada instante



Conducen un diodo de cada rectificador en cada instante

TENSIÓN RECTIFICADA. Valor Medio de la Tensión Rectificada en un Montaje Simple



De la figura, puede deducirse que:

$$V_m = V_M \cdot \cos \frac{\pi}{m}$$

La tensión de salida estará formada por una **serie de arcos** que se repiten periódicamente:

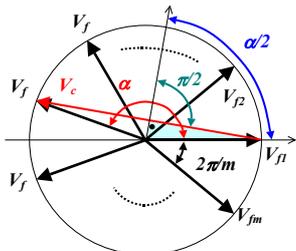
$$u = V_M \cdot \cos \omega t \text{ para } \frac{-\pi}{m} < \omega t < \frac{\pi}{m}$$

El valor medio V_o se obtiene integrando entre los límites anteriores:

$$V_o = \frac{1}{\left(\frac{2\pi}{m}\right)} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} V_M \cdot \cos \omega t \cdot d\omega t = \frac{m}{2\pi} \cdot V_M \left[\text{sen} \omega t \right]_{-\pi/m}^{\pi/m} = \frac{m}{2\pi} \cdot V_M \left[\text{sen} \frac{\pi}{m} - \text{sen} \frac{-\pi}{m} \right]$$

$$V_o = \frac{m}{\pi} \cdot V_M \cdot \text{sen} \frac{\pi}{m}$$

TENSIÓN RECTIFICADA. Valor Medio de la Tensión Rectificada en un Puente



En el triángulo isósceles, el lado mayor es la tensión compuesta V_c (tensión fase-fase) y los lados iguales son las tensiones de fase V_f . Al dividirlo por la bisectriz, quedan dos triángulos rectángulos, de donde se calcula:

$$V_c/2 = V_f \cdot \text{sen}(\alpha/2)$$

$$\text{dónde } \alpha = (2\pi/m) \cdot \text{trunc}(m/2)$$

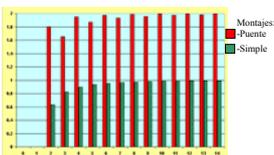
Para calcular la tensión media en un puente, se puede aplicar la fórmula deducida para un montaje simple, pero teniendo en cuenta que la tensión de pico será la tensión compuesta y que la frecuencia de rizado será el doble:

$$V_M = V_c = 2V_f \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{m} \cdot \text{trunc} \left(\frac{m}{2} \right) \right)$$

$$V_o = \frac{2m}{\pi} \cdot V_c \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{2m} \right) =$$

$$= \frac{2m}{\pi} \cdot \left(2 \text{sen} \left(\frac{\pi}{m} \cdot \text{trunc} \left(\frac{m}{2} \right) \right) \cdot V_f \right) \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{2m} \right) =$$

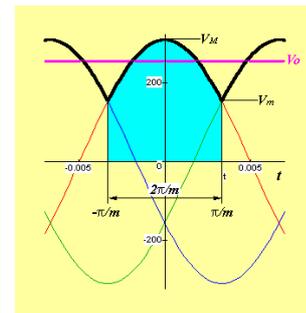
$$= 4 \frac{m}{\pi} \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{m} \cdot \text{trunc} \left(\frac{m}{2} \right) \right) \cdot \text{sen} \left(\frac{\pi}{2m} \right) \cdot V_f$$



En el caso **trifásico**: $m=3$,

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_f = 1.652 V_f$$

TENSIÓN RECTIFICADA. Montaje Simple



Valor Eficaz (V_{RMS}) . Montaje Simple:

$$V_{RMS}^2 = \frac{1}{\left(\frac{2\pi}{m}\right)} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} V_M^2 \cdot \cos^2 \omega t \cdot d\omega t =$$

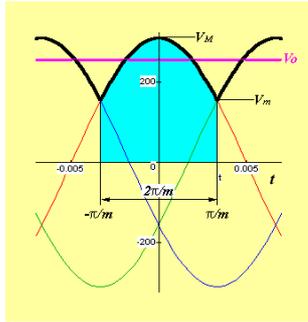
$$= \frac{m}{2\pi} \cdot V_M^2 \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\pi}{m} + \frac{\pi}{m} \right) + \frac{1}{4} \left(\text{sen} \frac{2\pi}{m} + \text{sen} \frac{2\pi}{m} \right) \right] =$$

$$= V_M^2 \left[\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \cdot \text{sen} \frac{2\pi}{m} \right]$$

$$V_{RMS} = V_M \cdot \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \cdot \text{sen} \frac{2\pi}{m}}$$

Para el caso **trifásico**: $V_{RMS}(m=3) = 1.189 V_s$

TENSIÓN RECTIFICADA. Montaje Simple. Factor de Ondulación. Desarrollo en Serie. Factor de Potencia del Secundario



Factor de Ondulación. Montaje Simple:

El factor de ondulación se define como la mitad del valor de pico-pico, dividido por el valor medio.

$$K_m = \frac{V_M - V_m}{2V_o} = \frac{V_M - V_M \cdot \cos \frac{\pi}{m}}{2 \frac{m}{\pi} \cdot V_M \cdot \sin \frac{\pi}{m}} = \frac{\pi}{2m} \cdot \frac{1 - \cos \frac{\pi}{m}}{\sin \frac{\pi}{m}}$$

Para el caso trifásico: $K_3 = 0.302$

Desarrollo en Serie. Montaje Simple:

$$u(t) = V_o \cdot \left(1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{-2 \cdot (-1)^k}{k^2 \cdot m^2 - 1} \cdot \cos(k \cdot m \cdot \omega \cdot t) \right)$$

dónde V_o es el valor medio de la tensión rectificada.

TENSIÓN RECTIFICADA. Montaje Simple. Factor de Potencia del Secundario

Factor de Potencia Secundario:

También se le denomina factor de utilización del transformador

$$TUF = \frac{P_d}{S_s} \approx \frac{P_d}{S_s}$$

La potencia activa suministrada por el rectificador es: $P_d = \frac{1}{T} \int_0^T v_d \cdot i_d \cdot dt$,

donde v_d e i_d son la tensión y la corriente a la salida del rectificador.

S_s es la potencia aparente total del secundario del transformador.

Veamos cuanto vale TUF para el caso de carga altamente inductiva. Si suponemos que i_d es constante durante todo el periodo y de valor I_d , $P_d = V_o \cdot I_d$ donde V_o es el valor medio de la tensión rectificada.

La corriente que circula por el devanado secundario es igual a la que circula por cada diodo. Esta corriente es igual a I_d durante el tiempo $\frac{T}{m}$ y es nula durante el resto del período T, por tanto:

$$I_s^2 = \frac{1}{m} \cdot I_d^2 \Rightarrow I_s = \left(\frac{I_d}{\sqrt{m}} \right)$$

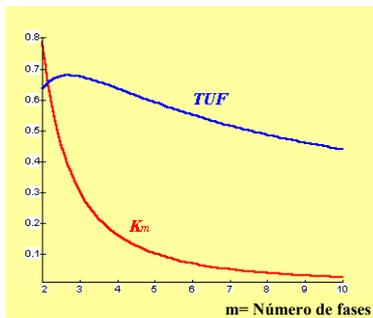
Luego:

$$TUF = \frac{P_d}{S_s} = \frac{V_o \cdot I_d}{m \cdot V_s \cdot I_s} = \frac{\frac{m}{\pi} \cdot V_s \cdot \sqrt{2} \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot I_d}{m \cdot V_s \cdot \frac{I_d}{\sqrt{m}}} = \frac{\sqrt{2m}}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{m}$$

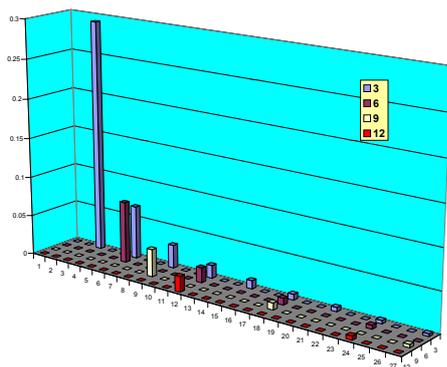
Para el caso trifásico: $TUF(m=3) = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{3} = 0.675$

TENSIÓN RECTIFICADA. Factor de Ondulación. . Factor de Potencia del Secundario. Desarrollo en Serie

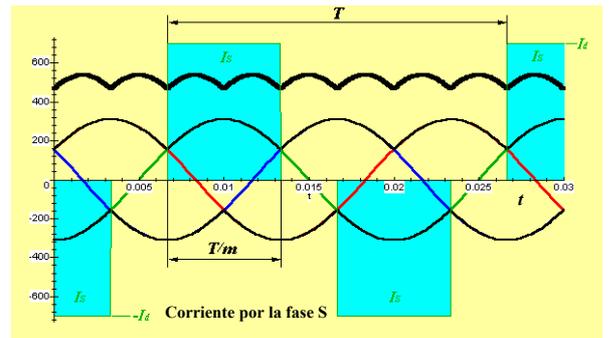
Gráficamente:



Factor de potencia del Secundario (TUF) y Factor de Ondulación (Km) en función del número de fases (m) del rectificador.



CORRIENTE PARA CARGA ALTAMENTE INDUCTIVA. Puente Trifásico



El valor eficaz de la corriente de una fase es: $I_s = \sqrt{\frac{2}{m}} \cdot I_d$

$$\text{Para } m=3: \begin{cases} I_s = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \\ I_{S1} = \frac{I_d \cdot \sqrt{6}}{\pi} \\ I_{Sh} = \frac{I_{S1}}{h} \quad (h = 5, 7, 11 \dots) \end{cases}$$

Al estar los armónicos en fase, $DPF=1$.

El factor de potencia es: $PF = \frac{I_{S1} DPF}{I_s} = \frac{3}{\pi} = 0.955$

TEMA 13. RECTIFICADORES CONTROLADOS

13.1. INTRODUCCIÓN

13.2. RECTIFICADOR MONOFÁSICO

13.2.1. Rectificador de Media Onda

13.2.1.1. Estudio para diferentes tipos de cargas

13.2.1.2. Diodo de Libre Circulación

13.2.2. Rectificador Puente Monofásico

13.2.2.1. Conmutación Ideal

13.2.2.2. Valor Medio de la Tensión Rectificada

13.2.2.3. Efecto de α sobre la Componente Fundamental de I_s

13.2.2.4. Conmutación no Instantánea

13.2.3. Sincronización del Circuito de Disparo

13.3. RECTIFICADORES POLIFÁSICOS SIMPLES

13.3.1. Valor Medio de la Tensión Rectificada

13.3.2. Funcionamiento como Rectificador y como Ondulador

13.3.3. Influencia de la Naturaleza de la Carga

13.3.4. Conmutación no Instantánea

13.4. RECTIFICADOR PUENTE POLIFÁSICO

13.4.1. Valor Medio de la Tensión Rectificada

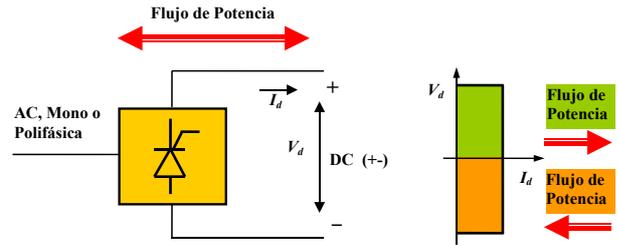
13.4.2. Conmutación no Instantánea

13.5. RECTIFICADORES SEMICONTROLADOS

13.5.1. Puente Monofásico

13.5.2. Puente Polifásico

INTRODUCCIÓN



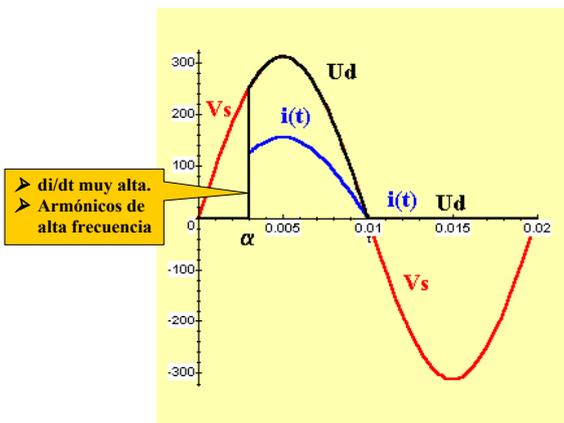
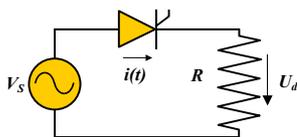
Símbolos de Rectificadores Controlados

Este tipo de convertidores en la actualidad es casi la única aplicación de los SCR, ya que son circuitos que requieren control de ángulo de fase y los dispositivos se bloquean naturalmente.

Existen rectificadores controlados monofásicos y polifásicos, diseñados para potencias muy elevadas.

RECTIFICADOR CONTROLADO MONOFÁSICO.

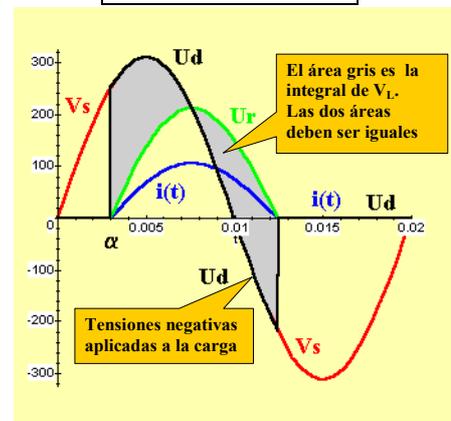
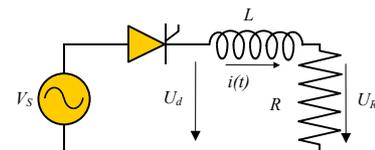
Carga Resistiva



Carga Resistiva

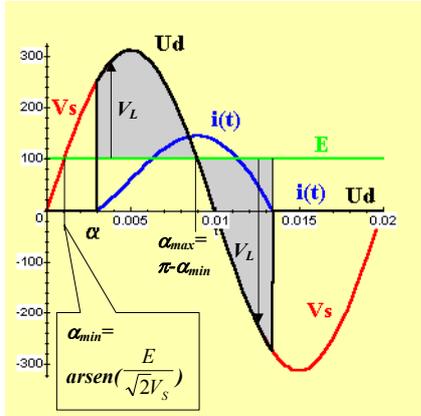
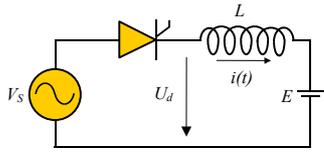
RECTIFICADOR CONTROLADO MONOFÁSICO.

Carga Resistiva e Inductiva



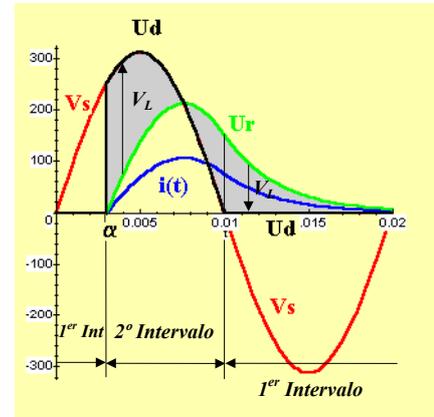
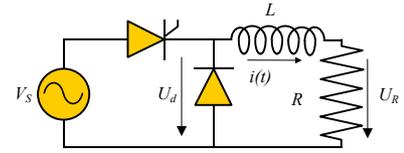
Carga Resistiva e Inductiva

RECTIFICADOR CONTROLADO MONOFÁSICO.
Carga Inductiva y Fuente de Tensión



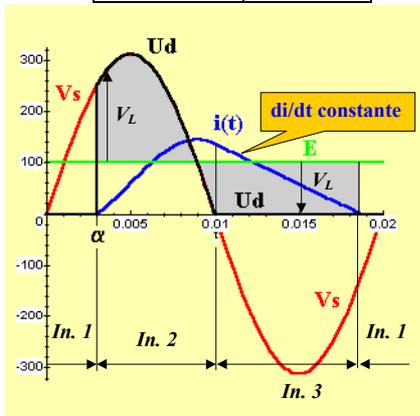
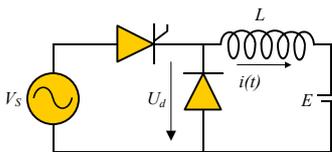
Carga Inductiva y Fuente de Tensión

RECTIFICADOR CONTROLADO MONOFÁSICO.
Carga Resistiva e Inductiva y Diodo de Libre Circulación



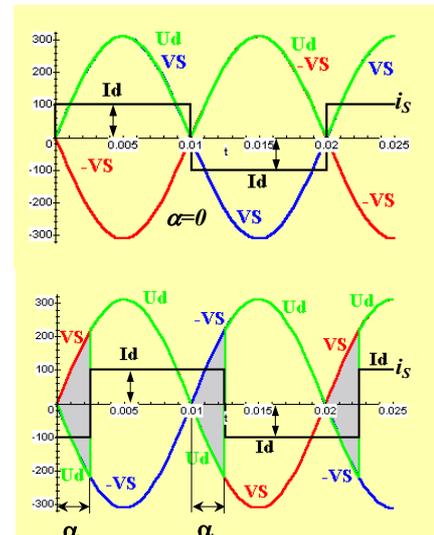
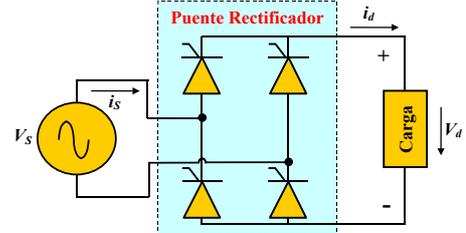
Carga Resistiva e Inductiva con Diodo de libre circulación

RECTIFICADOR CONTROLADO MONOFÁSICO.
Carga Inductiva, Fuente de Tensión y Diodo de Libre Circulación

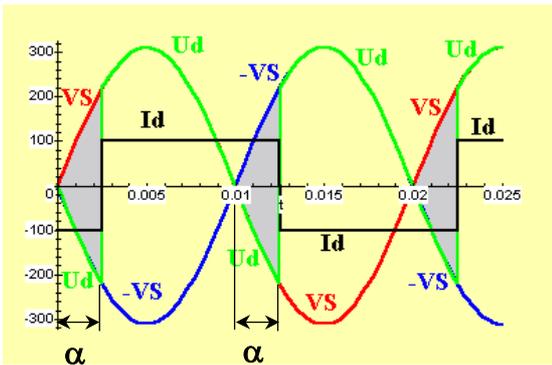


Carga inductiva y fuente de alimentación con Diodo de libre circulación

RECTIFICADOR PUENTE MONOFÁSICO
Conmutación Ideal

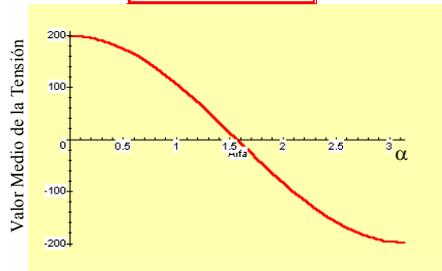


RECTIFICADOR PUENTE MONOFÁSICO.
 Valor Medio de la Tensión Rectificada



$$V_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} V_S \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_S \cdot \cos \alpha =$$

$$V_{d\alpha} = 0.9 \cdot V_S \cos \alpha$$



$$P = I_d \left(\frac{1}{T} \int_0^T v_d dt \right) = 0.9 \cdot I_d \cdot V_S \cdot \cos \alpha$$

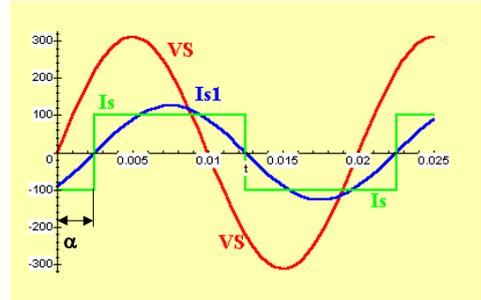
Puente Monofásico Controlado

RECTIFICADOR PUENTE MONOFÁSICO.
 Efecto de α sobre la Componente Fundamental de I_s

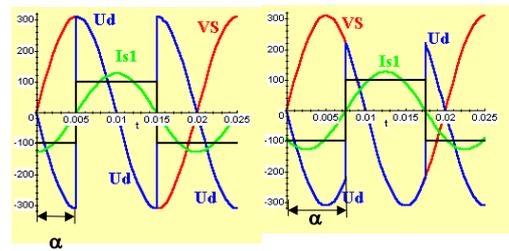
Desarrollando en serie de Fourier se obtiene para la componente fundamental de la corriente:

$$I_{s1} = 0.9 \cdot I_d \quad (\text{Valor eficaz})$$

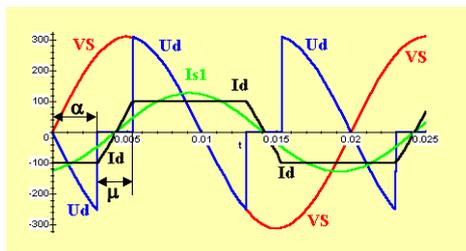
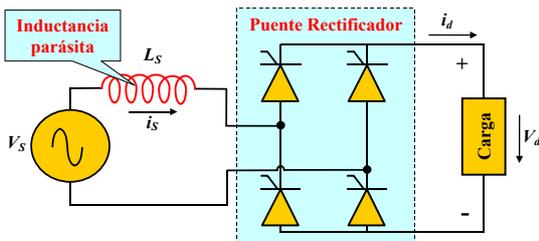
$$I_{s1M} = 0.9 \cdot \sqrt{2} \cdot I_d = 1.27 \cdot I_d \quad (\text{Valor de pico})$$



Para distintos valores de α :



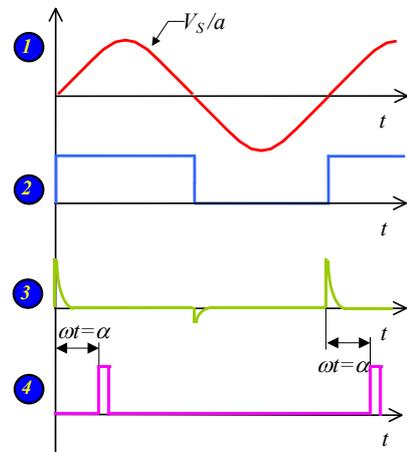
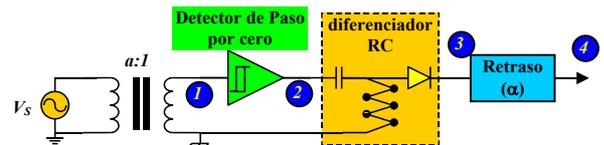
RECTIFICADOR PUENTE MONOFÁSICO.
 Conmutación no Instantánea



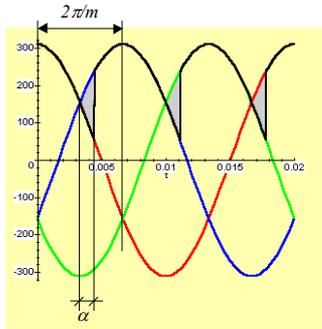
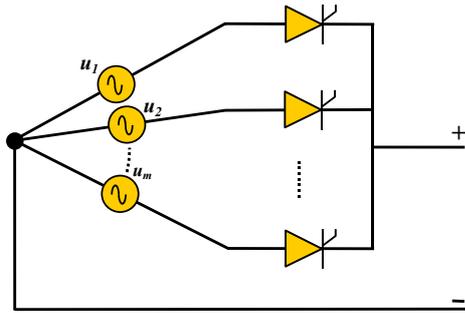
Puente Monofásico con conmutación no instantánea

SINCRONIZACIÓN DEL CIRCUITO DE DISPARO

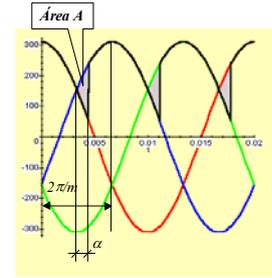
Sincronización del disparo con el paso por cero de V_s .



RECTIFICADORES POLIFÁSICOS SIMPLES



RECTIFICADORES POLIFÁSICOS SIMPLES Valor Medio de la Tensión Rectificada



$$U_{\alpha} = \frac{A}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi/m+\alpha} (U_M \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{m}) - U_M \cdot \cos \omega t) d\omega t =$$

$$U_{\alpha} = \frac{U_M \cdot m}{2\pi} \left[\text{sen}\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \text{sen}\left(-\frac{\pi}{m}\right) - \text{sen}\left(\frac{\pi}{m} + \alpha\right) + \text{sen}\left(\frac{\pi}{m}\right) \right] =$$

$$U_{\alpha} = \frac{U_M \cdot m}{2\pi} \left(2 \text{sen}\frac{\pi}{m} + \text{sen}\left(\alpha - \frac{\pi}{m}\right) - \text{sen}\left(\frac{\pi}{m} + \alpha\right) \right)$$

Aplicando $\text{sen } p - \text{sen } q = 2 \cos \frac{1}{2}(p+q) \cdot \text{sen} \frac{1}{2}(p-q)$, resulta:

$$U_{\alpha} = \frac{U_M \cdot m}{2\pi} \left[2 \text{sen}\frac{\pi}{m} + 2 \cos \alpha \cdot \text{sen}\left(-\frac{\pi}{m}\right) \right] = U_M \cdot \frac{m}{\pi} \cdot \text{sen}\frac{\pi}{m} (1 - \cos \alpha) =$$

$$U_{\alpha} = U_{ov} (1 - \cos \alpha)$$

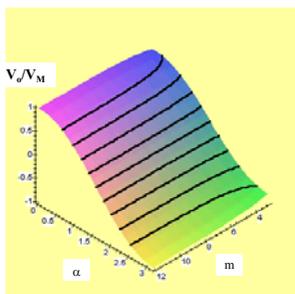
La tensión media a la salida del rectificador controlado será:

$$U_o = U_{ov} - U_{\alpha} = U_{ov} \cdot \cos \alpha$$

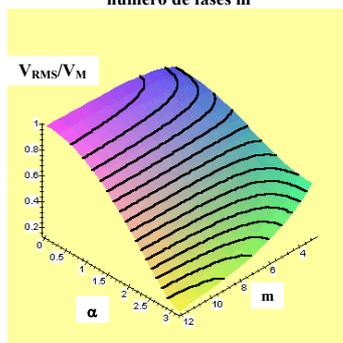
La Tensión Eficaz: $U_{rms} = U_M \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \cdot \text{sen} \frac{2\pi}{m} \cdot \cos \alpha}$

Los Armónicos: $U_{ok} = U_o \cdot \frac{2}{k^2 \cdot m^2 - 1} \cdot \sqrt{1 + k^2 \cdot m^2 \cdot \text{tg}^2 \alpha}$

RECTIFICADORES POLIFÁSICOS SIMPLES Valor Medio de la Tensión Rectificada

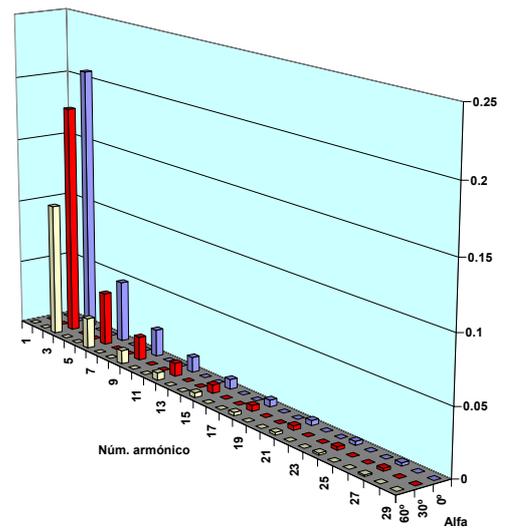


Tensión media rectificada en función del ángulo de disparo α y del número de fases m



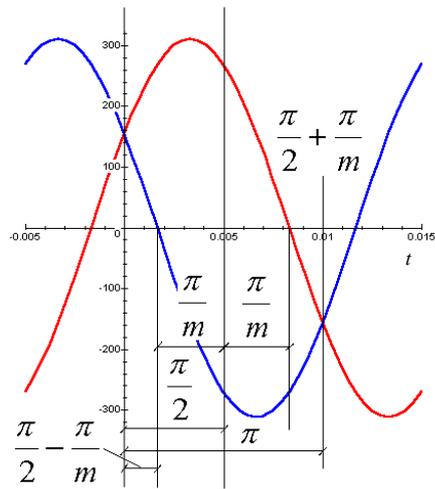
Tensión eficaz rectificada en función del ángulo de disparo α y del número de fases m

RECTIFICADORES POLIFÁSICOS SIMPLES Armónicos de la Tensión Rectificada



Armónicos de la tensión rectificada en un rectificador trifásico en función del ángulo de disparo α

RECTIFICADORES POLIFÁSICOS SIMPLES
 Funcionamiento como Rectificador y como Ondulador



Según el valor de α :

$$0 < \alpha < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \Rightarrow U_d \text{ siempre } > 0 \Rightarrow U_o > 0$$

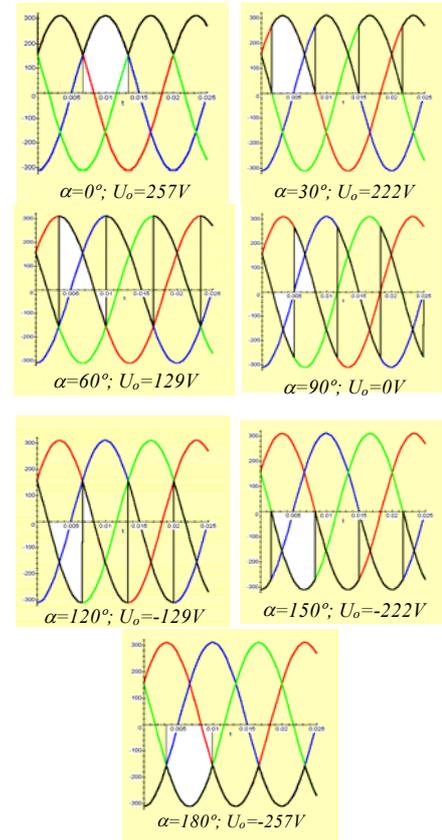
$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} < \alpha < \frac{\pi}{2} \Rightarrow U_d < 0 \Rightarrow U_o > 0$$

$$\alpha = \frac{\pi}{2} \Rightarrow U_d = 0$$

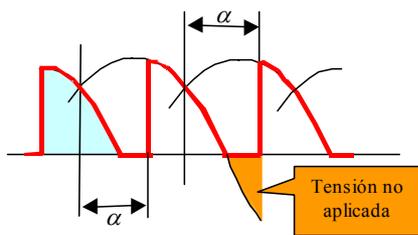
$$\frac{\pi}{2} < \alpha < \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} \Rightarrow U_d < 0 \Rightarrow U_o < 0$$

$$\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{m} < \alpha < \pi \Rightarrow U_d \text{ siempre } < 0 \Rightarrow U_o < 0$$

RECTIFICADORES POLIFÁSICOS SIMPLES
 Funcionamiento como Rectificador y como Ondulador



RECTIFICADORES POLIFÁSICOS SIMPLES
 Influencia de la Naturaleza de la Carga



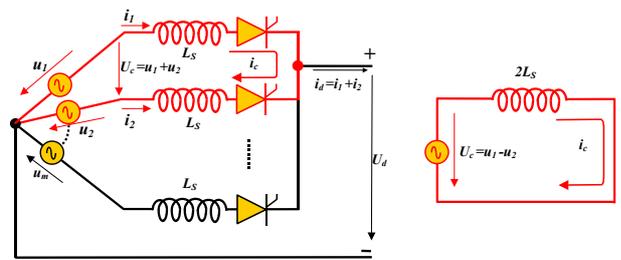
La fórmula antes calculada:

$$U_o = U_{ov} - U_\alpha = U_{ov} \cdot \cos \alpha$$

No es válida en el caso de cargas Resistivas o con diodos de libre circulación, ya que no se podrán aplicar tensiones negativas a la carga, en este caso, solo será aplicable si como vimos antes α está en el intervalo:

$$0 < \alpha < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{m} \Rightarrow U_d \text{ siempre } > 0$$

RECTIFICADORES POLIFÁSICOS SIMPLES
 Conmutación no Instantánea



a) Corrientes durante la conmutación no instantánea. b) Circuito equivalente.

$$U_c = u_2 - u_1; U_c = \sqrt{2} \cdot U_c \cdot \sin \omega t; U_c = 2 \cdot \sin \frac{\pi}{m} \cdot U_f$$

$$2L_s \cdot \frac{di_c}{dt} = \sqrt{2} \cdot U_c \cdot \sin \omega t$$

$$i_c = \frac{\sqrt{2} \cdot U_c}{2\omega \cdot L_s} \int \sin \omega t \cdot d\omega t = \hat{I}_c (\cos \alpha - \cos \omega t)$$

$$\text{Dónde } \hat{I}_c = \frac{\sqrt{2} \cdot U_c}{2\omega \cdot L_s}$$

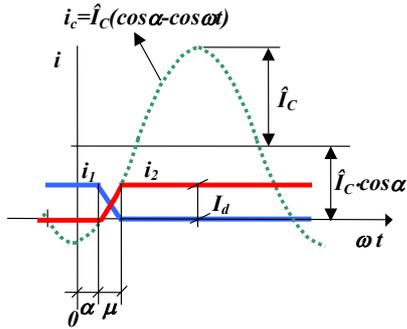
$$i_1 = I_d - i_2 = I_d - i_c, \text{ para } \omega t = \alpha + \mu, \quad i_1(\omega t = \alpha + \mu) = 0.$$

Como: $i_c(\alpha + \mu) = I_d$ será:

$$i_c(\alpha + \mu) = I_d = \hat{I}_c \cdot (\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu))$$

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos \alpha - \frac{I_d}{\hat{I}_c}$$

RECTIFICADORES POLIFÁSICOS SIMPLES
Comutación no Instantánea

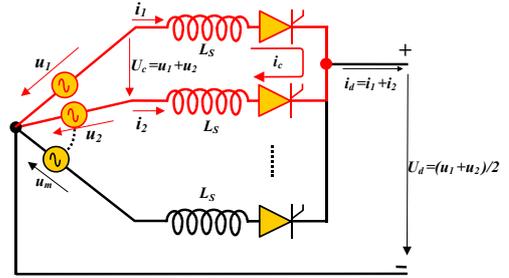


Representación gráfica de la ecuación que rige la conmutación no instantánea de un rectificador polifásico:

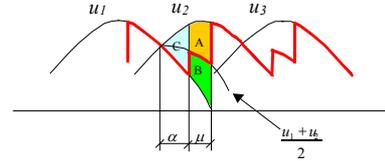
$$i_c = \frac{\sqrt{2} \cdot U_c}{2\omega \cdot L_s} \int_{\alpha}^{\omega t} \text{sen } \omega t \cdot d\omega t = \hat{I}_c (\cos \alpha - \cos \omega t)$$

Válida para: $\alpha \leq \omega t \leq \alpha + \mu$

RECTIFICADORES POLIFÁSICOS SIMPLES
Comutación no Instantánea



Circuito equivalente durante la conmutación no instantánea.



de la figura, se deduce que las áreas A y B son iguales y que:

$$A + B + C = U_{\alpha} + 2U_x \text{ donde:}$$

$$U_{\alpha} = U_{ov} \cdot (1 - \cos \alpha) \equiv \text{Área C}$$

$$U_{\alpha} + 2U_x = U_{ov} [1 - \cos(\alpha + \mu)] \equiv \text{Áreas A+B+C}$$

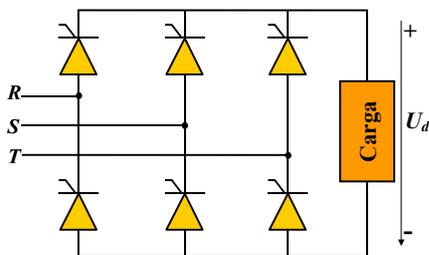
$$2U_x = U_{ov} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)]$$

$$U_o = U_{ov} - U_{\alpha} - U_x =$$

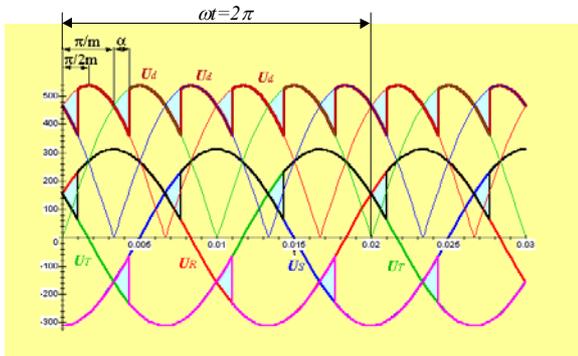
$$U_o = U_{ov} \left[1 - (1 - \cos \alpha) - \frac{1}{2} (\cos \alpha - \cos(\alpha + \mu)) \right] =$$

$$U_o = \frac{1}{2} U_{ov} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu)]$$

RECTIFICADOR PUENTE POLIFÁSICO

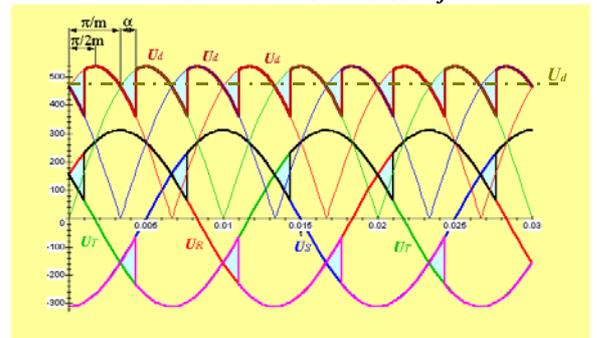


Puente Trifásico



Tensiones en un Puente Rectificador Trifásico con Ángulo de Disparo α

RECTIFICADOR PUENTE POLIFÁSICO
Valor Medio de la Tensión Rectificada



$$U_d = \frac{1}{\left(\frac{2\pi}{2m}\right)} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} U_c d(\omega t) = \frac{m}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} U_c d(\omega t)$$

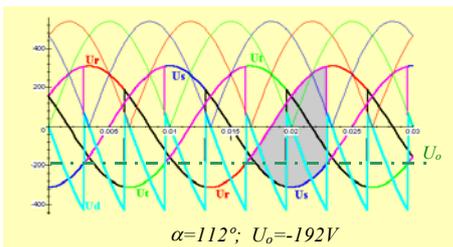
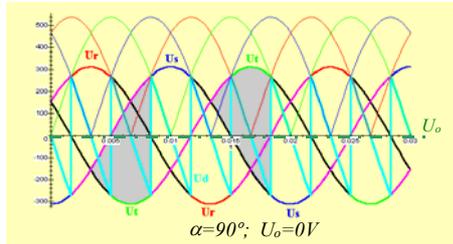
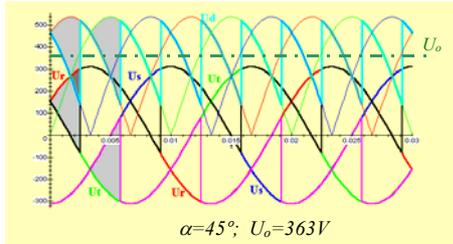
$$U_c = 2U_M \text{sen}\left(\frac{\pi}{m}\right) \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2m}\right)$$

$$U_d = \frac{m}{\pi} 2U_M \text{sen}\left(\frac{\pi}{m}\right) \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2m}\right) d(\omega t)$$

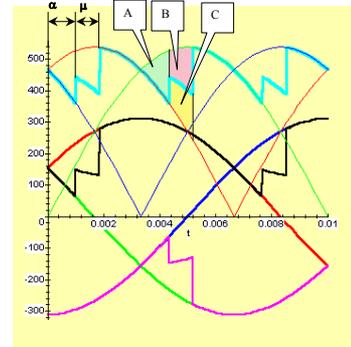
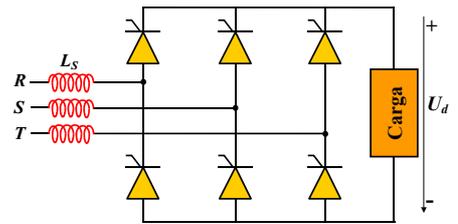
$$U_d = \frac{4m}{\pi} U_M \text{sen}\left(\frac{\pi}{m}\right) \text{sen}\left(\frac{\pi}{2m}\right) \cos(\alpha)$$

$$\text{Si } m=3, \quad U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_M \cos(\alpha) = 1.65 U_M \cos(\alpha)$$

RECTIFICADOR PUENTE POLIFÁSICO
 Funcionamiento como Rectificador y como Ondulador



RECTIFICADOR PUENTE POLIFÁSICO
 Conmutación no Instantánea



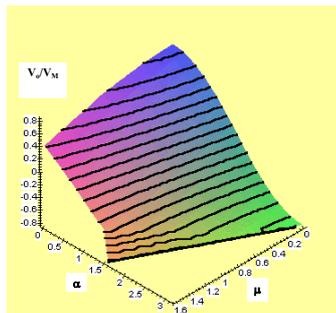
Igual que en el caso del rectificador simple será:

$$U_o = \frac{1}{2} U_{ov} [\cos \alpha + \cos(\alpha + \mu)]$$

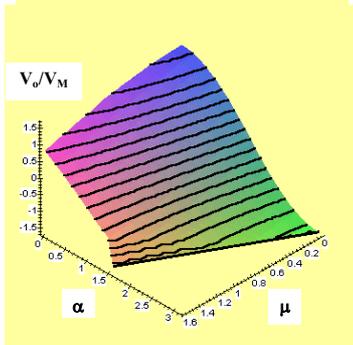
Para el puente trifásico será:

$$U_{ov} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} U_M \cos(\alpha) = 1.65 U_M \cos(\alpha)$$

COMPARACIÓN ENTRE RECTIFICADORES
 Conmutación no Instantánea



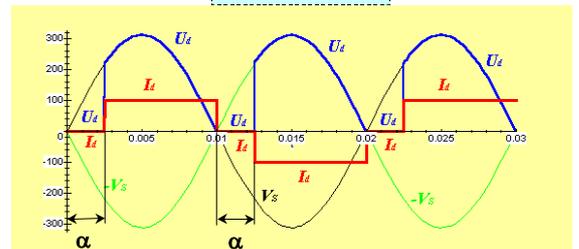
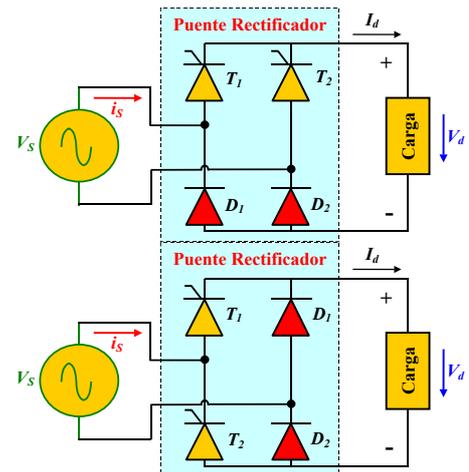
Rectificador Trifásico Simple



Rectificador Trifásico Puente

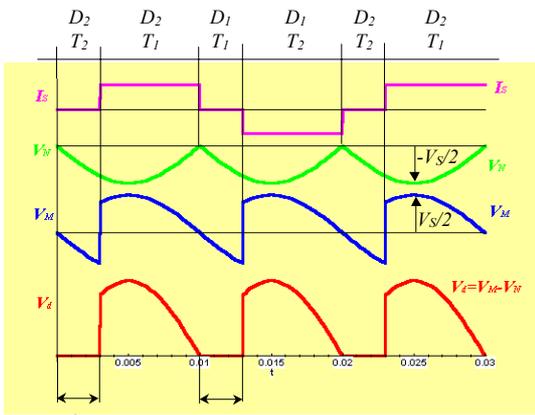
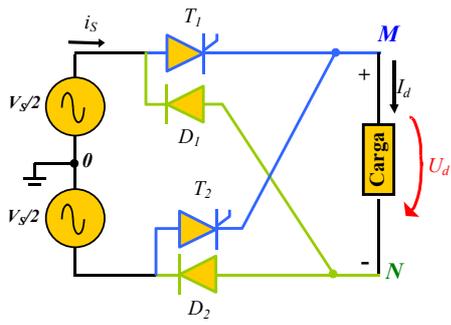
Tensión media rectificada en un rectificador trifásico en función del ángulo de disparo α y de la duración de la conmutación no instantánea μ

RECTIFICADORES SEMICONTROLADOS
 Puente Monofásico



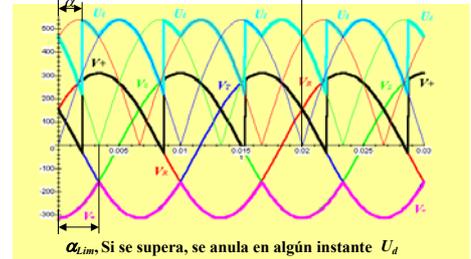
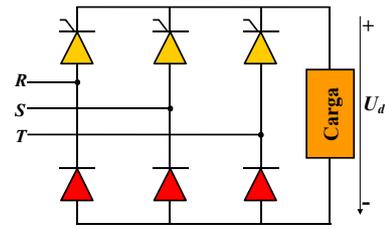
Puente Monofásico Semi-controlado

RECTIFICADORES SEMICONTROLADOS
Puente Monofásico

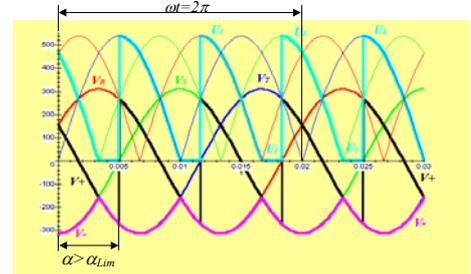


Puente Monofásico Semi-controlado

RECTIFICADORES SEMICONTROLADOS
Puente Polifásico



α_{lim} . Si se supera, se anula en algún instante U_d



Tensiones en un Puente Rectificador Trifásico semicontrolado con Ángulo de Disparo α

TEMA 14. CONVERTIDORES CONMUTADOS CC-CC. TOPOLOGÍAS BÁSICAS CON UN SOLO INTERRUPTOR SIN AISLAMIENTO GALVÁNICO

14.1 INTRODUCCIÓN

14.2 CONTROL DE LOS CONVERTIDORES CC-CC

14.3 CONVERTIDOR REDUCTOR

14.3.1 Modo de Conducción Continua

14.3.2 Modo de Conducción Discontinua

14.3.2.1 Modo de Conducción Discontinua con V_d Constante

14.3.2.2 Modo de Conducción Discontinua con V_o Constante

14.3.3 Rizado de la tensión de salida

14.3.4 Pérdidas en el Condensador

14.4 CONVERTIDOR ELEVADOR

14.4.1 Modo de Conducción Continua

14.4.2 Modo de Conducción Discontinua

14.4.3 Rizado de la tensión de salida

14.4.4 Efecto de componentes no ideales

14.5 CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR

14.5.1 Modo de Conducción Continua

14.5.2 Modo de Conducción Discontinua

14.5.3 Rizado de la tensión de salida

14.5.4 Efecto de componentes no ideales

14.6 CONVERTIDOR DE CÚK

14.6.1 Modo de Conducción Continua

14.6.2 Limite entre Modos de Conducción

INTRODUCCIÓN

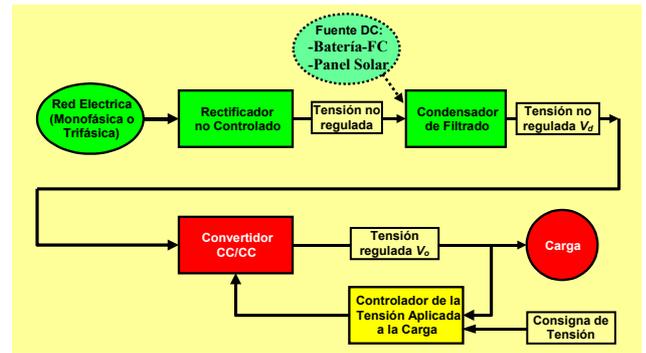


Diagrama de Bloques Típico de un Convertidor CA-CC

Uso en fuentes de alimentación reguladas, control de motores DC y fuentes de energía alternativas.

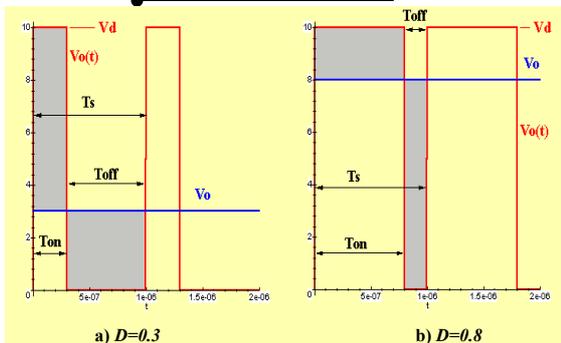
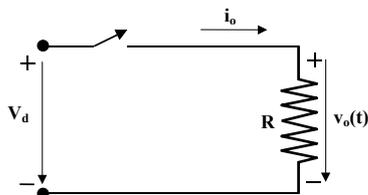
Topologías básicas con un solo interruptor de convertidores conmutados: (Simples, en el próximo tema otras más complejas y con aislamiento galvánico)

- Convertidor reductor (Buck).
- Convertidor elevador (Boost).
- Convertidor reductor-elevador (Buck-Boost).
- Convertidor de Cúk.

Se supondrán las siguientes hipótesis:

- Funcionamiento en régimen permanente.
- Los dispositivos semiconductores serán considerados como interruptores ideales.
- Las pérdidas en los elementos inductivos y capacitivos serán despreciadas.
- La alimentación continua se supondrá constante en el tiempo.
- La etapa de salida del convertidor estará compuesta por un filtro paso bajo y la carga (R). Cuando la carga es un motor DC, será necesario hacer otro tipo de modelado, (Tensión DC en serie con las L y R del devanado del motor).

CONTROL DE LOS CONVERTIDORES CC-CC



Para $T_s = t_{on} + t_{off}$, se define: $D = \frac{t_{on}}{T_s}$

El valor medio V_o aplicado a la carga R será:

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{on}} V_d dt + \frac{1}{T_s} \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt$$

$$V_o = \frac{1}{T_s} (V_d \cdot t_{on} + 0 \cdot t_{off})$$

$$V_o = V_d \cdot \frac{t_{on}}{T_s} = D \cdot V_d$$

CONTROL DE LOS CONVERTIDORES CC-CC

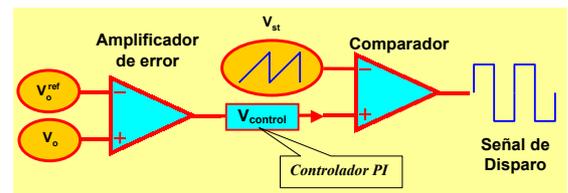
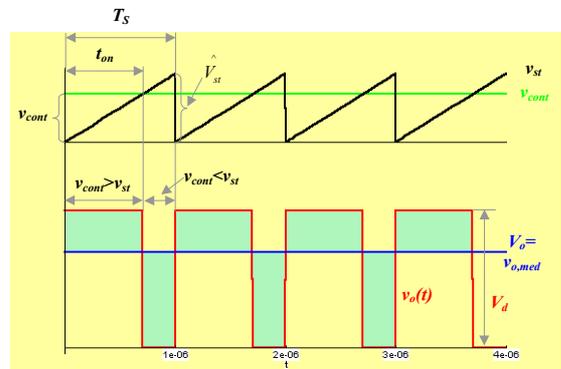


Diagrama de bloques de un controlador PWM

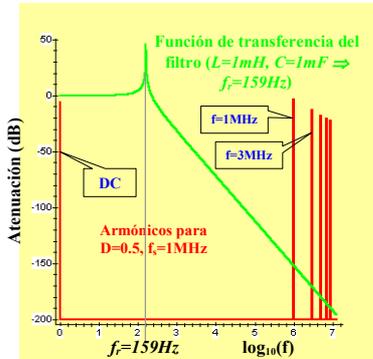
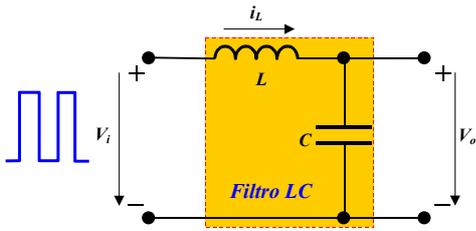


Generación de la Modulación por Anchura de Pulsos (PWM). Diagrama de Bloques y Estrategia de Comparación de Señales

Aplicando semejanza de triángulos: $D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_{control}}{\hat{V}_{St}}$

Luego: $V_o = D \cdot V_d = \frac{V_d}{\hat{V}_{St}} \cdot v_{control} = k \cdot v_{control}$

CONTROL DE LOS CONVERTIDORES CC-CC.
Filtrado de los armónicos de la tensión de salida



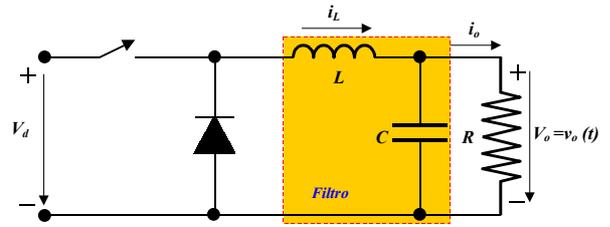
Empleo de un filtro LC para eliminar las frecuencias no deseadas en el convertidor.

La frecuencia de resonancia del filtro LC es:

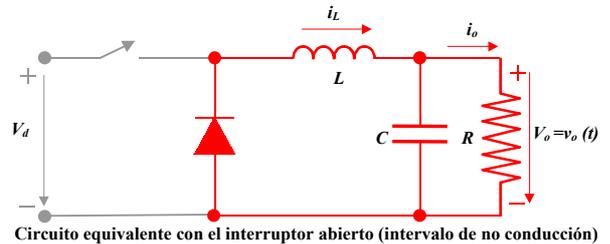
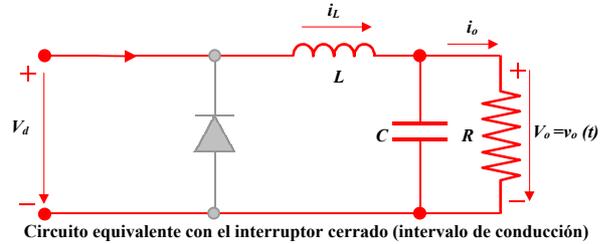
$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 2\pi f_r \Rightarrow f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

para $L=1\text{mH}$, $C=1000\mu\text{F}$ resulta: $f_r=159\text{Hz}$

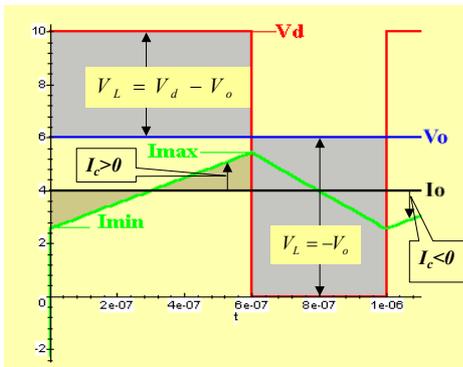
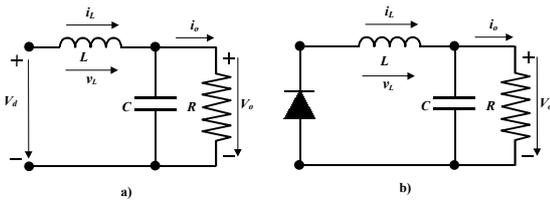
CONVERTIDOR REDUCTOR



Si C es de un valor adecuado, será: $v_o(t) \approx V_o$



CONVERTIDOR REDUCTOR.
Modo de Conducción Continua



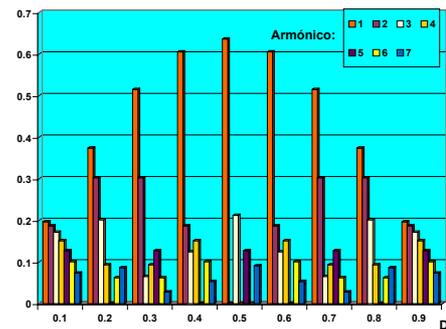
Análisis del Convertidor Reductor por Intervalos. (a) Intervalo de Conducción. (b) Intervalo de no Conducción

$$\int_0^{T_S} v_L(t) dt = \int_0^{t_{on}} (V_d - V_o) dt + \int_{t_{on}}^{T_S} (-V_o) dt = 0$$

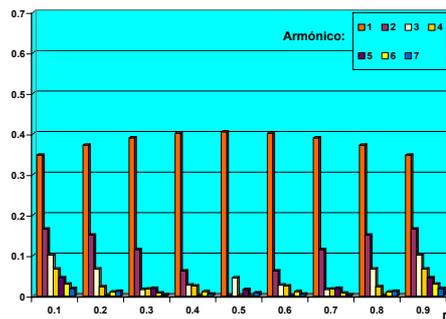
$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T_S - t_{on}) \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_S} = D$$

Si se desprecian las pérdidas: $Pot = V_o I_o = V_d I_d \Rightarrow \frac{I_o}{I_d} = \frac{1}{D}$

CONVERTIDOR REDUCTOR.
Armónicos.



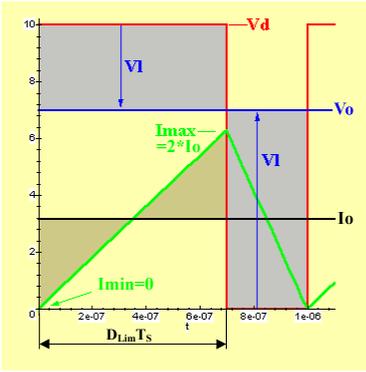
Armónicos de una onda cuadrada en función de D



Armónicos de una onda triangular en función de D

CONVERTIDOR REDUCTOR.

Modo de Conducción Discontinua con V_d Constante



Límite entre Modo de Conducción Continua y Discontinua:
(V_d constante y V_o regulable con D), $V_o = DV_d$

En el límite del modo continuo a discontinuo:

La corriente media por L ($I_{LB} = I_o$, ya que en régimen permanente $V_c = V_o = cte$) es:

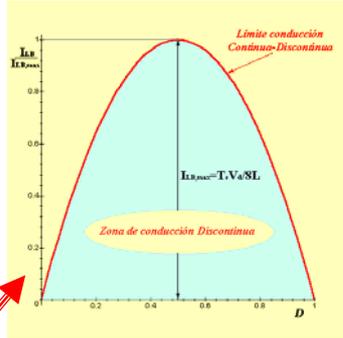
$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,pico} = \frac{t_{on}}{2L} (V_d - V_o) =$$

$$I_{LB} = \frac{T_s V_d}{2L} D(1-D)$$

Su valor Máximo (para $D = 0.5$):

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_d}{8L}$$

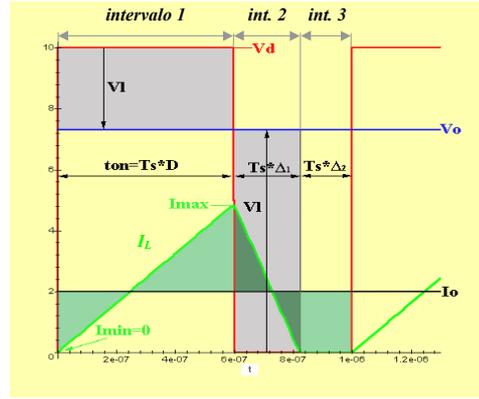
Luego: $I_{LB} = 4 I_{LB,max} D(1-D)$



Zonas I_o - D de funcionamiento en modo conducción continua y conducción discontinua

CONVERTIDOR REDUCTOR.

Modo de Conducción Discontinua con V_o Constante



	Intervalo de conducción		
	1	2	3
Inter.	Si	No	No
Diodo	No	Si	No

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0 \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \text{ donde } D + \Delta_1 < 1.0$$

$$I_{max} = i_{L,pico} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s$$

$$I_L = I_o = \frac{1}{T_s} \left(\frac{1}{2} i_{L,pico} (D + \Delta_1) \cdot T_s \right) = i_{L,pico} \frac{D + \Delta_1}{2}$$

Area del triángulo

$$I_o = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s \frac{(D + \Delta_1)}{2} = 4D \cdot I_{LB,max} \Delta_1 \Rightarrow \Delta_1 = \frac{I_o}{4 I_{LB,max} D}$$

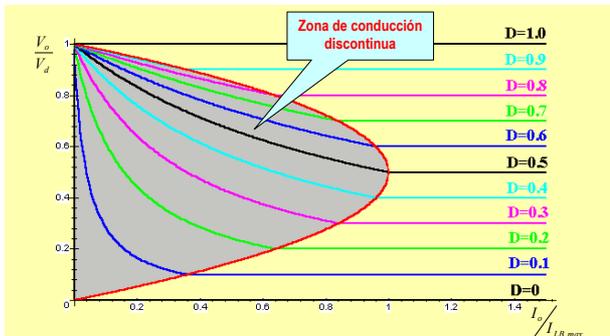
$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{I_o}{I_{LB,max}} \right)}$$

CONVERTIDOR REDUCTOR.

Relación de transformación con V_d Constante

Ejemplo, control de motores DC: Se genera una tensión de salida variable V_o que se aplica al motor DC a partir de una tensión de entrada sustancialmente constante V_d .

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4} \left(\frac{I_o}{I_{LB,max}} \right)}$$



Relación de transformación de un convertidor reductor, en Modos Continuo y Discontinuo con V_d Constante

CONVERTIDOR REDUCTOR.

Modo de Conducción Discontinua con V_o Constante

Ejemplo: fuente de alimentación con V_o constante, a partir de V_d no regulada

Si V_o es constante $V_d = V_o/D$, en el límite:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,pico} = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D);$$

Sea: $I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{2L}$, (Para $D = 0$) $\Rightarrow I_{LB} = (1-D) I_{LB,max}$

En conducción discontinua:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \Rightarrow \Delta_1 = D \cdot \left(\frac{V_d}{V_o} - 1 \right)$$

$$i_{L,pico} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s; \quad I_o = i_{L,pico} \frac{D + \Delta_1}{2} = \frac{V_o}{2L} T_s \cdot \Delta_1 (D + \Delta_1)$$

Como:

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \Rightarrow I_o = I_{LB,max} \Delta_1 (D + \Delta_1) = I_{LB,max} D \left(\frac{V_d}{V_o} - 1 \right) \frac{DV_d}{V_o}$$

Despejando D , se obtiene:

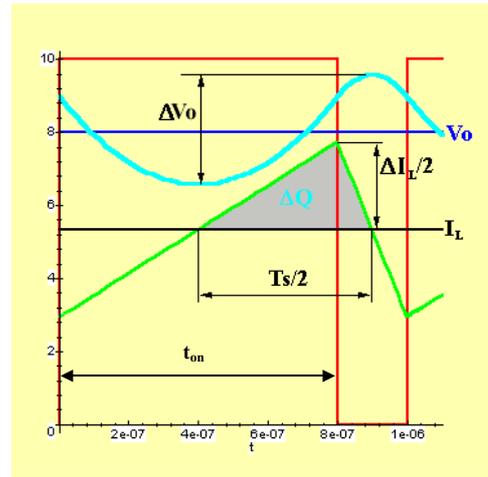
$$D = \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{I_o / I_{LB,max}}{1 - V_o / V_d} \right)^{1/2}$$

CONVERTIDOR REDUCTOR.
Relación de transformación con V_o Constante

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{I_o / I_{LB,max}}{1 - V_o / V_d} \right)^{1/2}$$



CONVERTIDOR REDUCTOR.
Rizado de Tensión a la salida



Suponiendo variaciones de V_o pequeñas (p.ej. 1% de V_o), y se puede suponer que todo el rizado de corriente lo absorbe el condensador de salida C :

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \left(\frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \frac{T_s}{2} \right); \text{ (Área del triángulo sombreada)}$$

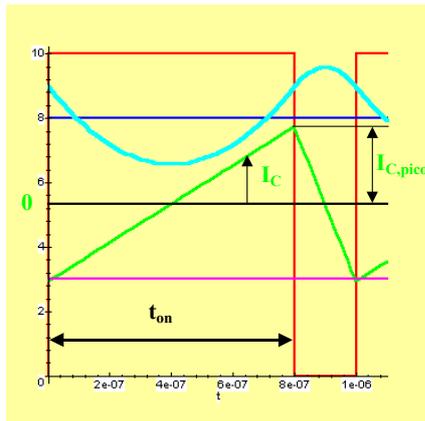
$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1-D) T_s; \text{ (Durante } t_{off})$$

$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D) T_s \Rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T_s (1-D)}{8LC} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2$$

$$\text{Dónde: } f_s = \frac{1}{T_s} \text{ y } f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Es decir, el rizado de la tensión de salida se puede acotar eligiendo el valor de C

CONVERTIDOR REDUCTOR.
Pérdidas en el Condensador



Suponiendo como en el caso anterior variaciones de V_o pequeñas (p.ej. 1% de V_o), se puede suponer que todo el rizado de corriente lo absorbe el condensador de salida C :

La corriente de pico por el condensador será (Calculándola durante t_{off}):

$$I_{C,Pico} = \frac{1}{2} \Delta I_L = \frac{V_o}{2L} (1-D) T_s;$$

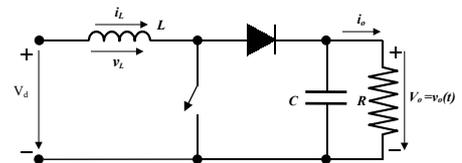
El valor eficaz de la corriente por el condensador será (onda triangular):

$$I_{C(RMS)} = \frac{I_{C,Pico}}{\sqrt{3}} = \frac{V_o}{2\sqrt{3}L} (1-D) T_s$$

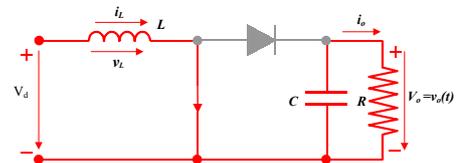
Las pérdidas en el condensador se obtienen al multiplicar dicha corriente al cuadrado por la resistencia equivalente serie del condensador (ESR).

⇒ Los condensadores de salida deben elegirse con una ESR lo menor posible.

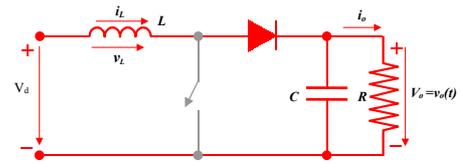
CONVERTIDOR ELEVADOR



Convertidor Conmutado Elevador

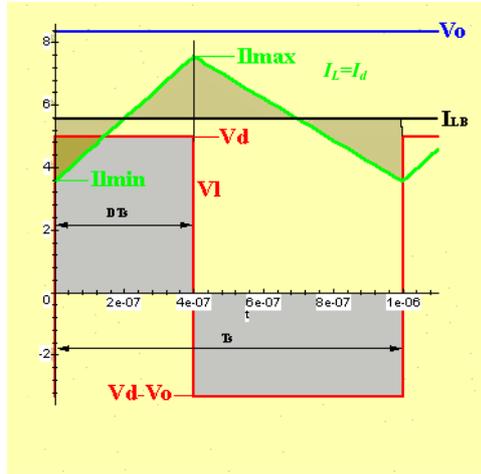
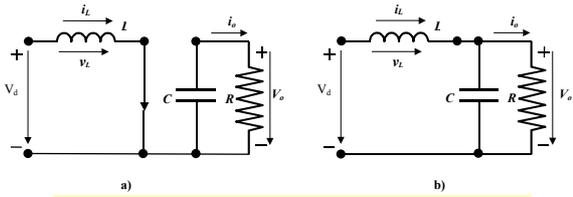


Circuito equivalente con el interruptor cerrado (intervalo de conducción)



Circuito equivalente con el interruptor abierto (intervalo de no conducción)

CONVERTIDOR ELEVADOR
Modo de Conducción Continua

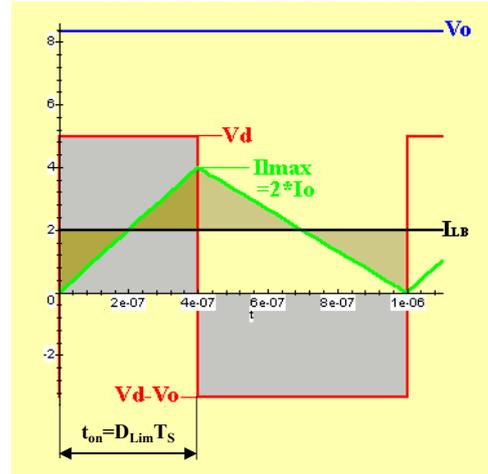


Modo de Conducción Continua. (a) Intervalo de Conducción. (b) Intervalo de no Conducción

$$V_d t_{on} + (V_d - V_o) t_{off} = 0 \Rightarrow V_d D + (V_d - V_o) \cdot (1-D) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D}$$

CONVERTIDOR ELEVADOR
Límite entre modos de Conducción



En el Límite:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} I_{L,pico} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)$$

Como: $\frac{I_o}{I_d} = 1 - D$, será: $I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)^2$

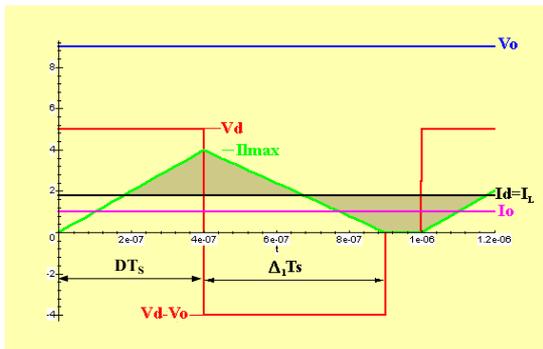
Haciendo: $I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{8L} e \quad I_{oB,max} = \frac{2}{27} \frac{T_s V_o}{L}$

$$I_{LB} = 4D(1-D)I_{LB,max}$$

Resultado:

$$I_{oB} = \frac{27}{4} D(1-D)^3 I_{oB,max}$$

CONVERTIDOR ELEVADOR
Modo de Conducción Discontinua



$$V_d DT_s + (V_d - V_o) \Delta_1 T_s = 0 \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1}$$

El valor medio de la corriente por la bobina (=corriente por la fuente), resulta aplicando: $i_{L,pico} = \frac{T_s V_o}{L} D(1-D)$ y calculando el

área del triángulo: $I_d = \frac{V_d}{2L} DT_s (D + \Delta_1)$

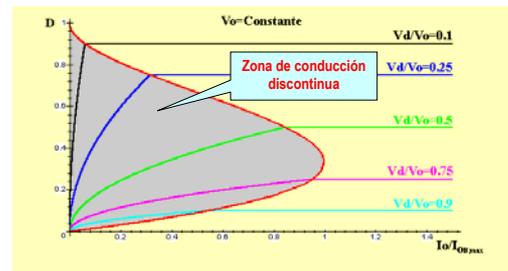
Si no hay pérdidas: $\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D}$ y resulta: $I_o = \left(\frac{T_s V_d}{2L} \right) D \Delta_1$

De las expresiones anteriores, se obtiene:

$$D = \left(\frac{4}{27} \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oB,max}} \right)^{1/2}$$

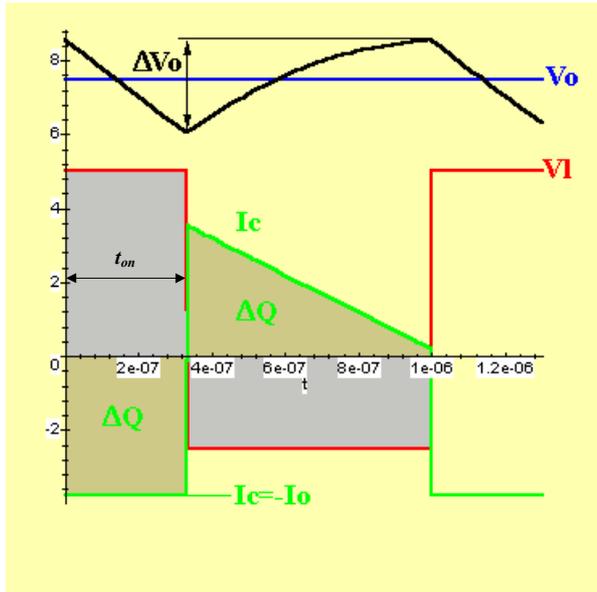
CONVERTIDOR ELEVADOR
Relación de transformación con V_d Constante

$$D = \left(\frac{4}{27} \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oB,max}} \right)^{1/2}$$



Relación de transformación de un convertidor elevador, En modos de funcionamiento continuo y discontinuo

CONVERTIDOR ELEVADOR
Rizado de la tensión de salida

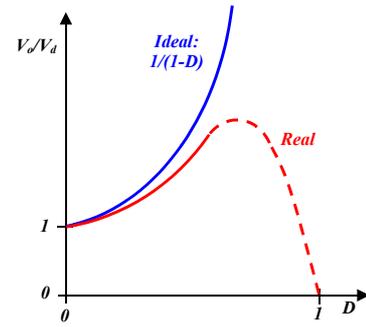


Suponiendo variaciones de V_o pequeñas (p.ej. 1% de V_o), y se puede suponer que todo el rizado de corriente lo absorbe el condensador de salida C :

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} = \frac{V_o DT_s}{RC} \quad ; \text{(Area del rectángulo sombreada)}$$

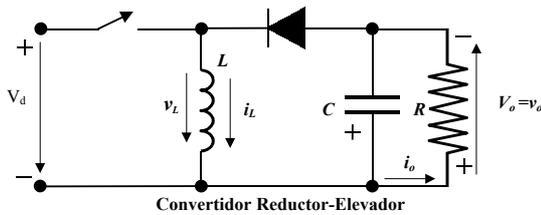
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} = \frac{DT_s}{\tau} \quad \text{Dónde: } \tau = RC$$

CONVERTIDOR ELEVADOR
Efecto de componentes no ideales

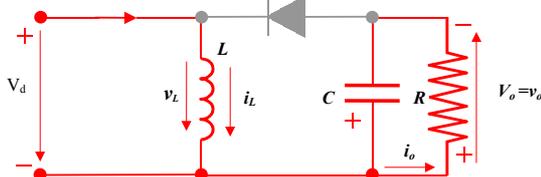


Relación de transformación teniendo en cuenta las pérdidas en los elementos reales (L, Interruptor, Diodo y Condensador)

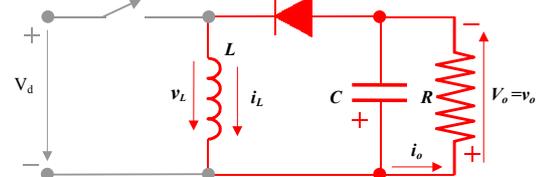
CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR



Convertidor Reductor-Elevador

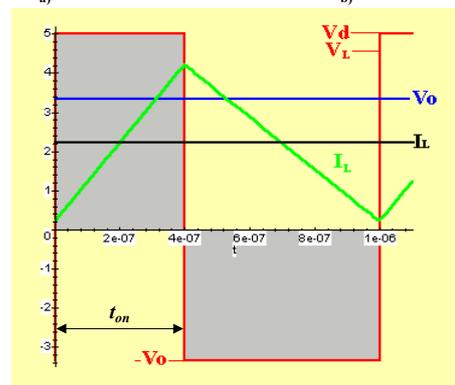
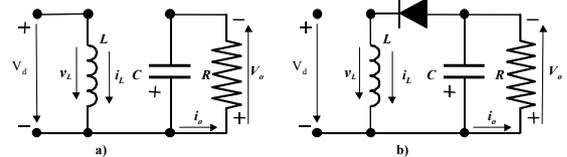


Circuito equivalente con el interruptor cerrado (intervalo de conducción)



Circuito equivalente con el interruptor abierto (intervalo de no conducción)

CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR.
Modo de Conducción Continua



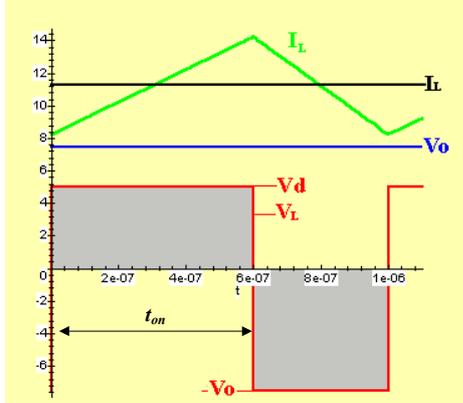
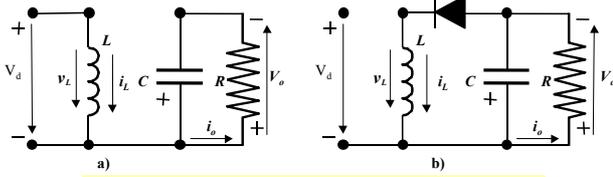
Formas de Onda del Convertidor Reductor-Elevador para Modo de Conducción Continua: $D=0.4$

(a) Intervalo de Conducción. (b) Intervalo de no Conducción

$$V_d DT_s + (-V_o)(1-D)T_s = 0 \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D}$$

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D}$$

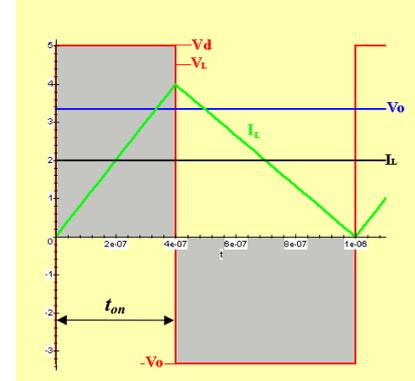
CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR.
Modo de Conducción Continua



Formas de Onda del Convertidor Reductor-Elevador para Modo de Conducción Continua: $D=0.6$

CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR.
Límite entre Modos de conducción

Formas de Onda del Convertidor Reductor-Elevador en el límite entre los modos de Conducción Continua y Discontinua: $D=0.4$



En el Límite:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,pico} = \frac{T_S V_d}{2L} D \Rightarrow I_{LB} = \frac{T_S V_o}{2L} (1-D),$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D} \\ I_L = I_d + I_o \end{array} \right\} \Rightarrow I_o = I_L (1-D) \Rightarrow I_{oB} = \frac{T_S V_o}{2L} (1-D)^2$$

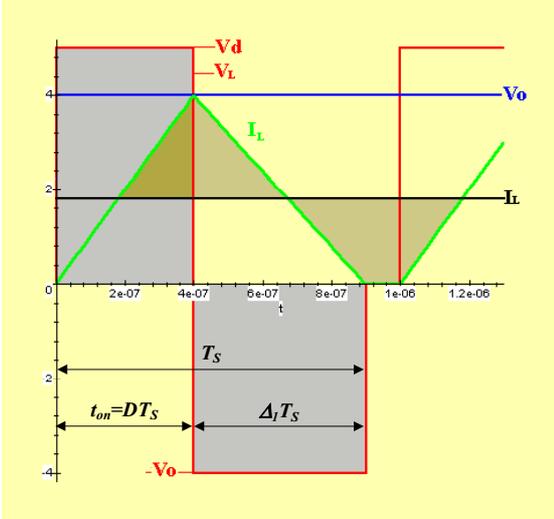
Definiendo:

$$I_{LB,max} = \frac{T_S V_o}{2L} \text{ e } I_{oB,max} = \frac{T_S V_o}{2L}, \text{ resulta:}$$

$$I_{LB} = (1-D) I_{LB,max} \text{ e } I_{oB} = (1-D)^2 I_{oB,max}$$

CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR.
Modo de Conducción Discontinua

Regulador elevador-reductor: Modo de Conducción Discontinua $D=0.4$



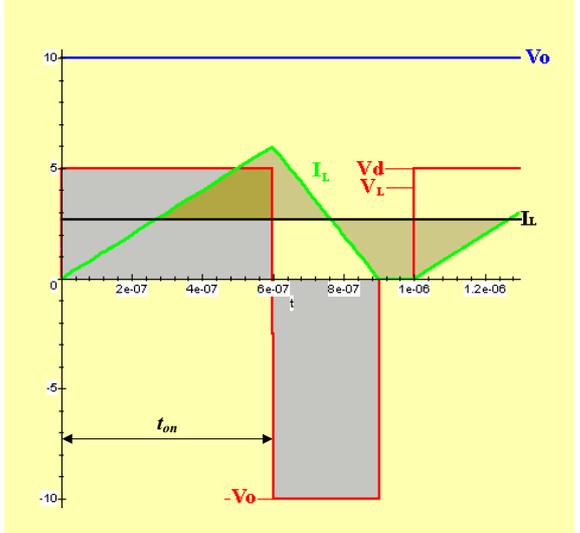
$$V_d DT_S + (-V_o) \Delta_1 T_S = 0 \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1} \Rightarrow \frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{D}$$

$$I_L = \frac{V_d}{2L} DT_S (D + \Delta_1)$$

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{I_o}{I_{oB,max}} \right)^{\frac{1}{2}}$$

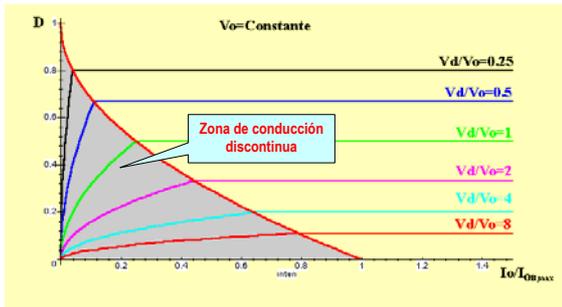
CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR.
Modo de Conducción Discontinua

Regulador elevador-reductor: Modo de Conducción Discontinua $D=0.6$



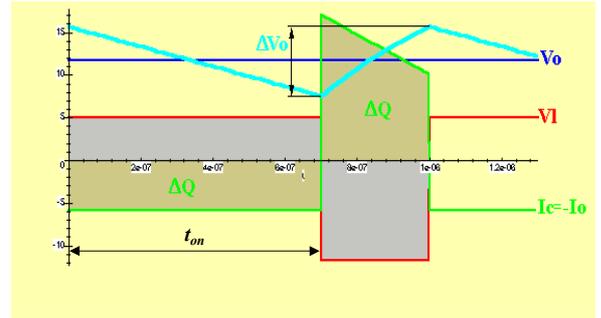
CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR.
Relación de transformación con V_d Constante

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{I_o}{I_{oB,max}} \right)^{\frac{1}{2}}$$



Relación de transformación de un convertidor reductor-elevador, en modos de funcionamiento continuo y discontinuo

CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR.
Rizado de la tensión de salida

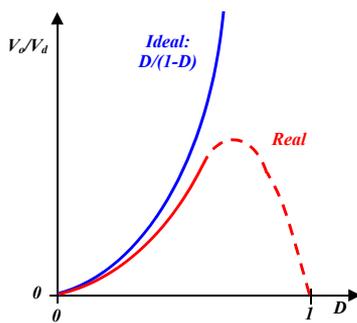


Suponiendo variaciones de V_o pequeñas (p.ej. 1% de V_o), y se puede suponer que todo el rizado de corriente lo absorbe el condensador de salida C :

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} = \frac{V_o DT_s}{RC} ; \text{(Área del rectángulo sombreada)}$$

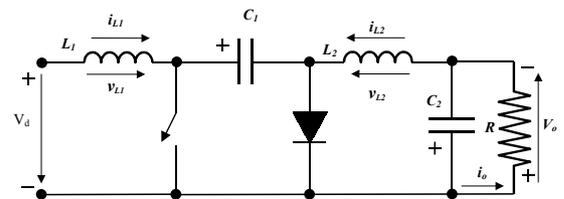
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} = \frac{DT_s}{\tau} \quad \text{Dónde: } \tau = RC$$

CONVERTIDOR REDUCTOR-ELEVADOR
Efecto de componentes no ideales

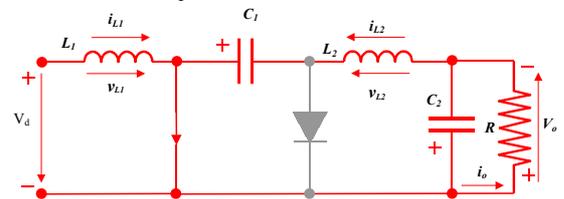


Relación de transformación teniendo en cuenta las pérdidas en los elementos reales (L, Interruptor, Diodo y Condensador)

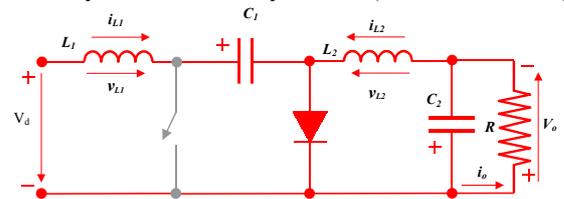
CONVERTIDOR DE CÚK



En régimen permanente, los valores medios de las tensiones en las bobinas es cero, luego será: $V_{C1} = V_d + V_o$, si C es suficientemente grande, V_{C1} se puede considerar constante.

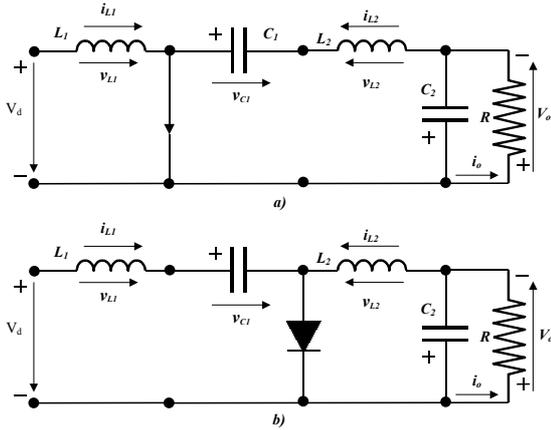


Circuito equivalente con el interruptor cerrado (intervalo de conducción)



Circuito equivalente con el interruptor abierto (intervalo de no conducción)

CONVERTIDOR DE CÚK



Circuitos equivalentes en el funcionamiento por intervalos del Convertidor Cúk. (a) Intervalo de no Conducción. (b) Intervalo de Conducción

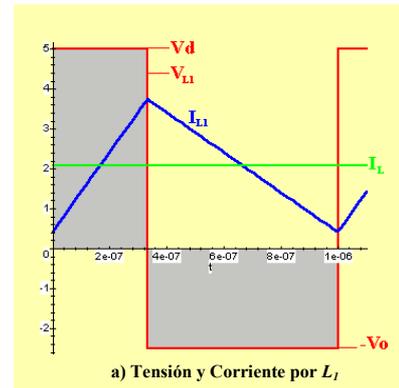
$$L_1: V_d DT_s + (V_d - V_{C1})(1-D)T_s = 0 \Rightarrow \frac{V_{C1}}{V_d} = \frac{1}{1-D}$$

$$L_2: (V_{C1} - V_o)DT_s + (-V_o)(1-D)T_s = 0 \Rightarrow \frac{V_{C1}}{V_o} = \frac{1}{D}$$

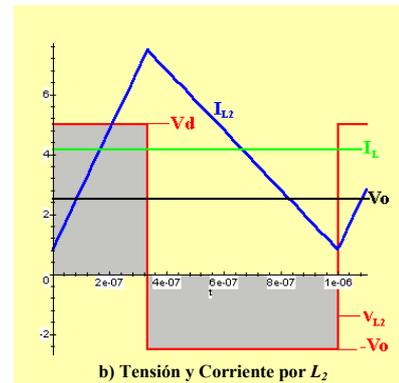
donde $I_{L1} = I_d$ $I_{L2} = I_o$ Luego: $\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D}$ y $\frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D}$

CONVERTIDOR DE CÚK. Modo de Conducción Continua

Convertidor de Cúk: Modo de conducción Continua. $D=0.33$



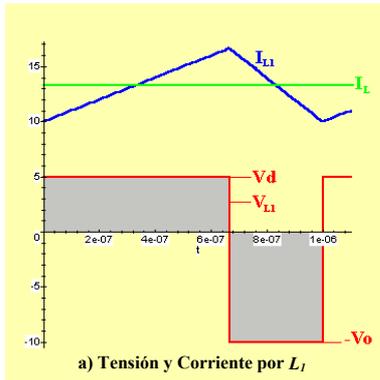
a) Tensión y Corriente por L_1



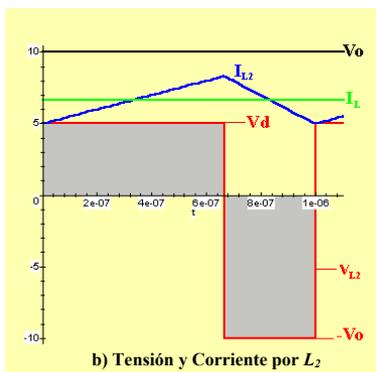
b) Tensión y Corriente por L_2

CONVERTIDOR DE CÚK. Modo de Conducción Continua

Convertidor de Cúk: Modo de conducción Continua. $D=0.66$



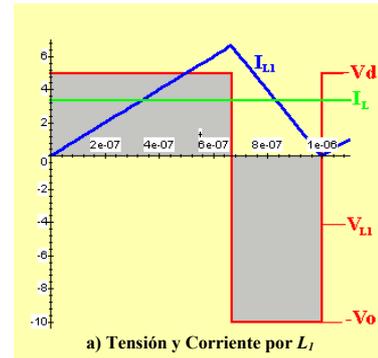
a) Tensión y Corriente por L_1



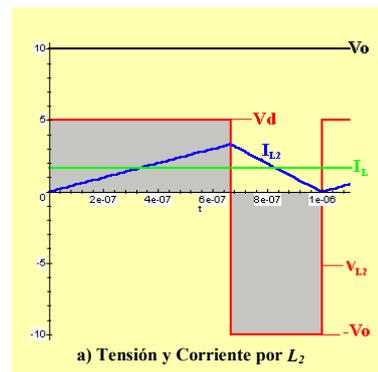
b) Tensión y Corriente por L_2

CONVERTIDOR DE CÚK. Límite entre Modos de Conducción

Convertidor de Cúk: Límite conducción Continua-Discontinua. $D=0.66$

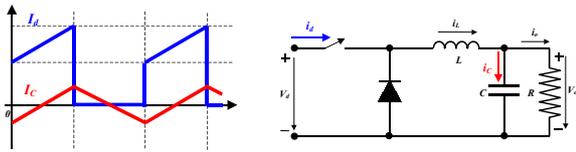


a) Tensión y Corriente por L_1

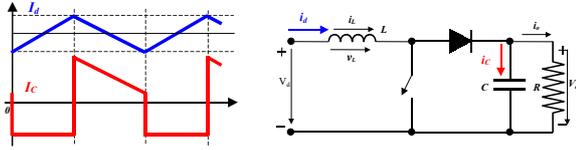


a) Tensión y Corriente por L_2

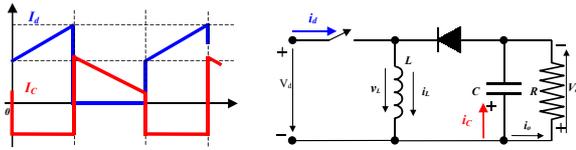
COMPARACIÓN ENTRE CONVERTIDORES



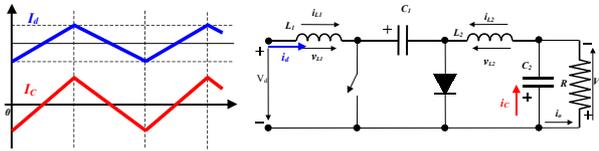
Convertidor Reductor: $V_o = DV_d$; $I_o = I_L = I_d/D$



Convertidor Elevador: $V_o = V_d/(1-D)$; $I_d = I_L = I_o/(1-D)$



Convertidor Reductor-Elevador: $V_o = V_d D/(1-D)$; $I_d = I_o D/(1-D)$; $I_L = I_o/(1-D)$



Convertidor de Cúk: $V_o = V_d D/(1-D)$; $I_d = I_{L1} = I_o D/(1-D)$; $I_{L2} = I_o$

TEMA 15. CONVERTIDORES DC/DC II

15.1 INTRODUCCIÓN

15.2 CONVERTIDOR PUENTE

15.2.1 Estrategias de Control

15.2.1.1 Control Bipolar

15.2.1.2 Control Unipolar

15.3 CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO

15.3.1 Convertidor Flyback

15.3.2 Convertidor Forward

15.3.3 Convertidor Puente

15.4 CIRCUITOS DE CONTROL DE CONVERTIDORES

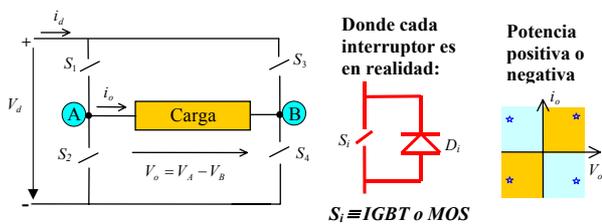
INTRODUCCIÓN

➤ **Objetivo:** Estudio de los circuitos más usados en las fuentes de alimentación reguladas (de amplio uso en la alimentación de equipos electrónicos).

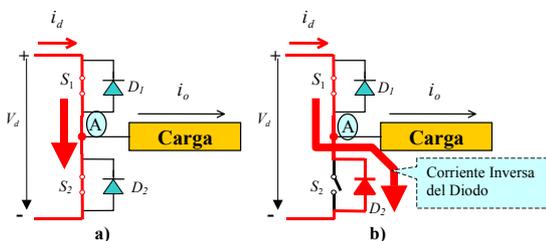
➤ **Características:**

- ◆ Regulación de la tensión de salida a un valor V_o constante (dentro de un rango de tensiones de entrada y corrientes de salida).
 - ◆ Aislamiento galvánico entre entrada y salida, sin emplear transformadores de 50Hz.
 - ◆ Permitir si se precisa más de una tensión de salida aisladas entre sí.
- En este tema sólo se va a analizar el funcionamiento en modo de **conducción continua** (en las fuentes de alimentación L suele ser de un valor bastante grande).
- Se va a suponer que V_o es constante (C se supone de un valor elevado).

CONVERTIDOR PUENTE



Esquema del convertidor Puente (4 cuadrantes)

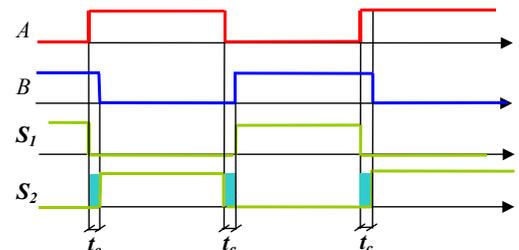
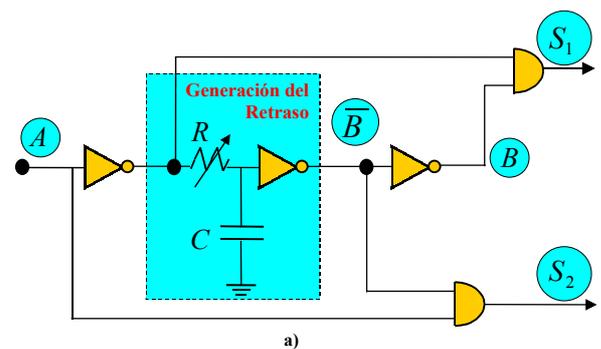


Convertidor Puente, problemas en el disparo de los interruptores:

- a) No se pueden cerrar simultáneamente los dos interruptores de una rama. Por tanto, si estaba conduciendo S_1 hay que esperar un tiempo mayor que el que necesita S_2 para cortarse antes de dar la orden de cierre a S_1 . ⇒ Empleo de **tiempos muertos** en el disparo de los interruptores.
- b) Cuando está conduciendo D_2 hay que controlar la velocidad de entrada en conducción de S_1 (controlando la velocidad de subida de V_{GS1}) de forma que la corriente de recuperación inversa de D_2 no suba excesivamente.

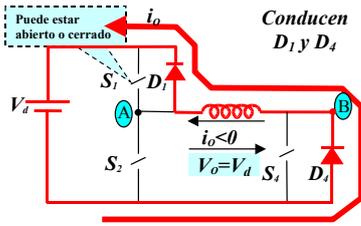
Los dos casos presentados son solo ejemplos, por simetría se pueden encontrar otros ejemplos.

CONVERTIDOR PUENTE

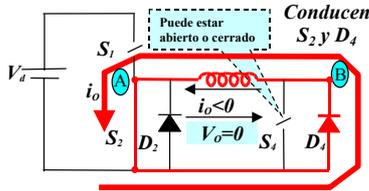


Generación de Tiempos Muertos:
a) Circuito Simple para Generarlos. b) Formas de Ondas

CONVERTIDOR PUENTE



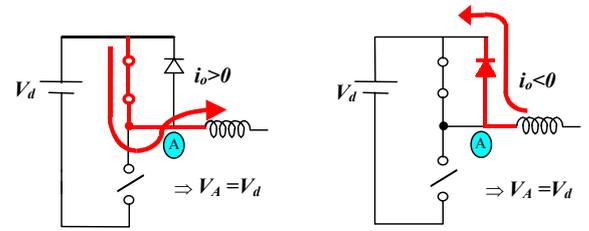
Circulación de Corriente por dos Diodos, se devuelve energía. (Si $i_o > 0$, se devuelve energía a la batería por los otros dos diodos).



Circulación de Corriente por dos Diodos aplicando una tensión nula. (Si $i_o > 0$, la corriente circularía por D_2 y S_4).

Estados Posibles											
$i_o > 0$						$i_o < 0$					
S_1	S_2	S_3	S_4	V_o	Conducen	S_1	S_2	S_3	S_4	V_o	Conducen
0	0	0	0	$-V_d$	D_2 D_3	0	0	0	0	V_d	D_1 D_4
0	0	0	1	0	D_2 S_4	0	0	0	1	V_d	D_1 D_4
0	0	1	0	$-V_d$	D_2 D_3	0	0	1	0	0	D_1 S_3
0	1	0	0	$-V_d$	D_2 D_3	0	1	0	0	0	S_2 D_4
0	1	0	1	0	D_2 S_4	0	1	0	1	0	S_2 D_4
0	1	1	0	$-V_d$	D_2 D_3	0	1	1	0	$-V_d$	S_2 S_3
1	0	0	0	0	S_1 D_3	1	0	0	0	V_d	D_1 D_4
1	0	0	1	V_d	S_1 S_4	1	0	0	1	V_d	D_1 D_4
1	0	1	0	0	S_1 D_3	1	0	1	0	0	D_1 S_3

CONVERTIDOR PUENTE



Tensión V_A con S_1 Cerrado (S_2 Abierto) en los casos $i_o > 0$ e $i_o < 0$

$$\begin{cases} \text{Si } S_1 = \text{on} (S_2 = \text{off}) \Rightarrow V_A = V_d \\ \text{Si } S_1 = \text{off} (S_2 = \text{on}) \Rightarrow V_A = 0 \end{cases}$$

$$\text{Luego: } V_A = \frac{V_d \cdot t_{\text{onA}} + 0 \cdot t_{\text{offA}}}{T_S} = V_d \cdot D_A$$

Dónde: D_A es el "Duty cycle" de la rama A.

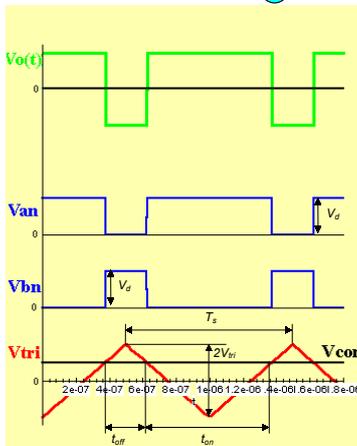
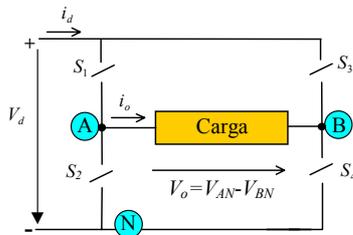
En la rama B se puede obtener de la misma forma: $V_B = V_d \cdot D_B$

$$\text{Luego: } V_o = V_A - V_B = V_d(D_A - D_B)$$

Si los dos interruptores están abiertos:

$$\begin{aligned} V_A = V_d & \text{ si } i_o < 0 \\ V_A = 0 & \text{ si } i_o > 0 \end{aligned} \Rightarrow \text{No se puede controlar con } D_A \text{ la tensión de la rama}$$

CONVERTIDOR PUENTE. Control Bipolar



Convertidor Puente: Control Bipolar

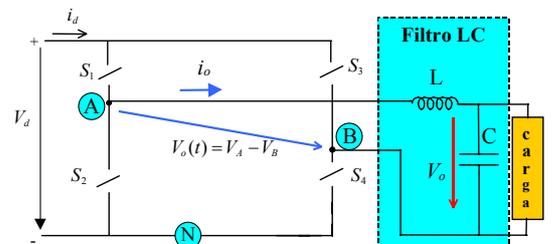
$$\frac{V_{\text{control}} + V_{\text{tri}}}{2 V_{\text{tri}}} = \frac{t_{\text{on}}}{T_S} = D \Rightarrow$$

$$V_{\text{control}} = V_{\text{tri}} (2D - 1)$$

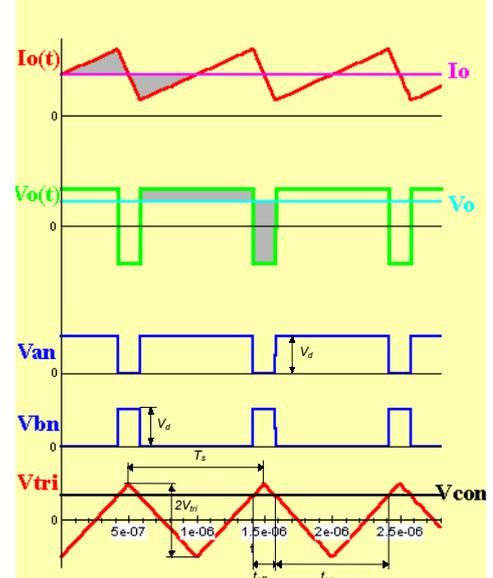
$$V_o = \frac{1}{T_S} [V_d \cdot t_{\text{on}} - V_d(T_S - t_{\text{on}})]$$

$$V_o = \left(\frac{V_d}{V_{\text{tri}}} \right) \cdot V_{\text{control}} = k \cdot V_{\text{control}}$$

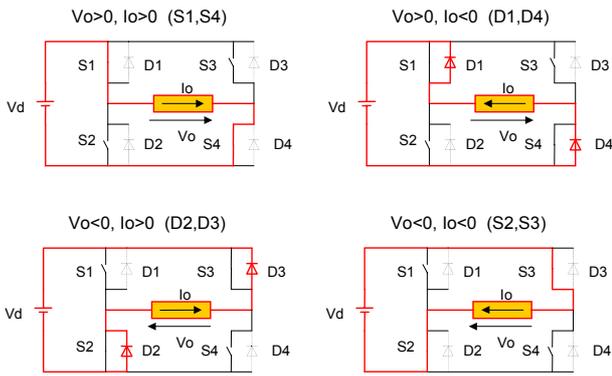
CONVERTIDOR PUENTE. Control Bipolar



Convertidor Puente alimentando una carga de continua con filtro LC

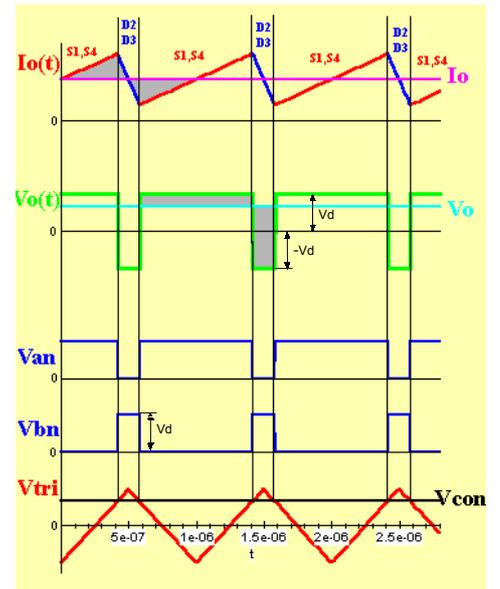


CONVERTIDOR PUENTE. Control Bipolar



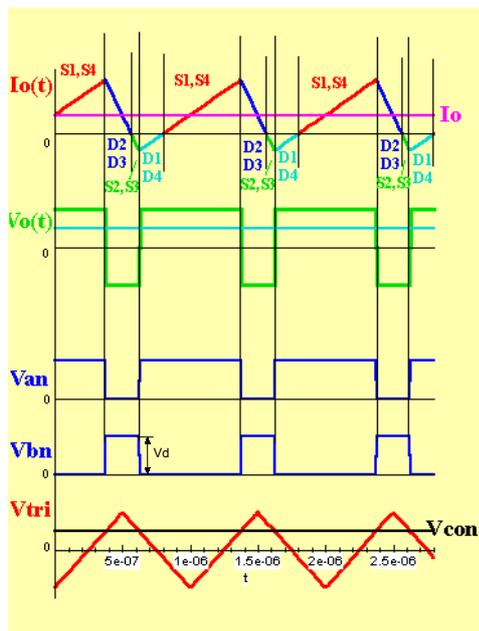
Convertidor Puente: Circulación de la corriente por los dispositivos con control bipolar

CONVERTIDOR PUENTE. Control Bipolar



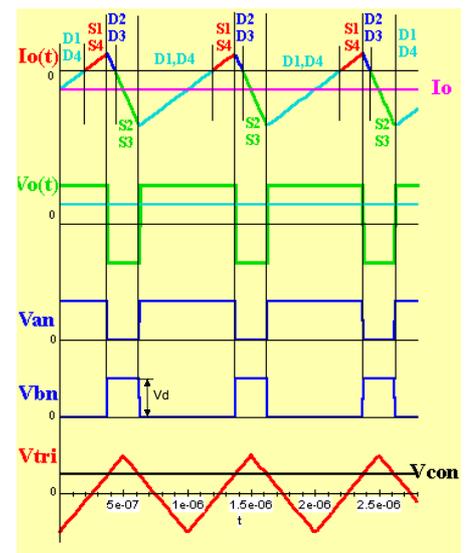
Dispositivos conduciendo: I_o siempre positiva

CONVERTIDOR PUENTE. Control Bipolar



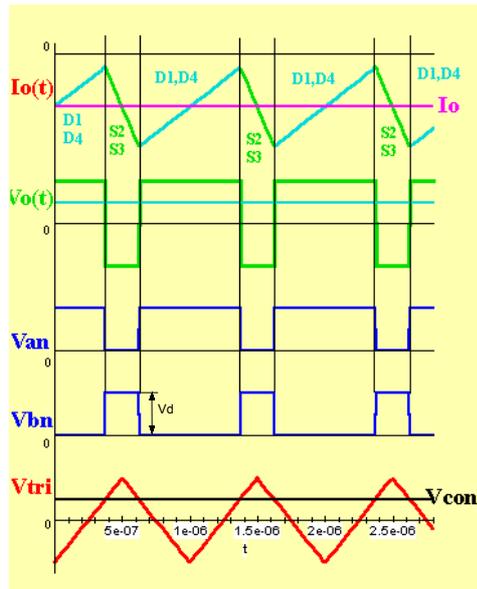
Dispositivos conduciendo: I_o media positiva, pero $I_o(t)$ cambia de signo

CONVERTIDOR PUENTE. Control Bipolar



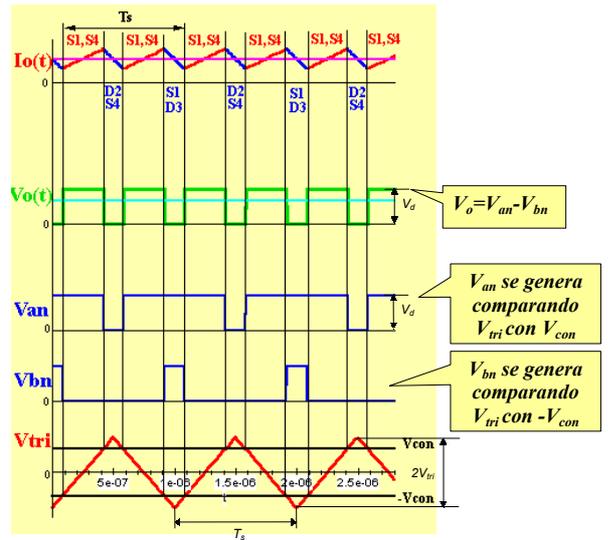
Dispositivos conduciendo: I_o media negativa, pero $I_o(t)$ cambia de signo

CONVERTIDOR PUENTE. Control Bipolar



Dispositivos conduciendo: I_o siempre negativa

CONVERTIDOR PUENTE. Control Unipolar



Convertidor Puente: Control Unipolar

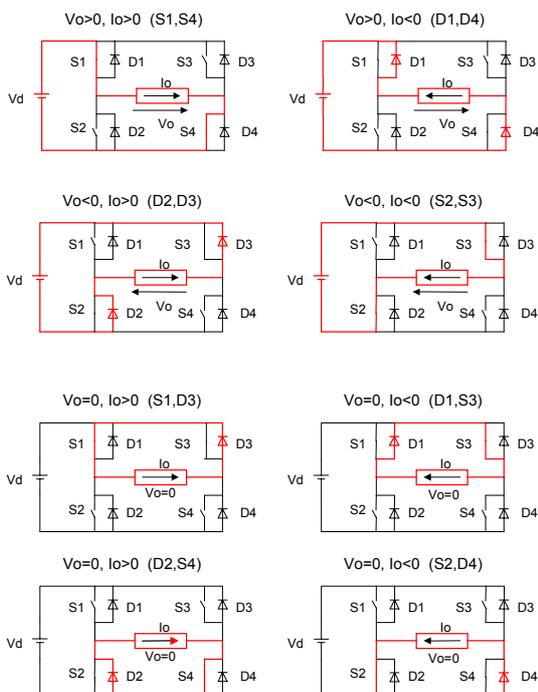
$$D_A = \frac{t_{on}}{T_S} = \frac{V_{cont} + \hat{V}_{tri}}{2 \hat{V}_{tri}} \quad \Rightarrow D_A - D_B = \frac{V_{cont} + \hat{V}_{tri} - \hat{V}_{tri} + V_{cont}}{2 \hat{V}_{tri}} = \frac{V_{cont}}{\hat{V}_{tri}}$$

$$D_B = \frac{t'_{on}}{T_S} = \frac{\hat{V}_{tri} - V_{cont}}{2 \hat{V}_{tri}}$$

$$V_o = V_d \cdot D_A - V_d \cdot D_B = \Rightarrow V_o = \frac{V_d}{\hat{V}_{tri}} \cdot V_{cont} = k \cdot V_{cont}$$

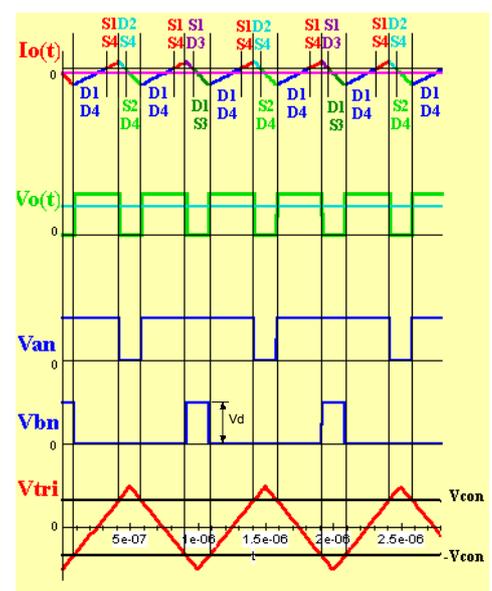
La tensión de salida es igual que en el control Bipolar, pero la frecuencia del rizado en la tensión de salida es doble \Rightarrow Componentes del filtro más baratos.

CONVERTIDOR PUENTE. Control Unipolar



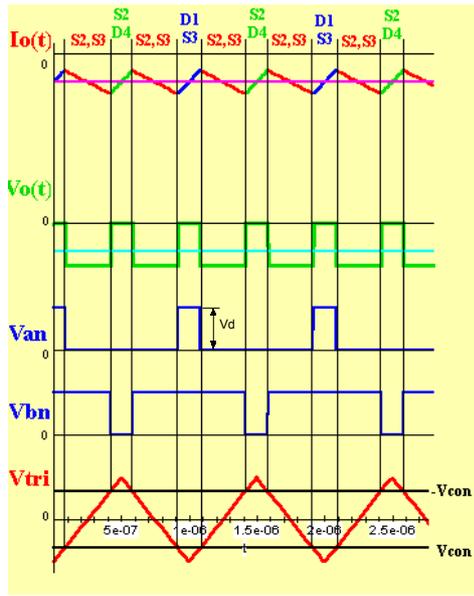
Convertidor Puente: Circulación de la corriente por los dispositivos con control unipolar

CONVERTIDOR PUENTE. Control Unipolar



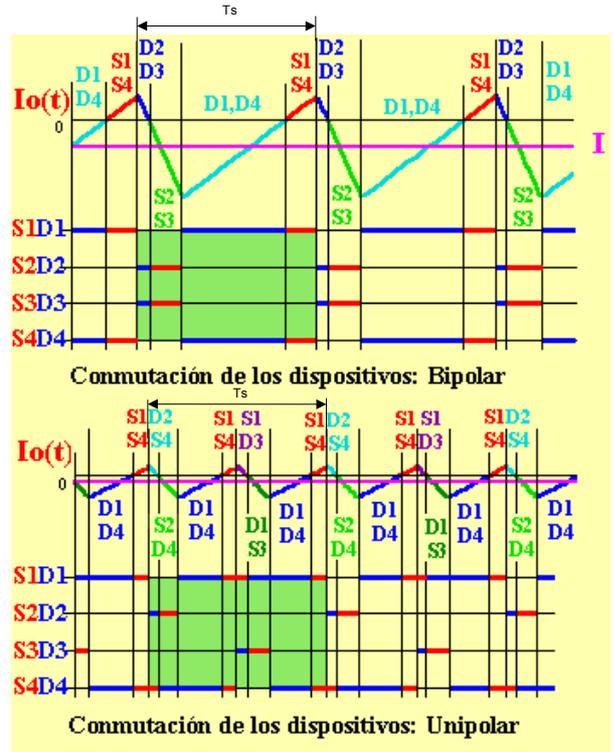
Convertidor Puente: Circulación de la corriente por los dispositivos con control unipolar. Corriente media negativa pero con valores positivos y negativos. Tensión de salida positiva

CONVERTIDOR PUENTE. Control Unipolar

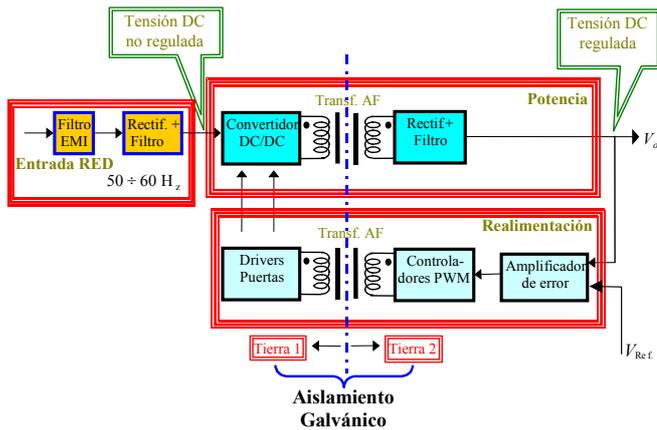


Convertidor Puente: Circulación de la corriente por los dispositivos con control unipolar. Corriente siempre negativa. Tensión de salida negativa

CONVERTIDOR PUENTE. Control Unipolar



CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO

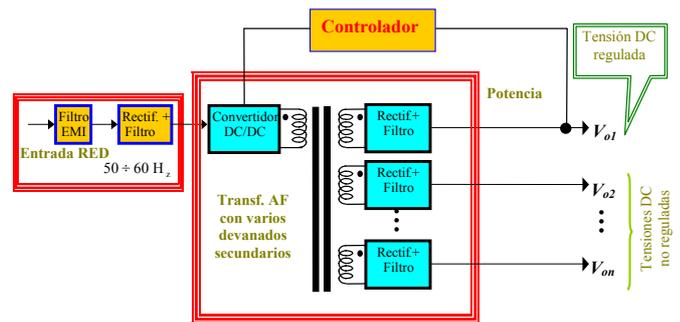


Esquema General de una Fuente de Alimentación

Objetivos:

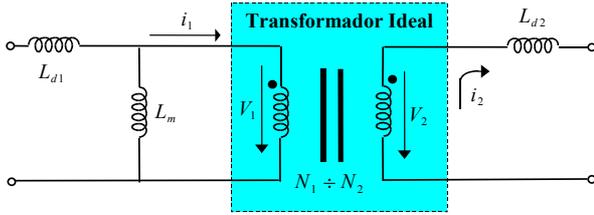
- Aislamiento galvánico entre Red y V_o .
- Evitar la transformación de 50/60 Hz por ser muy pesado y costoso el transformador.
- Tener una mayor relación de transformación $\frac{V_o}{V_i}$ que la que permite D , al multiplicar por $\frac{N_2}{N_1}$.

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO



Esquema General de una Fuente de Alimentación multisalida

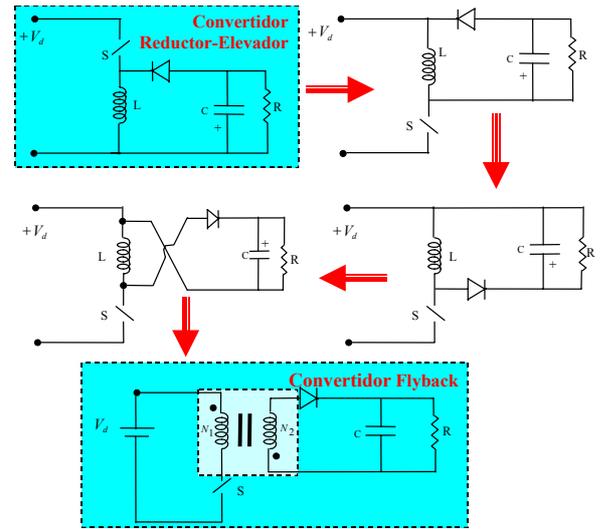
CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO



Circuito Equivalente de un Transformador

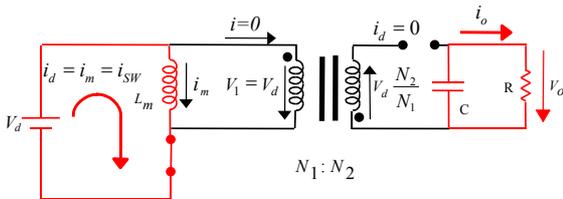
- Se **desprecian las pérdidas** debidas a las resistencias de los devanados y núcleos
- Relación de transformación: $\frac{V_1}{N_1} = \frac{V_2}{N_2}$
- Igualdad de potencias: $P = V_1 \cdot i_1 = V_2 \cdot i_2 \Rightarrow$
- Relación de corrientes: $\frac{i_1}{N_2} = \frac{i_2}{N_1}$
- Inductancias de dispersión: L_{d1}, L_{d2} : **Tan pequeñas como sea posible (fuerte acoplamiento magnético entre primario y secundario).** Ya que la energía que almacenan la deben **absorber los interruptores**.
- Inductancia de magnetización: L_m : **Tan grande como sea posible** (excepto en el convertidor Flyback), ya que las corrientes de magnetización **se suman** a las de los devanados para formar las corrientes por los interruptores y **aumentan las pérdidas**.

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO. Convertidor Flyback

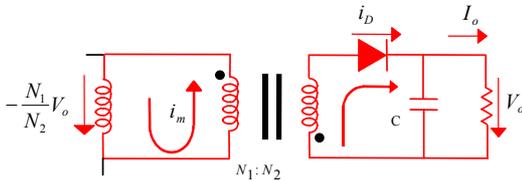


Origen del Convertidor Flyback desde el Convertidor Reductor-Elevador

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO. Convertidor Flyback



Circuito Equivalente del Convertidor Flyback con el Interruptor Cerrado



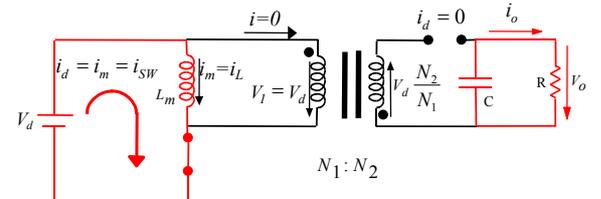
Circuito Equivalente del Convertidor Flyback con el Interruptor Abierto

Integrando en un ciclo la tensión aplicada a la inductancia de magnetización:

$$V_d DT_s - \frac{N_1}{N_2} V_o (1-D) T_s = 0 \Rightarrow$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D}$$

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO. Convertidor Flyback

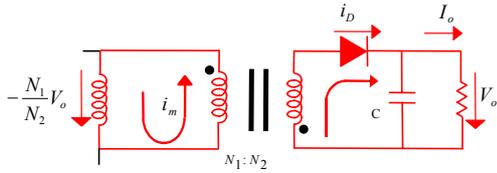


Circuito Equivalente del Convertidor Flyback con el Interruptor Cerrado

$$i_L(t) = i_{sw}(t) = I_{Lmin} + \frac{V_d}{L_m} \cdot t \quad (0 < t < t_{on} = DT_s)$$

$$I_{Lmax} = I_{Lmin} + \frac{V_d \cdot DT_s}{L_m}$$

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO. Convertidor Flyback



Circuito equivalente del convertidor Flyback con el interruptor abierto

$$i_L(t) = I_{Lmax} - \frac{V_d D (t - DT_S)}{1 - D} \frac{1}{L_m} \Rightarrow I_{Lmin} = I_{Lmax} - \frac{V_d D T_S}{L_m}$$

$$I_{Dmax} = I_{Lmax} \frac{N_1}{N_2}; \quad I_{Dmin} = I_{Lmin} \frac{N_1}{N_2}$$

$$i_D(t) = i_L(t) \frac{N_1}{N_2} = I_{Dmax} - \frac{V_d D}{(1 - D) L_m} \frac{N_1}{N_2} t = I_{Dmax} - \frac{V_d}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 t$$

$$I_{Dmin} = I_{Dmax} - \frac{V_d}{L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 (1 - D) T_S$$

Como el valor medio de i_D es I_o , se puede calcular I_{Dmax}

$$I_o = \frac{1}{T_S} \left(I_{Dmax} (1 - D) T_S - \frac{V_d T_S (1 - D)^2}{2 L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \right) =$$

$$I_o = (1 - D) \left(I_{Dmax} - \frac{V_d (1 - D) T_S}{2 L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \right) \Rightarrow$$

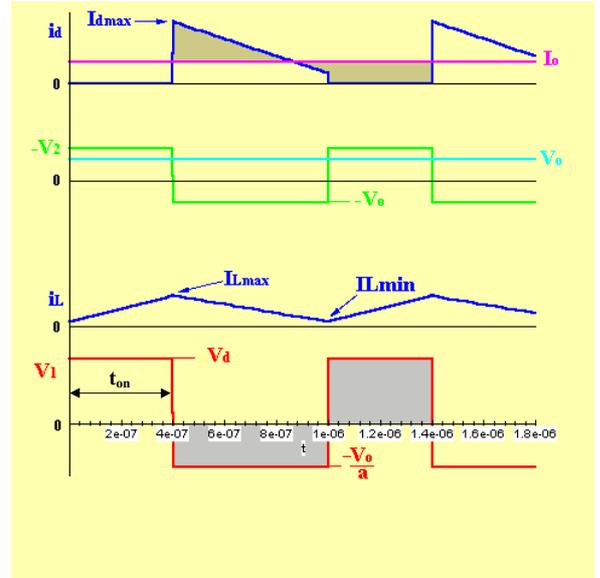
$$I_{Dmax} = \frac{I_o}{1 - D} + \frac{V_d (1 - D) T_S}{2 L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

$$I_{Dmin} = \frac{I_o}{1 - D} - \frac{V_d (1 - D) T_S}{2 L_m} \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

El voltaje aplicado al interruptor cuando está abierto:

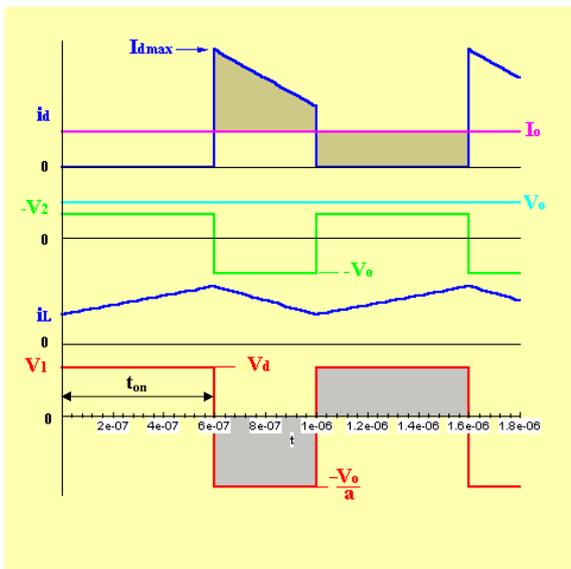
$$V_{SW} = V_d + \frac{N_1}{N_2} \cdot V_o = \frac{V_d}{1 - D}$$

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO. Convertidor Flyback



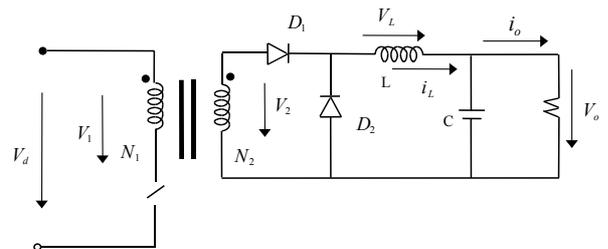
Convertidor Flyback: Funcionamiento para $D=0.4$ y $a=0.5$

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO. Convertidor Flyback



Convertidor Flyback: Funcionamiento para $D=0.6$ y $a=0.5$

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO. Convertidor Forward



Convertidor Forward Ideal

Si el transformador ideal, cuando el interruptor está cerrado:

$$V_1 = V_d; \quad V_2 = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_d$$

$$V_L = V_d \cdot \frac{N_2}{N_1} - V_o \quad (0 < t < t_{on})$$

Esta tensión debe ser positiva (es un reductor visto desde V_2) luego en este intervalo i_L aumenta.

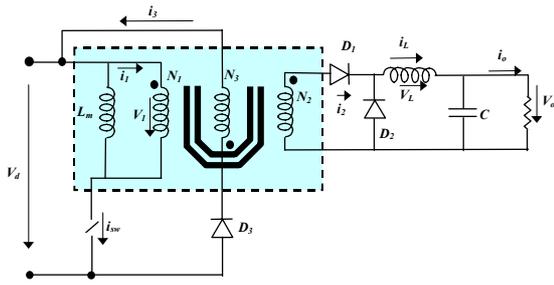
Cuando el interruptor se abre, i_L circula por D_2
 $V_L = -V_o \quad (t_{on} < t < T_S) \Rightarrow i_L$ disminuye.

Igualando la integral de $V_L dt$ en los dos periodos queda:

$$\left(V_d \cdot \frac{N_2}{N_1} - V_o \right) \cdot t_{on} = V_o \cdot (T_S - t_{on}) \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} \cdot D$$

$$\left(V_d \cdot \frac{N_2}{N_1} - V_o \right) \cdot D = V_o \cdot (1 - D)$$

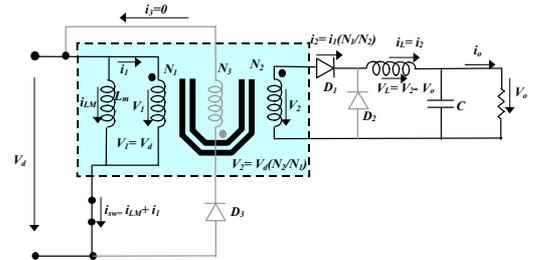
CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO.
Convertidor Forward



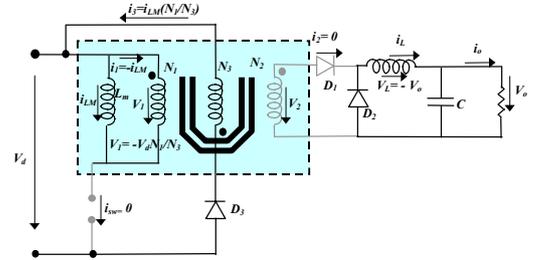
Convertidor Forward Real:

Se añade un tercer devanado que permite que la energía almacenada en L_m cuando el interruptor está cerrado, se devuelva a la batería al abrirlo.

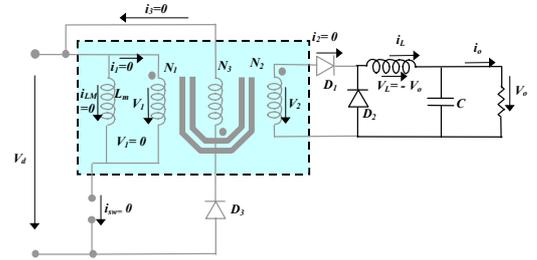
CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO.
Convertidor Forward



Convertidor Forward: Intervalo de conducción



Convertidor Forward: Intervalo de desmagnetización



Convertidor Forward: Intervalo de no conducción

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO.
Convertidor Forward

Funcionamiento del convertidor Forward

Con el **interruptor cerrado**: $V_1 = V_d$ ($0 < t < t_{on}$),
 i_m sube linealmente desde cero a $I_{L_{max}}$.

Cuando se **abre el interruptor** $i_1 = -i_m$

$N_1 \cdot i_1 + N_3 \cdot i_3 = N_2 \cdot i_2$, como hay un diodo D_1 , $i_2 = 0 \Rightarrow$ la corriente $i_3 = \frac{N_1}{N_3} \cdot i_m$ fluirá a través del devanado auxiliar, devolviendo energía a la batería.

Durante t_m , la tensión aplicada al primario y a L_m es:

$$V_1 = -\frac{N_1}{N_3} \cdot V_d \quad (t_{on} < t < t_{on} + t_m)$$

t_m se puede calcular de: $V_d \cdot t_{on} = \frac{N_1}{N_3} \cdot V_d \cdot (t_m)$

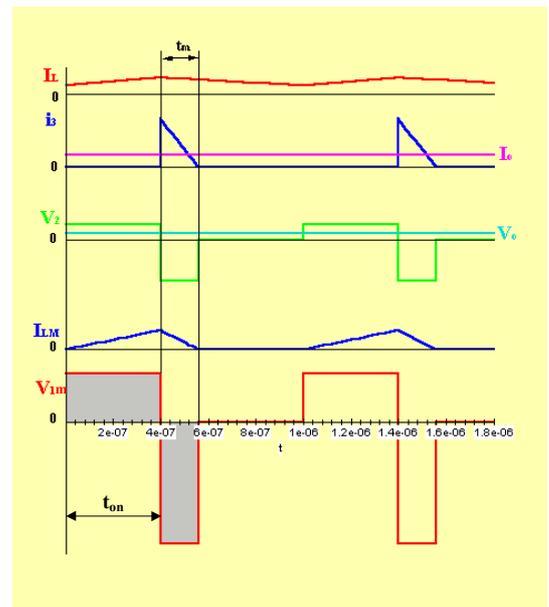
$$\frac{t_m}{T_S} = \frac{N_3}{N_1} \cdot D$$

Se tiene que cumplir que:

$$t_m < t_{off} \Rightarrow \frac{t_m}{T_S} < 1 - D \text{ luego: } (1 - D_{max}) = \frac{N_3}{N_1} \cdot D_{max}$$

$$D_{max} = \frac{1}{1 + \frac{N_3}{N_1}}$$

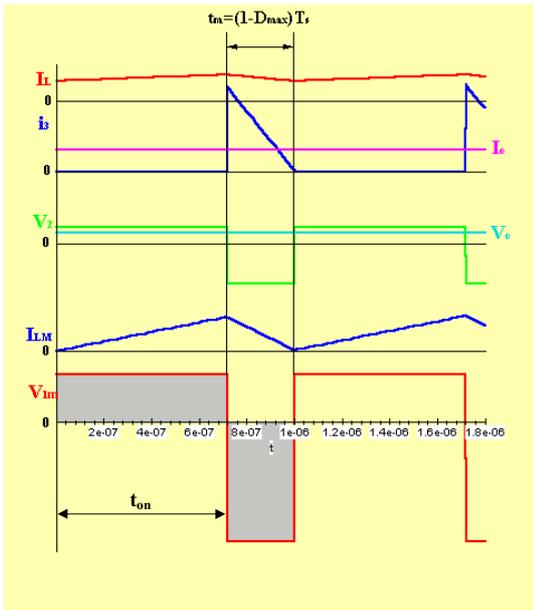
CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO.
Convertidor Forward



Convertidor Forward: Funcionamiento para $D=0.4$

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO.

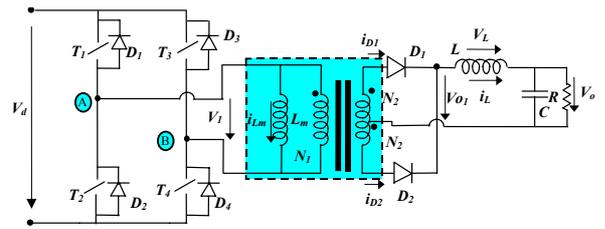
Convertidor Forward



Convertidor Forward: Funcionamiento para $D=D_{max}$

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO.

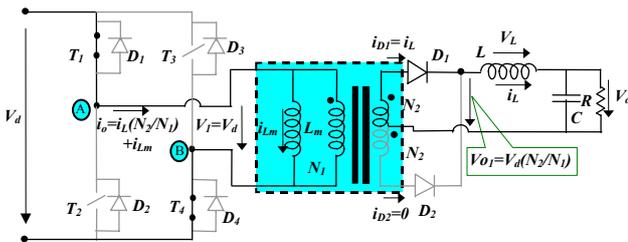
Convertidor Puentes



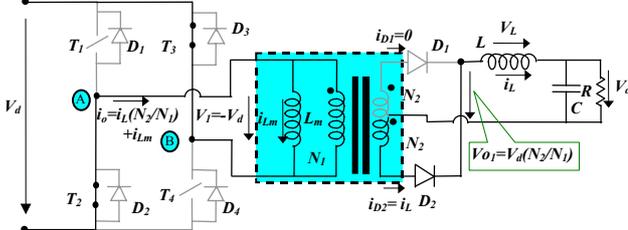
Convertidor Puentes con transformador

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO.

Convertidor Puentes



Funcionamiento del Convertidor Puentes: T_1 y T_4 conduciendo



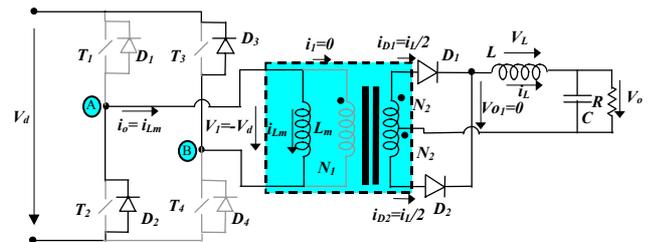
Funcionamiento del Convertidor Puentes: T_2 y T_3 conduciendo

$$\text{Si conducen: } \left. \begin{array}{l} T_1 - T_4 \Rightarrow V_1 = +V_d \\ T_2 - T_3 \Rightarrow V_1 = -V_d \end{array} \right\} \Rightarrow V_{01} = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_d$$

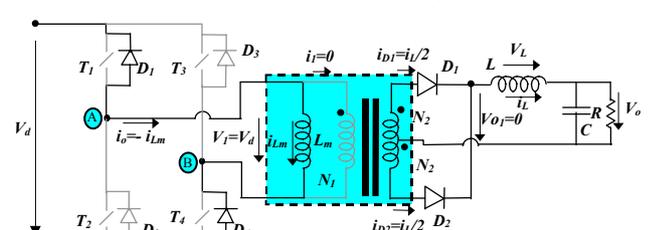
La tensión en la bobina es: $V_L = \frac{N_2}{N_1} \cdot V_d - V_o$

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO.

Convertidor Puentes



Funcionamiento del Convertidor Puentes: D_2 y D_3 conduciendo

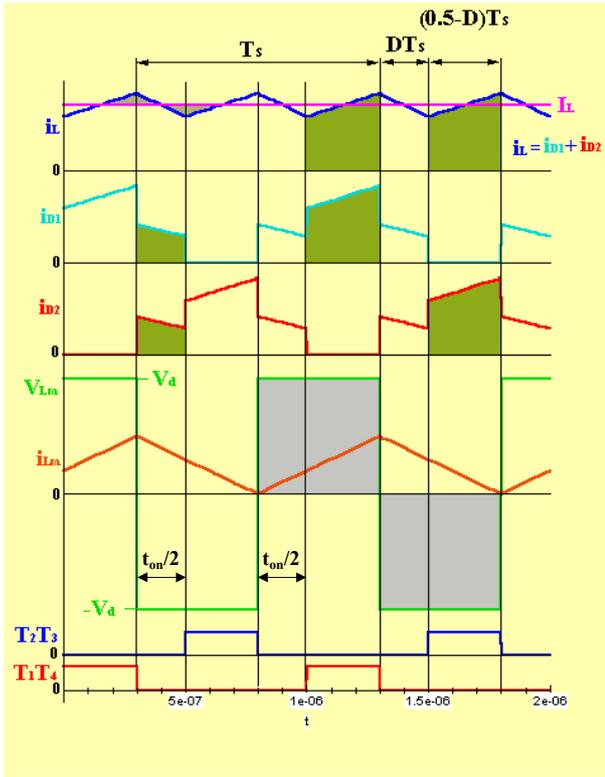


Funcionamiento del Convertidor Puentes: D_1 y D_4 conduciendo

La relación de transformación se obtiene de integrar la tensión en la bobina en medio ciclo (ya que el otro medio es idéntico):

$$\left(\frac{N_2}{N_1} \cdot V_d - V_o \right) \cdot D \cdot T_s = V_o \cdot T_s \cdot (0.5 - D) \Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = 2 \frac{N_2}{N_1} \cdot D$$

CONVERTIDORES CON AISLAMIENTO GALVÁNICO.
Convertidor Puentes



Funcionamiento del convertidor Puentes para $D=0,3$

CIRCUITOS DE CONTROL DE CONVERTIDORES

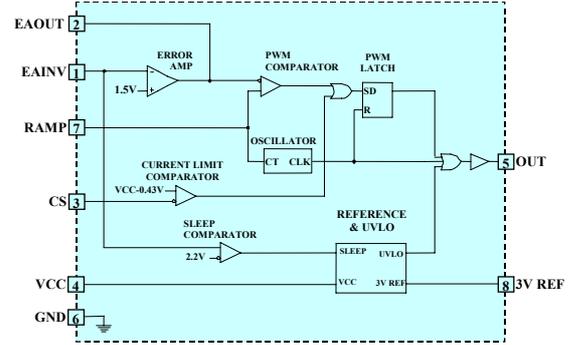
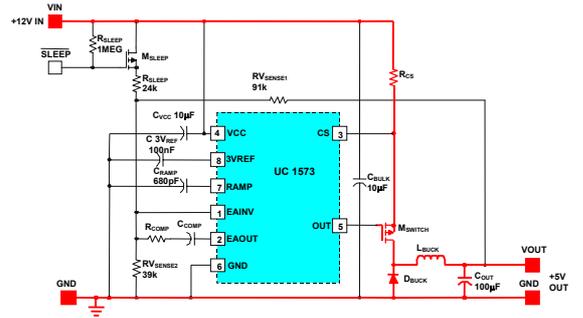


Diagrama de bloques del controlador UC1573



Realización de un Convertidor Reductor con el controlador UC1573

CIRCUITOS DE CONTROL DE CONVERTIDORES

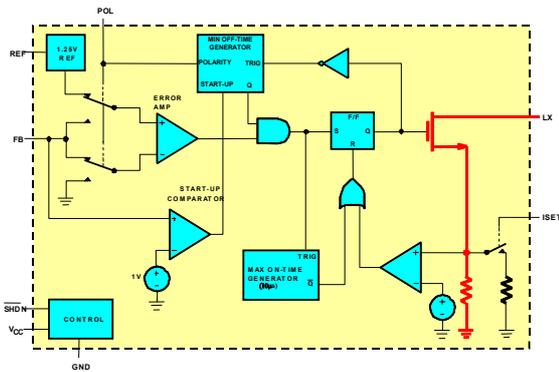
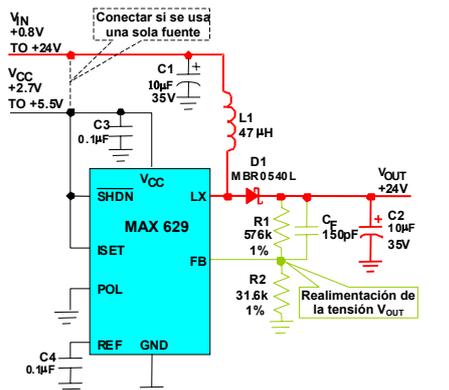


Diagrama de bloques del controlador MAX629



Convertidor Elevador realizado con el controlador MAX629

TEMA 16. CONVERTIDORES CC/AC.

16.1. INTRODUCCIÓN

- 16.1.1. Armónicos
- 16.1.2. Conexión de un Convertidor CC/AC
- 16.1.3. Clasificación

16.2. INVERSOR MEDIO PUENTE. RAMA ELEMENTAL

16.3. INVERSOR MONOFÁSICO EN PUENTE COMPLETO

16.4. INVERSOR TRIFÁSICO

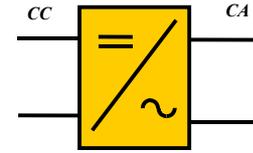
- 16.4.1. Tensión en el Neutro
- 16.4.2. Armónicos
- 16.4.3. Espacio de Estados

16.5. OTROS INVERSORES

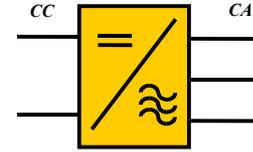
- 16.5.1. Inversor con Fuente de Corriente
- 16.5.2. Inversores de tres niveles
- 16.5.3. Inversores Multinivel

INTRODUCCIÓN

Símbolos para la Representación de Convertidores CC/CA (Inversores)



(a) Inversor Monofásico.



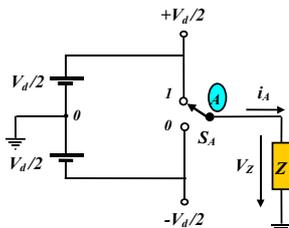
(b) Inversor Trifásico

APLICACIONES:

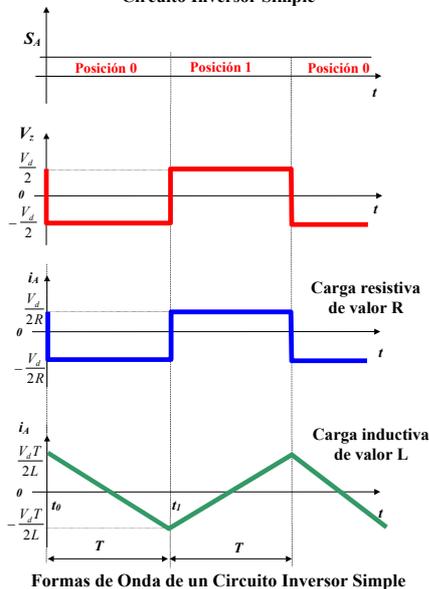
- **Actuadores para motores de corriente alterna.** Permite variar la tensión y la frecuencia de estos motores.
- **Fuentes de alimentación ininterrumpida (UPS).** Genera una tensión senoidal a partir de una batería con el fin de sustituir a la red cuando se ha producido un corte en el suministro eléctrico.
- **Generación fotovoltaica.** Genera la tensión senoidal de 50Hz a partir de una tensión continua producida por una serie de paneles fotovoltaicos.

En este tema, se considerará únicamente el funcionamiento a **bajas frecuencias**, es decir: los interruptores conmutando a la frecuencia de la red.

INTRODUCCIÓN

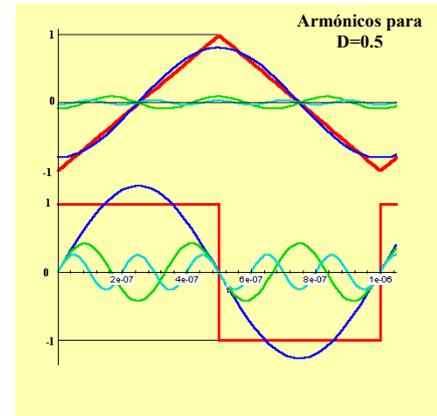


Circuito Inversor Simple

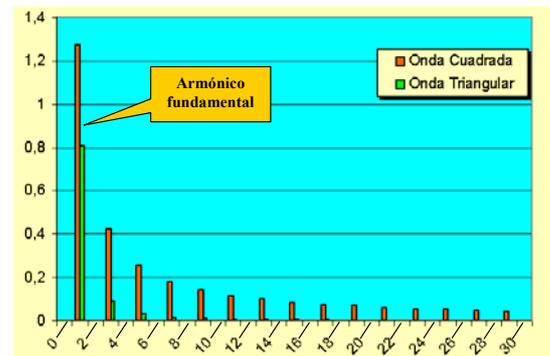


Formas de Onda de un Circuito Inversor Simple

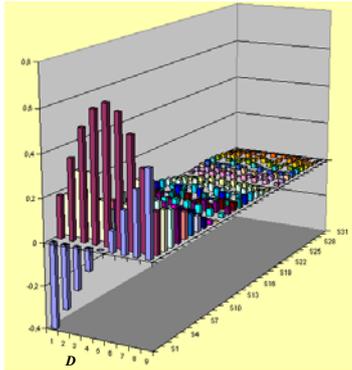
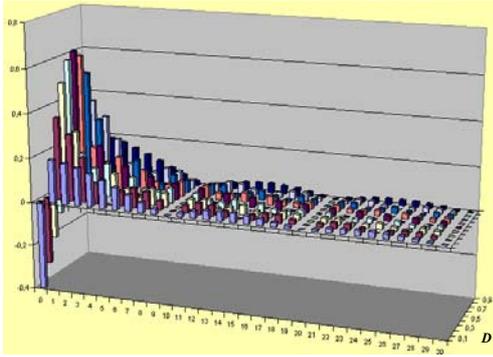
INTRODUCCIÓN. Armónicos



Armónicos de ondas cuadrada y triangular

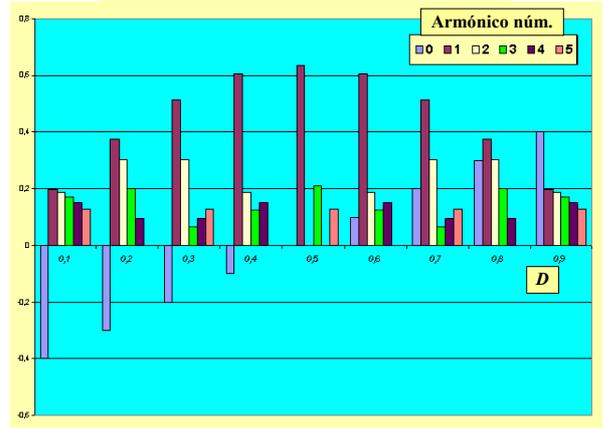
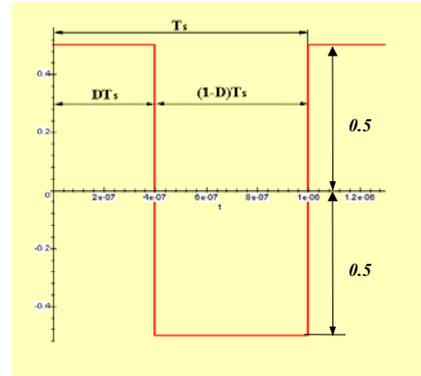


INTRODUCCIÓN. Armónicos



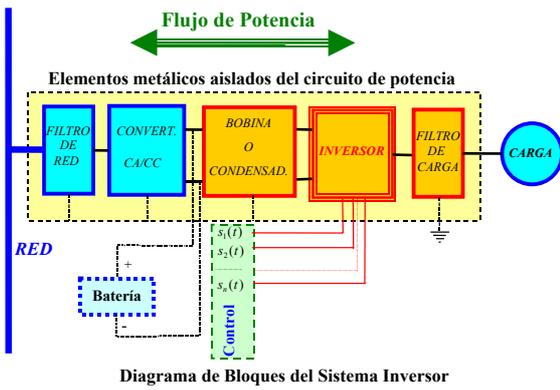
Armónicos en una Onda Cuadrada de amplitud $\pm \frac{1}{2}$ en función de D

INTRODUCCIÓN. Armónicos

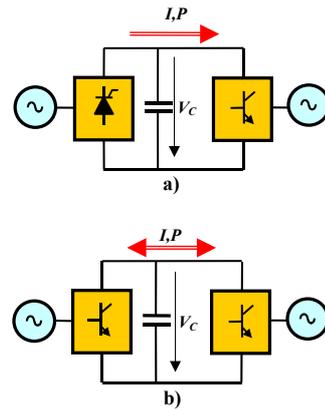


Armónicos 0 a 5 de una Onda Cuadrada de amplitud $\pm \frac{1}{2}$ en función de D

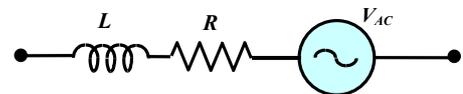
INTRODUCCIÓN. Conexión de un Convertidor CC/AC



INTRODUCCIÓN. Conexión de un Convertidor CC/AC



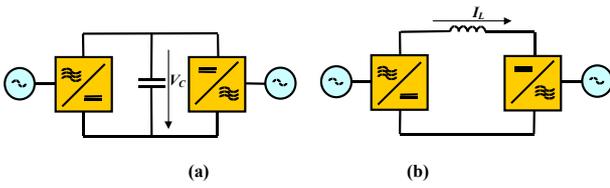
Circuito de Alimentación de Inversores. (a) Alimentación Mediante un Rectificador Controlado. (b) Alimentación Mediante Otro Inversor



Modelo por Fase de la Carga del Inversor

INTRODUCCIÓN. Clasificación

- Inversores con fuente de corriente (CSI).
- Inversores con fuente de tensión (VSI).



Inversores con: (a) Fuente de Tensión (VSI). (b) Fuente de Corriente (CSI)

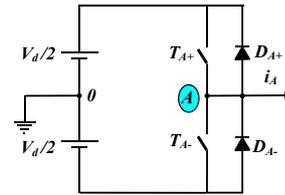
- Inversores de baja frecuencia (onda cuadrada).
- Inversores de alta frecuencia (modulación por anchura de pulsos).

- Inversores de transistores bipolares.
- Inversores de MOSFET's.
- Inversores de IGBT's.
- Inversores de tiristores.
- Inversores de GTO's.

- Inversores no resonantes.
- Inversores resonantes.

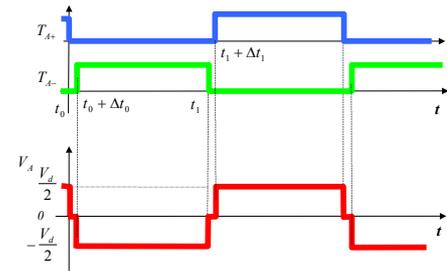
- Medio puente o batería con toma media.
- Transformador con toma medio o Push-Pull.
- Puente completo monofásico.
- Puente trifásico.

INVERSOR MEDIO PUENTE. RAMA ELEMENTAL



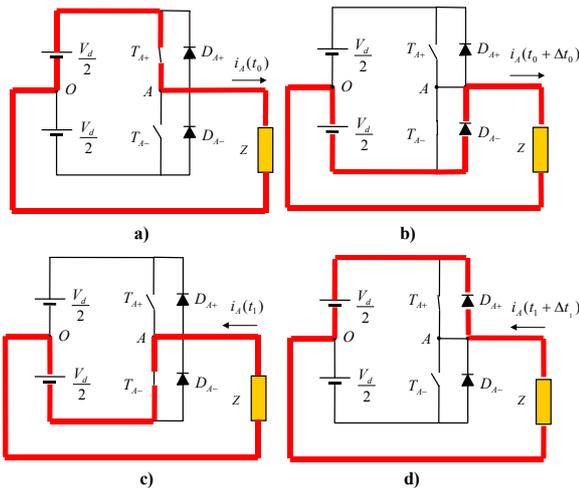
Inversor en Medio Puente

- t_0 , instante de tiempo en el que se abre el interruptor T_{A+} .
- $t_0 + \Delta t_0$ instante de tiempo en el que se cierra el interruptor T_{A-} .
- t_1 , instante de tiempo en el que se abre el interruptor T_{A-} .
- $t_1 + \Delta t_1$ instante de tiempo en el que se cierra el interruptor T_{A+} .
- Δt_0 y Δt_1 son los tiempos muertos (generalmente coinciden).



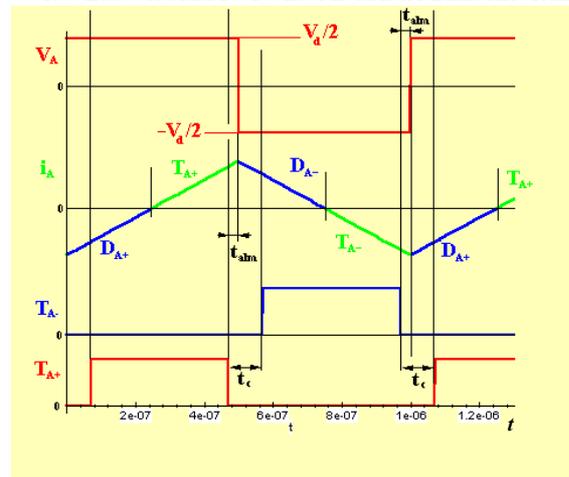
Formas de Onda del Inversor Medio Puente con Carga Resistiva

INVERSOR MEDIO PUENTE. RAMA ELEMENTAL



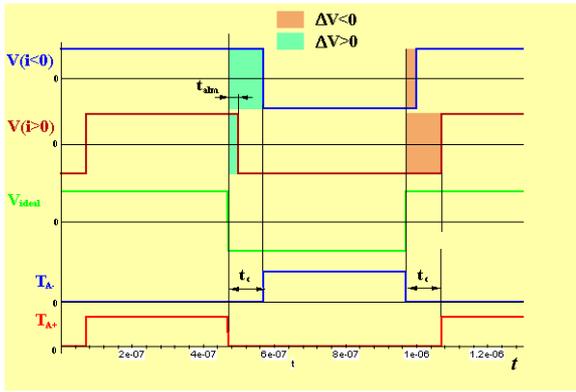
Circuitos Equivalentes durante los Intervalos de Funcionamiento del Inversor en Medio Puente

INVERSOR MEDIO PUENTE. RAMA ELEMENTAL



Formas de Onda de Tensión y Corriente de un Inversor Medio Puente con Carga Inductiva considerando tiempos muertos y tiempos de almacenamiento de los interruptores

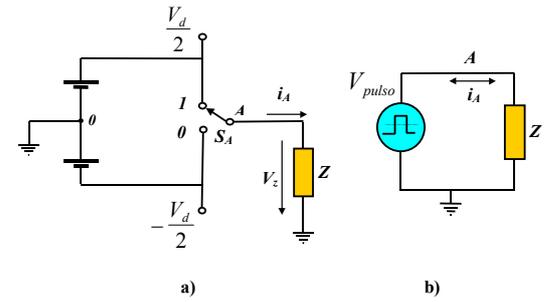
INVERSOR MEDIO PUENTE. RAMA ELEMENTAL



Efecto de los Tiempos Muertos en la Pérdida de Tensión en la Carga cuando la corriente no cambia de signo

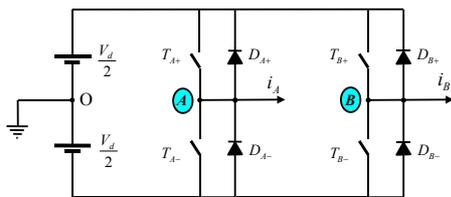
$$\Delta V_A = -V_d \frac{t_c - t_{dlm}}{T_S} \text{sig}(i_A)$$

INVERSOR MEDIO PUENTE. RAMA ELEMENTAL

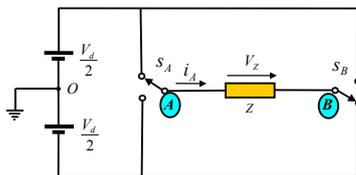


Circuitos Simplificados del Inversor en Medio Puente:
a) Como Conmutador. b) Como Fuente de Onda Cuadrada

INVERSOR MONOFÁSICO. PUENTE COMPLETO



Inversor Monofásico en Puente Completo

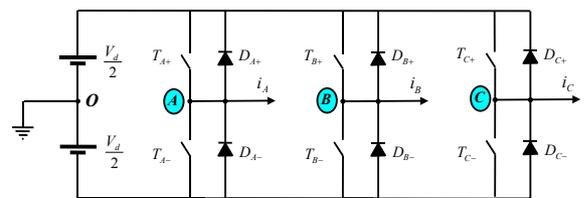


Circuito Equivalente del Inversor Monofásico en Puente Completo

Estado	Interruptor S _A	Interruptor S _B	Tensión en la carga
0	0	0	0
1	0	1	-V _d
2	1	0	V _d
3	1	1	0

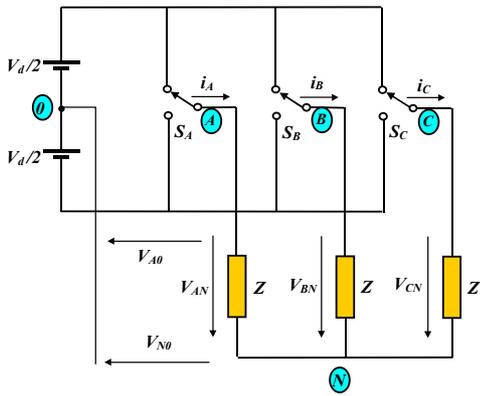
Resumen de los Estados de un Inversor Monofásico en Puente Completo

INVERSOR TRIFÁSICO



Inversor puente trifásico

INVERSOR TRIFÁSICO

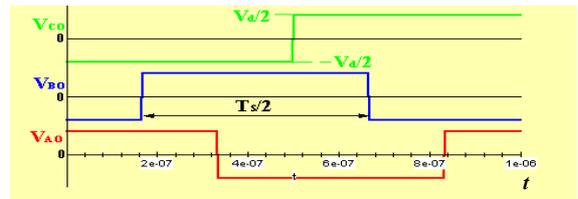


Circuito Equivalente del Inversor Trifásico

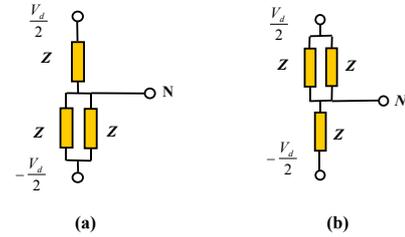
Interruptores			
Estado	SA	SB	SC
S0	0	0	0
S1	1	0	0
S2	1	1	0
S3	0	1	0
S4	0	1	1
S5	0	0	1
S6	1	0	1
S7	1	1	1

Estados de un Inversor Trifásico.

INVERSOR TRIFÁSICO. Tensión en el Neutro



Tensiones en las tres ramas del inversor. Determinación de la tensión del neutro de la carga:



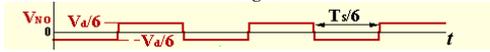
Circuitos Equivalentes para Determinar la Tensión del Neutro de la carga

Estados:

a) $V_{NO} = \frac{Z/2}{3/2 Z} \frac{V_d}{2} - \frac{Z}{3/2 Z} \frac{V_d}{2} = \frac{V_d}{6} - \frac{V_d}{3} = -\frac{V_d}{6}$ **S1, S3 y S5**

b) $V_{NO} = \frac{Z}{3/2 Z} \frac{V_d}{2} - \frac{Z/2}{3/2 Z} \frac{V_d}{2} = \frac{V_d}{3} - \frac{V_d}{6} = \frac{V_d}{6}$ **S2, S4 y S6**

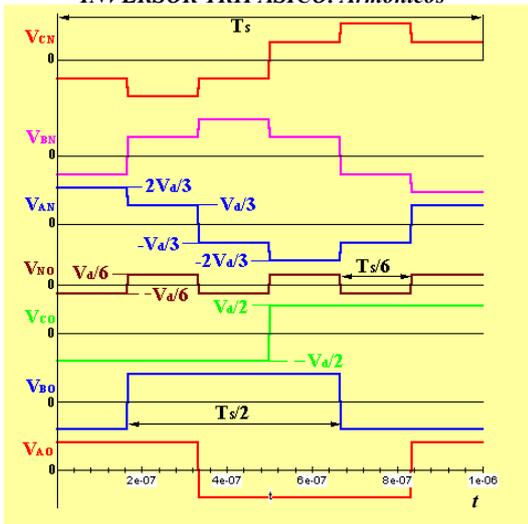
Luego:



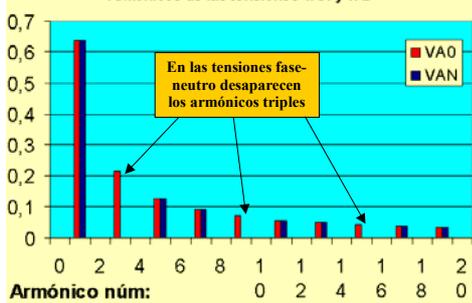
y las tensiones aplicadas a la carga por fase son:

$$V_{AN} = V_{AO} - V_{NO}; V_{BN} = V_{BO} - V_{NO}; V_{CN} = V_{CO} - V_{NO}$$

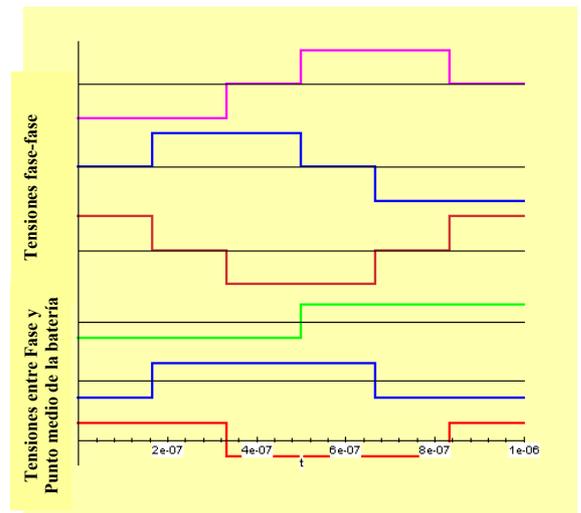
INVERSOR TRIFÁSICO. Armónicos



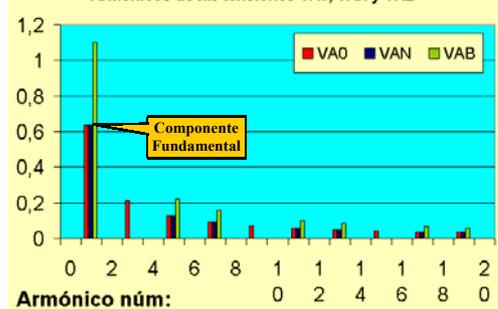
Tensiones en un puente trifásico Armónicos de las tensiones VAN y VAO



INVERSOR TRIFÁSICO. Armónicos

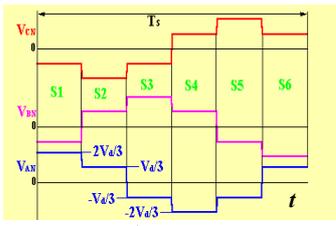


Armónicos de las tensiones VAO, VAN y VAB



INVERSOR TRIFÁSICO. Espacio de Estados

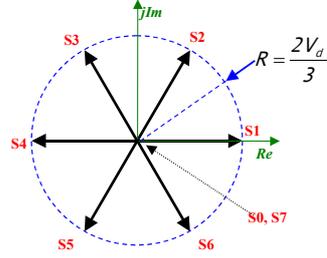
Estado	Interruptores			Tensiones/ V_d		
	S_A	S_B	S_C	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}
S0	0	0	0	0	0	0
S1	1	0	0	2/3	-1/3	-1/3
S2	1	1	0	1/3	1/3	-2/3
S3	0	1	0	-1/3	2/3	-1/3
S4	0	1	1	-2/3	1/3	1/3
S5	0	0	1	-1/3	-1/3	2/3
S6	1	0	1	1/3	-2/3	1/3
S7	1	1	1	0	0	0



Estados de un Inversor Trifásico.

Conversión de coordenadas del espacio tridimensional al plano (proyección):

$$\begin{bmatrix} \text{Re} \\ \text{Im} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}$$



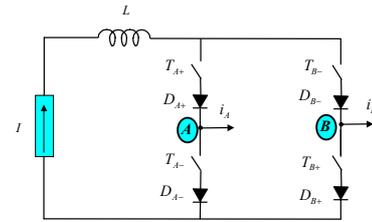
Por ejemplo, para S1: $V_A = \frac{2V_d}{3}$; $V_B = -\frac{V_d}{3}$; $V_C = -\frac{V_d}{3}$, resulta:

$$\text{Re} = \frac{2V_d}{3}; \quad \text{Im} = 0, \text{ cuyo módulo es: } \frac{2V_d}{3}$$

para S5: $V_A = -\frac{V_d}{3}$; $V_B = -\frac{V_d}{3}$; $V_C = \frac{2V_d}{3}$, resulta:

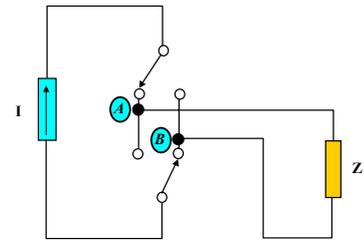
$$\text{Re} = -\frac{V_d}{3}; \quad \text{Im} = -\frac{V_d}{\sqrt{3}}, \text{ cuyo módulo es: } \frac{2V_d}{3}$$

OTROS INVERSORES. Inversor con Fuente de Corriente



Inversor en Puente Completo con Fuente de Corriente.

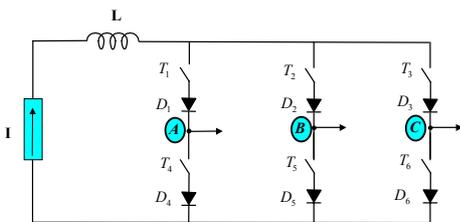
Los diodos son necesarios si los interruptores no soportan tensiones inversas. Nota: En este montaje pueden cerrarse simultáneamente los dos interruptores de una rama, pero no se pueden dejar abiertos a la vez los dos de la parte de arriba (o de abajo) de ambas ramas.



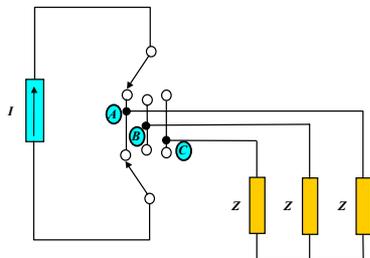
Modelo Equivalente del Inversor Monofásico con Fuente de Corriente

Su uso principal es para grandes potencias con SCR (tendencia a desuso). Tienen una ventaja, ya que pueden devolver energía a la red si la fuente de corriente se construye con una bobina y un rectificador controlado.

OTROS INVERSORES. Inversor con Fuente de Corriente

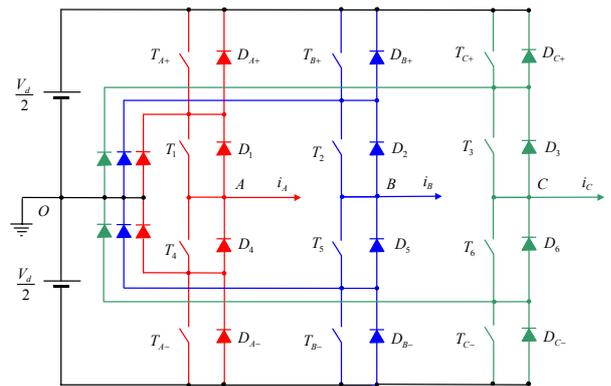


Inversor Trifásico con Fuente de Corriente



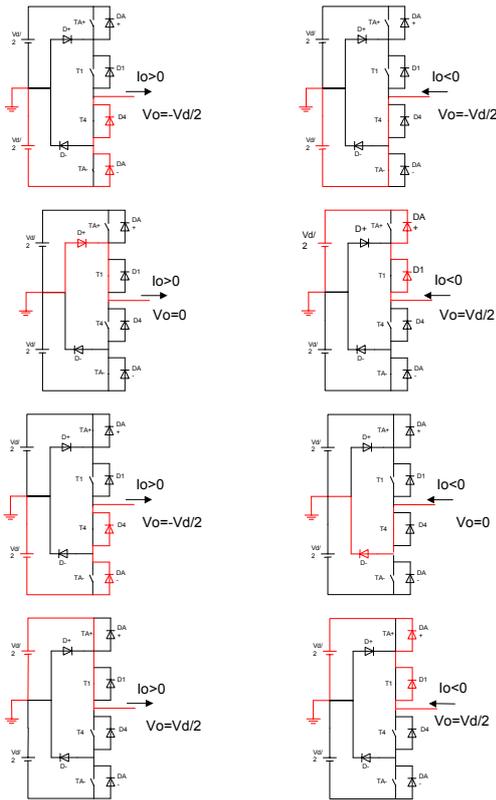
Modelo Equivalente del Inversor Trifásico con Fuente de Corriente

OTROS INVERSORES. Inversores de tres niveles



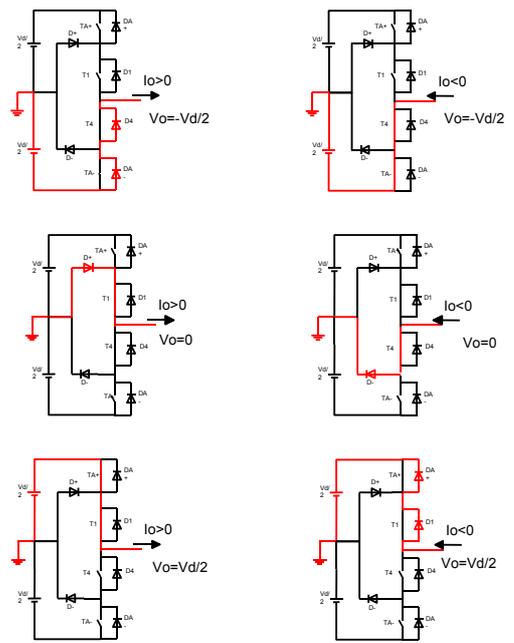
Inversor Trifásico de Tres Niveles

OTROS INVERSORES. Inversores de tres niveles



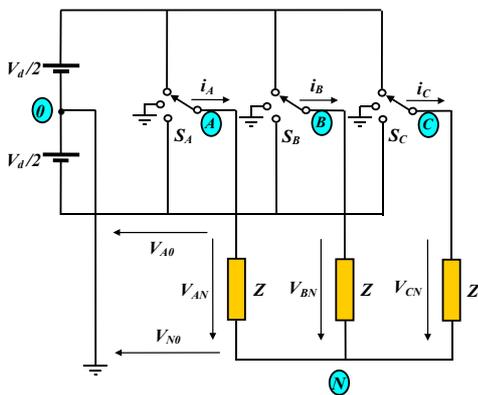
Estados de una rama de inversor a tres niveles

OTROS INVERSORES. Inversores de tres niveles



Estados de una rama de inversor a tres niveles

OTROS INVERSORES. Inversores de tres niveles



Circuito Equivalente del Inversor Trifásico de tres niveles

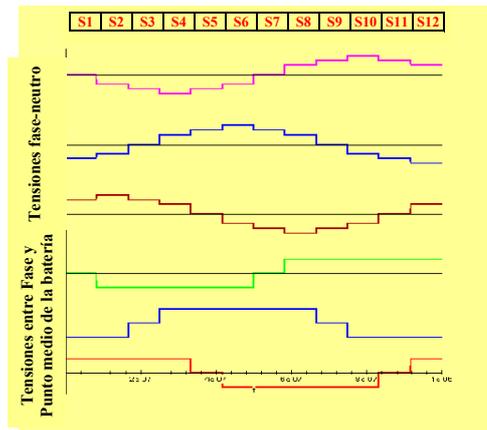
La tensión V_{N0} se puede calcular aplicando el Teorema de Superposición:

$$V_{N0} = V_{A0} \left(\frac{Z/2}{Z + Z/2} \right) + V_{B0} \left(\frac{Z/2}{Z + Z/2} \right) + V_{C0} \left(\frac{Z/2}{Z + Z/2} \right) = \frac{(V_{A0} + V_{B0} + V_{C0})}{3}$$

Las tensiones V_{A0}, V_{B0} y V_{C0} pueden tomar los valores: $+V_d/2, -V_d/2$ y 0 .

Luego los posibles valores de V_{N0} serán: $0, \pm V_d/6, \pm V_d/3$ y $\pm V_d/2$

OTROS INVERSORES. Inversores de tres niveles



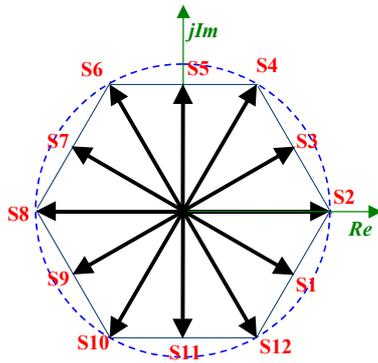
	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{N0}	S_A	S_B	S_C
S1	1/2	-1/2	0	0	+	-	0
S2	2/3	-1/3	-1/3	-1/6	+	-	-
S3	1/2	0	-1/2	0	+	0	-
S4	1/3	1/3	-2/3	1/6	+	+	-
S5	0	1/2	-1/2	0	0	+	-
S6	-1/3	2/3	-1/3	-1/6	-	+	-
S7	-1/2	1/2	0	0	-	+	0
S8	-2/3	1/3	1/3	1/6	-	+	+
S9	-1/2	0	1/2	0	-	0	+
S10	-1/3	-1/3	2/3	-1/6	-	-	+
S11	0	-1/2	1/2	0	0	-	+
S12	1/3	-2/3	1/3	1/6	+	-	+

Tensiones y estados en un inversor de tres niveles

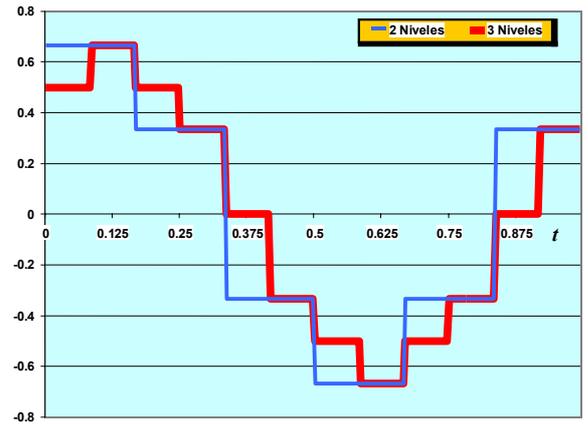
OTROS INVERSORES. Inversores de tres niveles

	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	S_A	S_B	S_C
S1	1/2	-1/2	0	+	-	0
S2	2/3	-1/3	-1/3	+	-	-
S3	1/2	0	-1/2	+	0	-
S4	1/3	1/3	-2/3	+	+	-
S5	0	1/2	-1/2	0	+	-
S6	-1/3	2/3	-1/3	-	+	-
S7	-1/2	1/2	0	-	+	0
S8	-2/3	1/3	1/3	-	+	+
S9	-1/2	0	1/2	-	0	+
S10	-1/3	-1/3	2/3	-	-	+
S11	0	-1/2	1/2	0	-	+
S12	1/3	-2/3	1/3	+	-	+

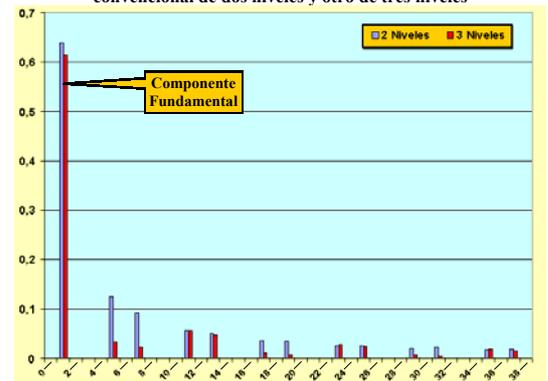
Estados en un inversor de tres niveles



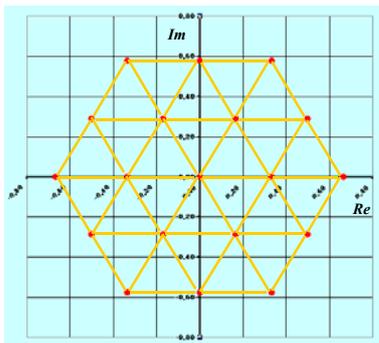
OTROS INVERSORES. Inversores de tres niveles



Comparación de las tensiones de fase y sus armónicos entre un inversor convencional de dos niveles y otro de tres niveles



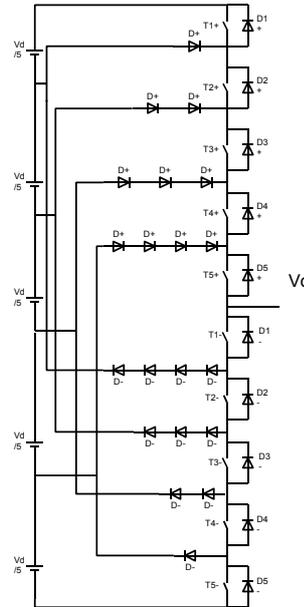
OTROS INVERSORES. Inversores de tres niveles



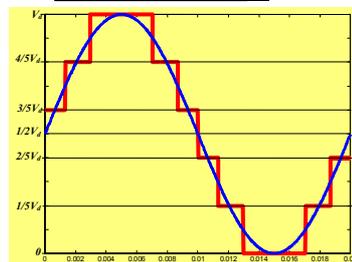
Estados (27) en un inversor trifásico de tres niveles

ESTADO	VA0	VB0	VC0	VN0	VAN	VBN	VCN	=
S0	-0,5	-0,5	-0,5	-0,50	0,00	0,00	0,00	S13, S26
S1	-0,5	-0,5	0	-0,33	-0,17	-0,17	0,33	S14
S2	-0,5	-0,5	0,5	-0,17	-0,33	-0,33	0,67	S15
S3	-0,5	0	-0,5	-0,33	-0,17	0,33	-0,17	S16
S4	-0,5	0	0	-0,17	-0,33	0,17	0,17	S17
S5	-0,5	0	0,5	0,00	-0,50	0,00	0,50	S18
S6	-0,5	0,5	-0,5	-0,17	-0,33	0,67	-0,33	S19
S7	-0,5	0,5	0	0,00	-0,50	0,50	0,00	S20
S8	-0,5	0,5	0,5	0,17	-0,67	0,33	0,33	S21
S9	0	-0,5	-0,5	-0,33	0,33	-0,17	-0,17	S22
S10	0	-0,5	0	-0,17	0,17	-0,33	0,17	S23
S11	0	-0,5	0,5	0,00	0,00	-0,50	0,50	S24
S12	0	0	-0,5	-0,17	0,17	0,17	-0,33	S25
S13	0	0	0	0,00	0,00	0,00	0,00	S0, S26
S14	0	0	0,5	0,17	-0,17	-0,17	0,33	S1
S15	0	0,5	-0,5	0,00	0,00	0,50	-0,50	S2
S16	0	0,5	0	0,17	-0,17	0,33	-0,17	S3
S17	0	0,5	0,5	0,33	-0,33	0,17	0,17	S4
S18	0,5	-0,5	-0,5	-0,17	0,67	-0,33	-0,33	S5
S19	0,5	-0,5	0	0,00	0,50	-0,50	0,00	S6
S20	0,5	-0,5	0,5	0,17	0,33	-0,67	0,33	S7
S21	0,5	0	-0,5	0,00	0,50	0,00	-0,50	S8
S22	0,5	0	0	0,17	0,33	-0,17	-0,17	S9
S23	0,5	0	0,5	0,33	0,17	-0,33	0,17	S10
S24	0,5	0,5	-0,5	0,17	0,33	0,33	-0,67	S11
S25	0,5	0,5	0	0,33	0,17	0,17	-0,33	S12
S26	0,5	0,5	0,5	0,50	0,00	0,00	0,00	S0, S13

OTROS INVERSORES. Inversores Multinivel

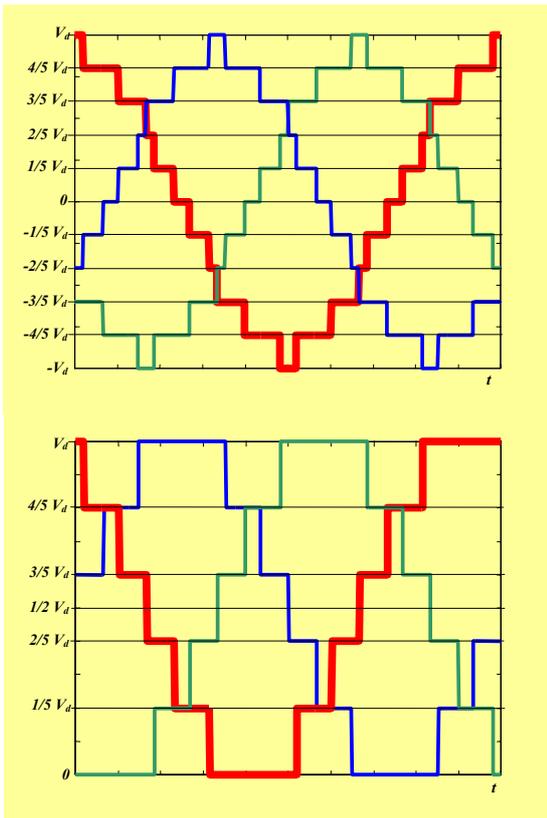


Estado de interruptores	Tensión de Salida $V_o = k \cdot V_d$					
	k=	1	4/5	3/5	2/5	1/5
T1+	1	0	0	0	0	0
T2+	1	1	0	0	0	0
T3+	1	1	1	0	0	0
T4+	1	1	1	1	0	0
T5+	1	1	1	1	1	0
T1-	0	1	1	1	1	1
T2-	0	0	1	1	1	1
T3-	0	0	0	1	1	1
T4-	0	0	0	0	1	1
T5-	0	0	0	0	0	1



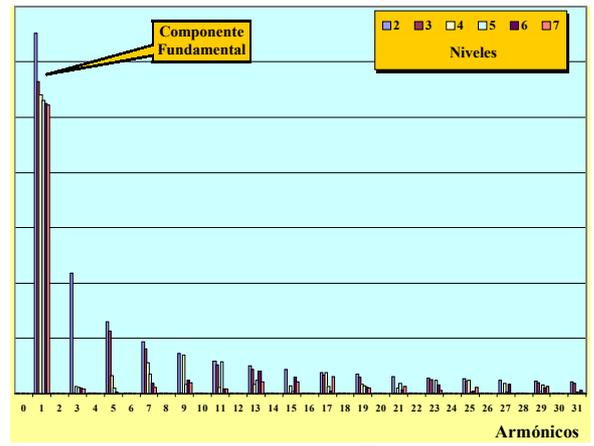
Inversor de 6 niveles. Tensión entre una rama y el terminal negativo de la batería

OTROS INVERSORES. Inversores Multinivel

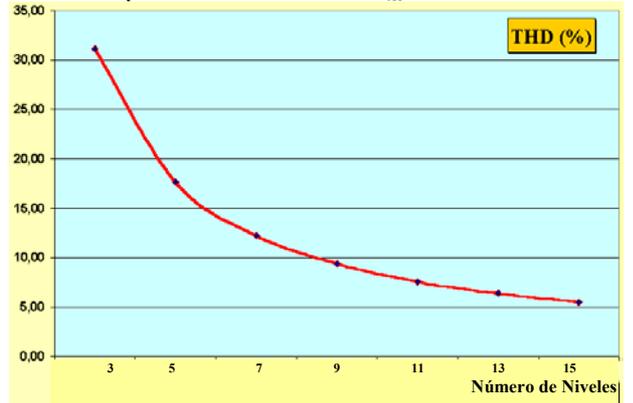


Inversor de seis niveles: tensiones fase-neutro y fase-fase

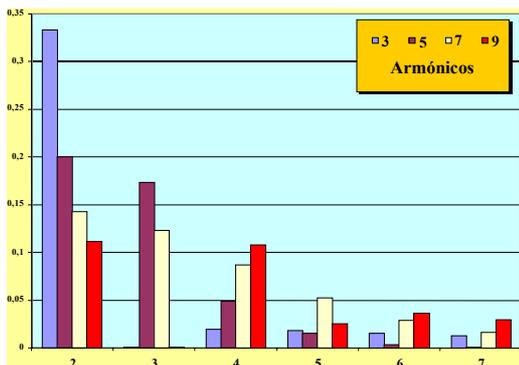
OTROS INVERSORES. Inversores Multinivel



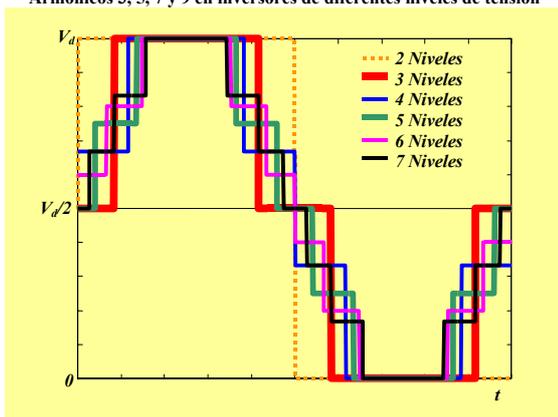
Armónicos y Distorsión Armónica Total de V_{A0} en inversores Multinivel



OTROS INVERSORES. Inversores Multinivel



Armónicos 3, 5, 7 y 9 en inversores de diferentes niveles de tensión



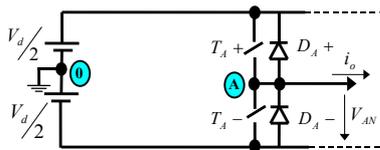
Tensiones de salida en inversores multinivel

TEMA 17. CONVERTIDORES CC/CA CON SALIDA SINUSOIDAL

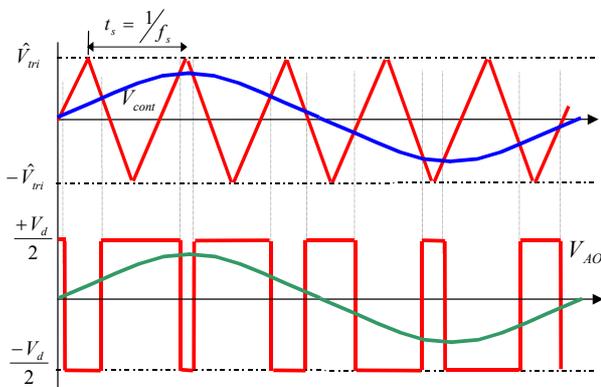
- 17.1 INTRODUCCIÓN
- 17.2 ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUENTE INVERSOR
 - 17.2.1 Modulación Senoidal PWM
 - 17.2.1.1 Armónicos
 - 17.2.2 Sobremodulación
 - 17.2.2.1 Armónicos
 - 17.2.3 Generación de Señales PWM con Microprocesadores
 - 17.3 INVERSOR MEDIO PUENTE.
 - 17.4 INVERSOR PUENTE COMPLETO.
 - 17.4.1 Modulación Bipolar
 - 17.4.2 Modulación Unipolar
 - 17.4.3 Comparación entre Modulación Bipolar y Unipolar
 - 17.4.4 Efecto de Tiempos Muertos
 - 17.5 PUENTE TRIFÁSICO
 - 17.5.1 Generación de Señales PWM Trifásicas
 - 17.5.2 Modulación "Space Vector"
 - 17.5.3 PWM Modificado
 - 17.5.3.1 Extensión del Índice de Modulación
 - 17.5.3.2 Cancelación de Armónicos
 - 17.5.4 Control de Corriente

- ◆ Tema anterior: Inversores conmutando a bajas frecuencias:
 - ◆ Formas de ondas cuadradas a frecuencia de red.
 - ◆ Generación de armónicos de baja frecuencia.
 - ◆ Alto coste de elementos reactivos para filtrado.
 - ◆ No es posible controlar la amplitud de las tensiones alternas generadas (en trifásica).
 - ◆ Normalmente empleados en potencias muy elevadas (Empleo de convertidores multinivel).
- ◆ Este tema: Inversores conmutando a altas frecuencias:
 - ◆ Formas de ondas cuadradas de frecuencia mucho mayor que la de la red.
 - ◆ Generación de armónicos de alta frecuencia.
 - ◆ Menor coste de elementos reactivos para filtrado.
 - ◆ Control de la amplitud de las tensiones alternas generadas.
 - ◆ Posibilidad de controlar las corrientes aplicadas a la carga.
 - ◆ Empleados en potencias más bajas:
 - ◆ Control de velocidad de motores AC.
 - ◆ Fuentes de alimentación ininterrumpidas (UPS).
 - ◆ Conexión a red de sistemas de energías renovables.

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUENTE INVERSOR. Modulación Senoidal PWM



Rama de un Puente Inversor

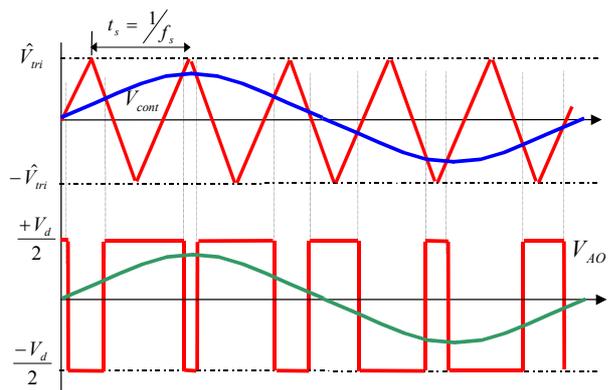


Formas de onda en una rama de un Puente Inversor

$$\text{si } V_{\text{control}} > V_{\text{tri}} \Rightarrow T_A + (\text{on}) \Rightarrow V_{AO} = +\frac{1}{2}V_d$$

$$\text{si } V_{\text{control}} < V_{\text{tri}} \Rightarrow T_A - (\text{on}) \Rightarrow V_{AO} = -\frac{1}{2}V_d$$

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUENTE INVERSOR. Modulación Senoidal PWM

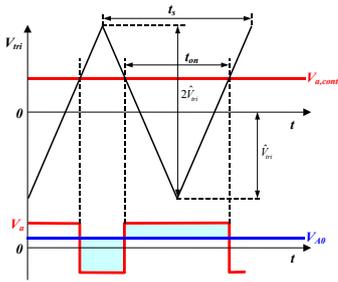


Formas de onda en una rama de un Puente Inversor

- $f_s = 1/t_s$: **Frecuencia de modulación** (frecuencia de la onda triangular que será constante).
- f_1 : **Frecuencia de la señal de control** (puede ser variable).
- \hat{V}_{cont} : **Máximo de la señal de control.**
- \hat{V}_{tri} : **Máximo de la señal triangular** (constante).
- $m_a = \frac{\hat{V}_{\text{cont}}}{\hat{V}_{\text{tri}}}$: **Índice de modulación** (podría ser >1)
- $m_f = \frac{f_s}{f_1}$: **Relación de frecuencias.**

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUEBTE INVERSOR. Modulación Senoidal PWM

Si $m_a < 1$, La amplitud de la componente fundamental de V_{AO} se puede obtener de:



Si m_f es grande, durante el tiempo t_s la señal de control no variará, y el valor medio ciclo a ciclo irá coincidiendo con el valor de la senoide $V_{a,cont}$ ya que por semejanza de triángulos:

$$\frac{t_{on}}{t_s} = \frac{\hat{V}_{tri} + V_{a,cont}}{2\hat{V}_{tri}} \Rightarrow \frac{2t_{on} - t_s}{t_s} = \frac{V_{a,cont}}{\hat{V}_{tri}}$$

$$V_{AO} = \frac{V_d}{2} \left(\frac{t_{on}}{t_s} - \frac{t_s - t_{on}}{t_s} \right) = \frac{V_d}{2} \left(\frac{2t_{on} - t_s}{t_s} \right)$$

$$V_{AO} = \frac{V_{a,cont}}{\hat{V}_{tri}} \cdot \frac{V_d}{2} \quad (\text{si } V_{control} \leq \hat{V}_{tri})$$

Si: $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$, será: $V_{control} = \hat{V}_{control} \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t)$ ($\hat{V}_{control} \leq \hat{V}_{tri}$)

$$(V_{AO})_1 = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}} \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t) \cdot \frac{V_d}{2} = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \text{sen}(\omega_1 \cdot t) \quad (m_a \leq 1)$$

es decir, $\boxed{\hat{V}_{AO}} = m_a \cdot \left(\frac{V_d}{2} \right)$ para $m_a \leq 1$

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUEBTE INVERSOR. Armónicos

Si $m_a < 1$:

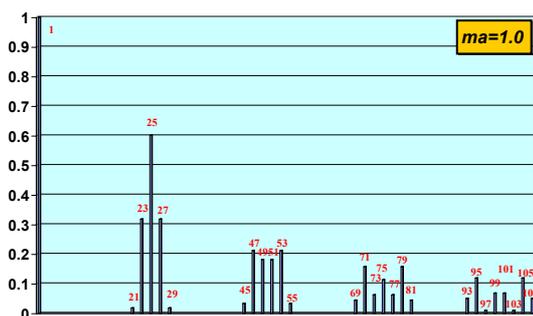
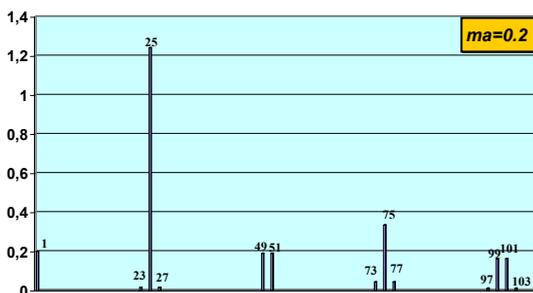
Los armónicos aparecen en forma de bandas laterales, alrededor de:

$$m_f f_1, 2 m_f f_1, 3 m_f f_1 \dots$$

$m_f \Rightarrow$ $h \downarrow$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1 (Fund.)	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

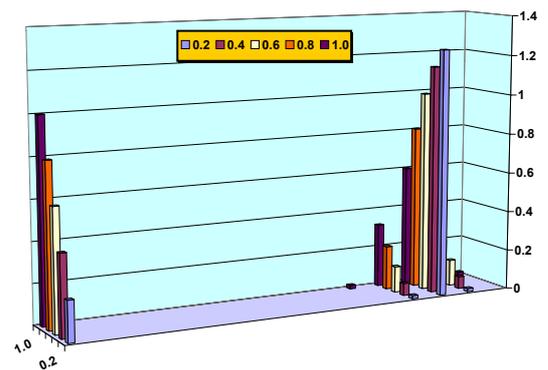
Amplitudes de los Armónicos

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUEBTE INVERSOR. Armónicos



Armónicos para $m_f=25$

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUEBTE INVERSOR. Armónicos



Amplitudes de los primeros armónicos para m_a entre 0.2 y 1.0, para $m_f=25$

$h \downarrow$	$m_a \Rightarrow$	$m_f=25$				
		0.2	0.4	0.6	0.8	1
1		0.2	0.4	0.6	0.8	1
21						0.018
23		0.016	0.061	0.131	0.22	0.318
25		1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
27		0.016	0.061	0.131	0.22	0.318
29						0.018

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUNTE INVERSOR. Armónicos

Si $m_a < 1$:

➤ Si m_f es un número **entero impar**, entonces será:

$$f(-t) = -f(t) \quad \text{y también} \quad f(-t) = -f\left(t + \frac{1}{2} \frac{\pi}{\omega}\right) \quad \left(\text{Función impar: Simetría de media onda respecto al origen}\right)$$

Esto implica que solo habrá **armónicos impares** y coeficientes de tipo **seno**. (en fase con la señal).

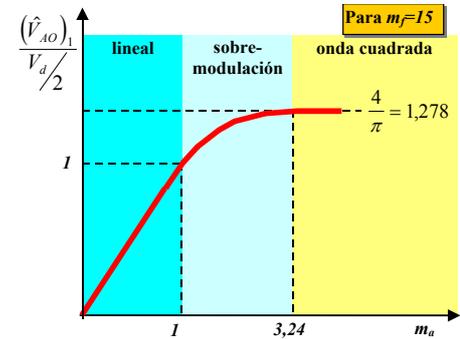
➤ Al elegir f_s se debe tener en cuenta que:

- Cuanto mayor sea m_f más fácil será filtrar los armónicos que aparecen.
- Pero si m_f sube, f_s también y, por tanto, las **pérdidas de conmutación**.
- Para la mayoría de las aplicaciones se elige $f_s < 6$ kHz (Altas potencias) ó $f_s > 20$ kHz (para evitar el **ruido audible** en lo posible en bajas potencias).
- **Sincronización** para pequeños valores de m_f (por ejemplo < 21) m_f debe ser un entero impar, sino aparecen **subarmónicos**. Esto implica que f_s debe modificarse al variar f_1 : $f_s = m_f f_1$.

Para valores altos de m_f esto no suele ser problema, ya que los subarmónicos son de amplitud muy pequeña y se habla de PWM asíncrono (m_f no entero). Debe tenerse en cuenta que los subarmónicos de muy baja frecuencia (aunque tengan una amplitud pequeña) pueden ocasionar grandes corrientes en cargas inductivas.

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUNTE INVERSOR. Sobremodulación

La ventaja de $m_a \leq 1$ es que se tiene una relación lineal entre $V_{control}$ y la tensión de salida, y además los armónicos que aparecen son de alta frecuencia (para m_f alto). Para $m_a > 1$ se habla de sobremodulación, el problema es que aparecen armónicos de bajas frecuencias.



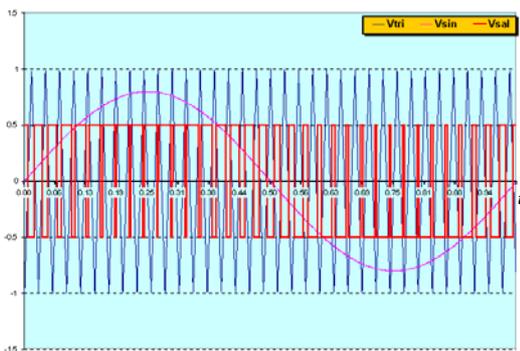
Tensión de salida normalizada en función de m_a para $m_f=15$

Si $m_f=15$, para $m_a > 3,24$, será (onda cuadrada): $(\hat{V}_{AO})_1 = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_d}{2} = 1,278 \cdot \left(\frac{V_d}{2}\right)$

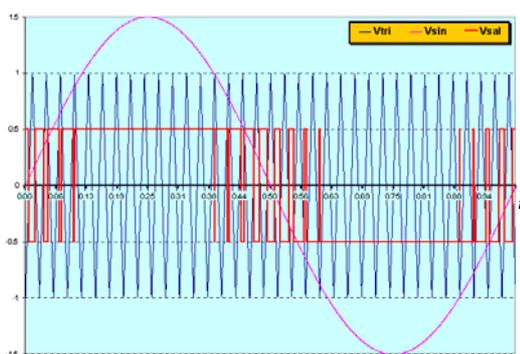
$$\text{y} \quad (\hat{V}_{AO})_h = \frac{(\hat{V}_{AO})_1}{h} \quad h=3, 5, 7, \dots$$

Al tratarse de una onda cuadrada no se puede controlar $(V_{AO})_1$ salvo variando V_d .

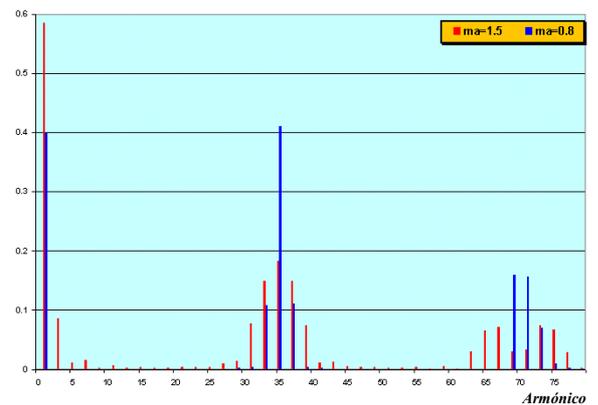
ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUNTE INVERSOR. Sobremodulación



Comparación entre $m_a=0.8$ y $m_a=1.5$ para $m_s=35$

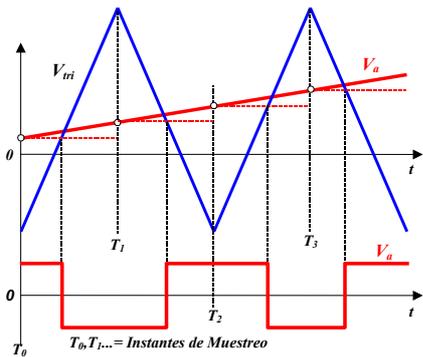
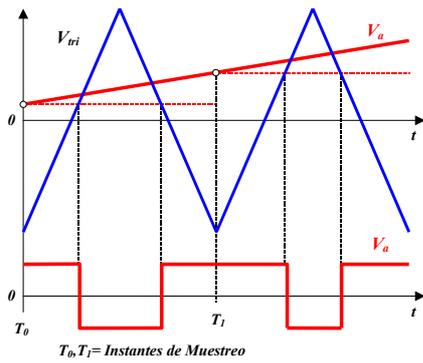


ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUNTE INVERSOR. Sobremodulación. Armónicos



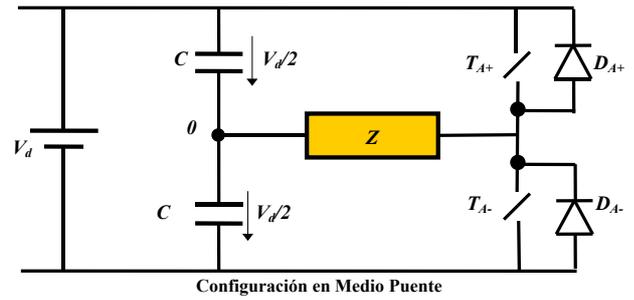
Comparación entre $m_a=0.8$ y $m_a=1.5$ (sobremodulación) para $m_s=35$

ESTUDIO DE UNA RAMA DE UN PUNTE INVERSOR. Generación de Señales PWM con Microprocesadores



Generación de Señales PWM con microprocesadores

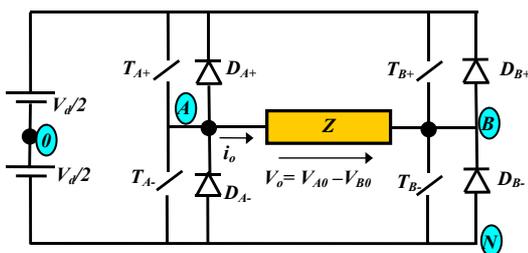
INVERSOR MEDIO PUNTE



Configuración en Medio Punte

Los condensadores consiguen un punto medio equivalente a tener una batería con toma media. Las formas de onda son exactamente las mismas que las que se acaban de estudiar.

INVERSOR PUNTE COMPLETO



Configuración en Punte Completo Monofásico

Son posibles las dos estrategias de disparo explicadas al estudiar los convertidores DC/DC:

a) Bipolar: Se dispara T_{A+} y T_{B-} y a continuación T_{A-} y T_{B+} . Las tensiones V_{AO} y V_{BO} son idénticas a las explicadas para una rama simple, solo que $V_{BO}(t) = -V_{AO}(t)$, luego: $V_{AB}(t) = V_{AO}(t) - V_{BO}(t) = 2V_{AO}(t)$, es decir, tendremos el doble de tensión.

$$\hat{V}_{01} = m_a \cdot V_d \quad (m_a \leq 1)$$

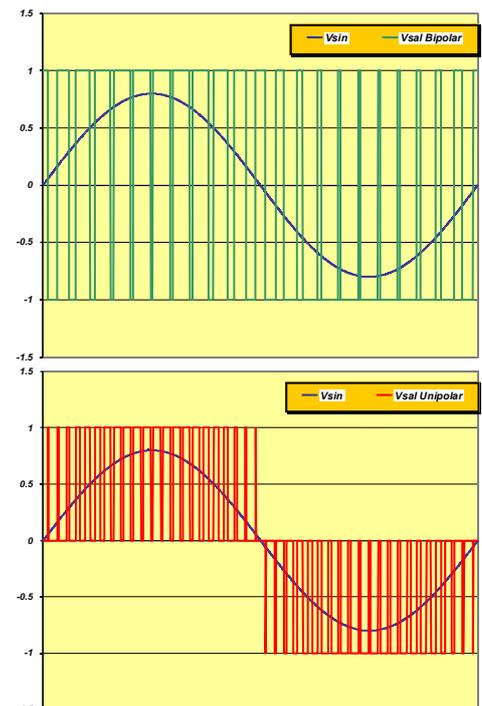
$$V_d < \hat{V}_{01} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1)$$

Lo explicado anteriormente respecto a los armónicos es válido.

b) Unipolar: En este caso:

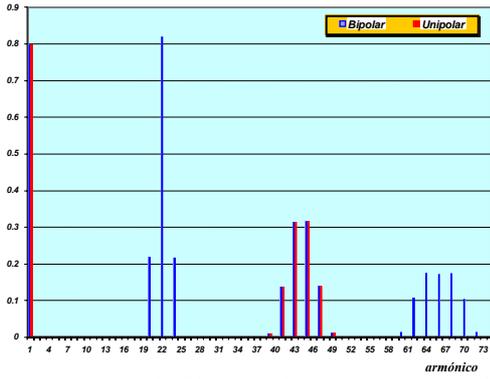
$$\begin{cases} \text{Si } V_{control} > V_{tri} & T_{A+} \text{ on} & (V_{AN} = V_d) \\ \text{Si } V_{control} < V_{tri} & T_{A-} \text{ on} & (V_{AN} = 0) \\ \text{Si } (-V_{control}) > V_{tri} & T_{B+} \text{ on} & (V_{BN} = V_d) \\ \text{Si } (-V_{control}) < V_{tri} & T_{B-} \text{ on} & (V_{BN} = 0) \end{cases}$$

INVERSOR PUNTE COMPLETO. Comparación entre Modulación Bipolar y Unipolar



Comparación entre modulación Bipolar y Unipolar en un puente monofásico. Para $m_a=0.8$ y $m_f=22$

INVERSOR PUENTE COMPLETO. Comparación entre Modulación Bipolar y Unipolar

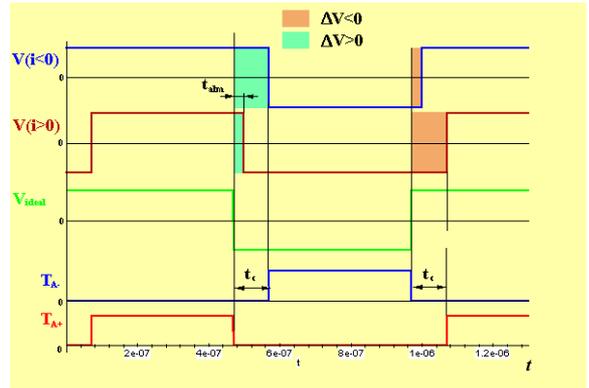


Comparación entre modulación Bipolar y Unipolar en un puente monofásico. Para $m_a=0.8$ y $m_f=22$

Interr. ON	V_{AN}	V_{BN}	$V_o = V_{AN} - V_{BN}$
T_{A+}, T_{B-}	V_d	0	V_d
T_{A-}, T_{B+}	0	V_d	$-V_d$
T_{A+}, T_{B+}	V_d	V_d	0
T_{A-}, T_{B-}	0	0	0

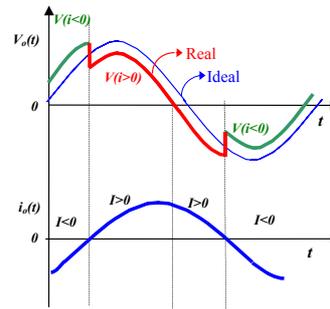
Estados Posibles de los interruptores en un Convertidor Puente Monofásico
 Como se vio al estudiar los convertidores DC/DC, la frecuencia de conmutación efectiva para V_o es $2f_s$, ya que se producen 4 conmutaciones en el periodo de una onda triangular con lo que se consigue alejar los armónicos de m_f a $2m_f \pm 1$ (si m_f es entero par).
 Nótese que para la modulación unipolar, se escoge m_f par, ya que en este caso el primer armónico de las tensiones V_A y V_B están desfasadas 180° . Luego la diferencia de fases $\Phi_{AB} = 180^\circ m_f = 0^\circ$ y por tanto desaparecen todos los armónicos pares.

INVERSOR PUENTE COMPLETO. Efecto de Tiempos Muertos



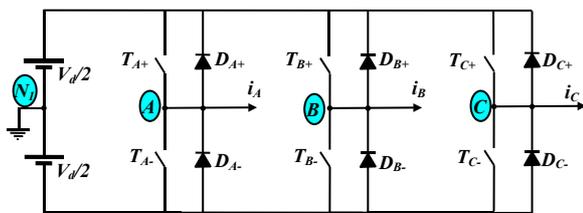
Efecto de los Tiempos Muertos en la Tensión de salida cuando la corriente cambia de signo

$$\Delta V_A = -V_d \frac{t_c - t_{alm}}{T_s} \text{sig}(i_A)$$



Efecto de los Tiempos Muertos en la Tensión de Salida

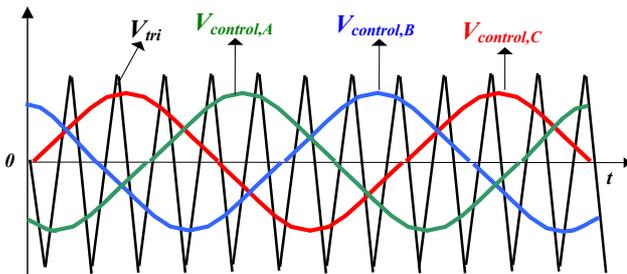
PUENTE TRIFÁSICO



$$\hat{V}_{AN1} = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \quad \text{con } m_a = \frac{\hat{V}_{cont}}{\hat{V}_T}$$

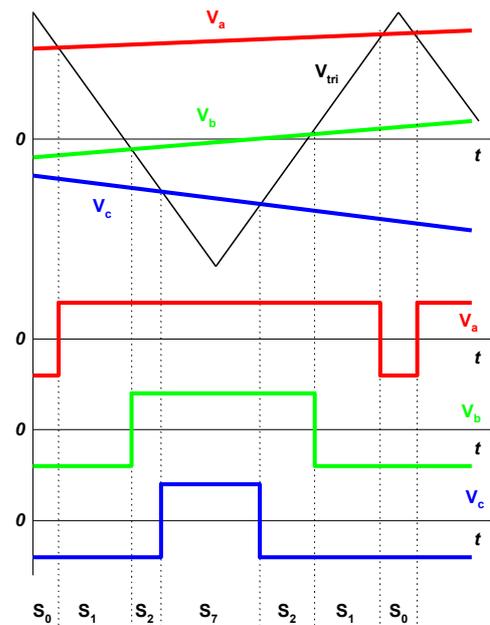
$$V_{LL1RMS} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot m_a \cdot \frac{V_d}{2} = 0,612 \cdot m_a \cdot V_d$$

Formas de ondas



Generación de las Señales de Control para un Puente Trifásico

PUENTE TRIFÁSICO. Generación de Señales PWM Trifásicas



Generación de señales trifásicas PWM

PUENTE TRIFÁSICO. Modulación "Space Vector"

Para conseguir el vector S^* , se puede conmutar entre los adyacentes S_1, S_2 y S_0 (o S_7). Los tiempos de duración de cada estado se pueden obtener de:

$$(D_1 S_1 + D_2 S_2) = S^*$$

dónde D_i es la fracción del tiempo de muestreo que se aplica el vector i .

La solución del sistema de ecuaciones es:

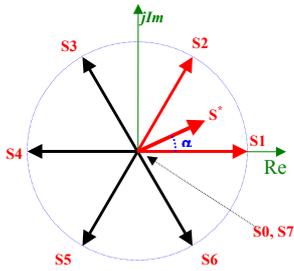
$$D_1 = m_a \left(\cos \alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin \alpha \right)$$

$$D_2 = m_a \frac{2}{\sqrt{3}} \sin \alpha$$

$$D_0 = 1 - D_1 - D_2$$

Dónde m_a es el índice de modulación

$$\text{de amplitud} = \frac{|S^*|}{|S_i|}$$



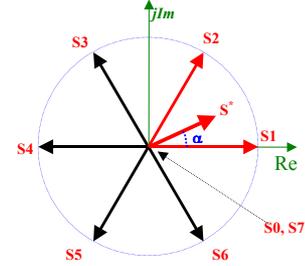
En cada ciclo la secuencia de estados y sus duraciones ($t_i = D_i \cdot t_s$) son:

Ciclos impares				Ciclos pares			
S_0	S_1	S_2	S_7	S_7	S_2	S_1	S_0
---	+-	++	+++	+++	++	+-	---
$t_0/2$	t_1	t_2	$t_0/2$	$t_0/2$	t_1	t_2	$t_0/2$

De esta forma el número de conmutaciones se minimiza (sólo hay una conmutación de rama en cada transición)

PUENTE TRIFÁSICO. Modulación "Space Vector"

Una variante consiste en:



En cada ciclo la secuencia de estados y sus duraciones son:

S_0	S_1	S_2	S_1	S_0
---	+-	++	+-	---
$t_0/2$	$t_1/2$	t_2	$t_1/2$	$t_0/2$

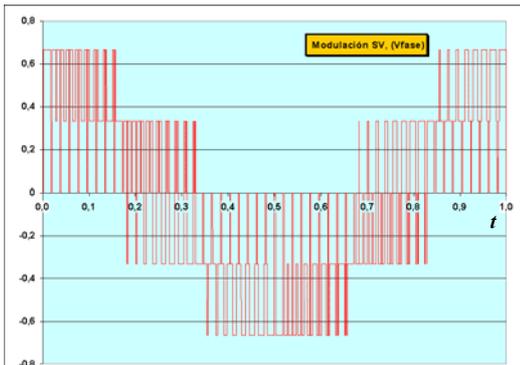
O bien

S_7	S_2	S_1	S_2	S_7
+++	++	+-	++	+++
$t_0/2$	$t_2/2$	t_1	$t_2/2$	$t_0/2$

De esta forma el número de conmutaciones se minimiza, ya que ahora el número de conmutaciones por ciclo es 4 (antes eran 6).

Esto permite subir la frecuencia de conmutación ($\cdot 3/2$) con las mismas pérdidas.

PUENTE TRIFÁSICO. Modulación "Space Vector"

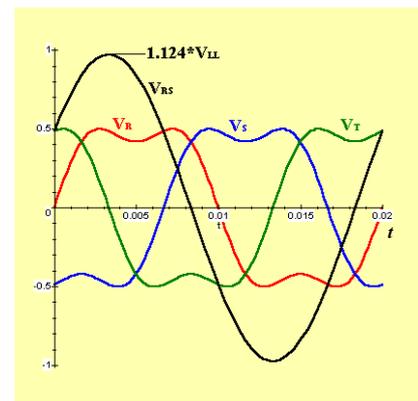


Modulación SV con $m_a=0.8$, $m_f=35 \cdot 1.5$



Comparación entre modulación PWM y SV

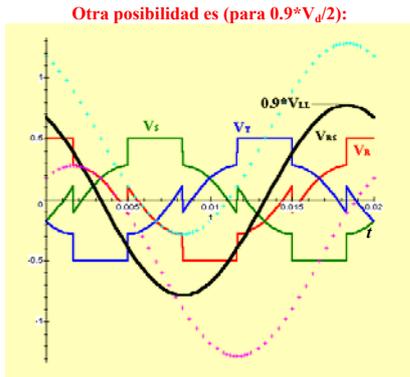
PUENTE TRIFÁSICO. PWM Modificado. Extensión del Índice de Modulación



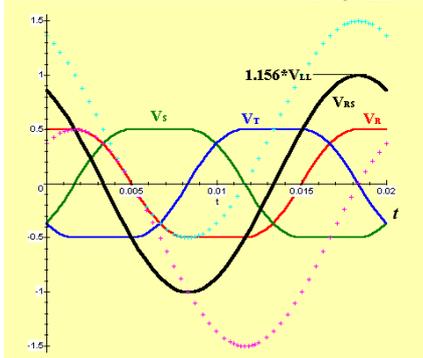
Tensiones de Fase y Línea al añadir un Tercer Armónico de amplitud $1/4$ de la fundamental.

La tensión línea-línea que se consigue es $1.124 \cdot V_{LL}$ (Valor máximo posible con esta estrategia)

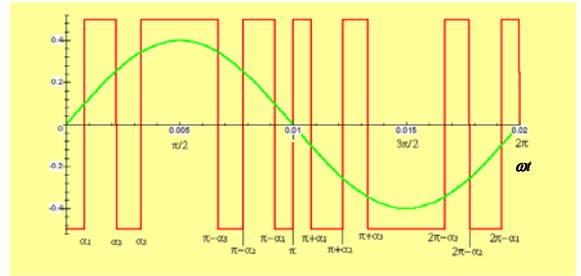
PUENTE TRIFÁSICO. PWM Modificado. Extensión del Índice de Modulación



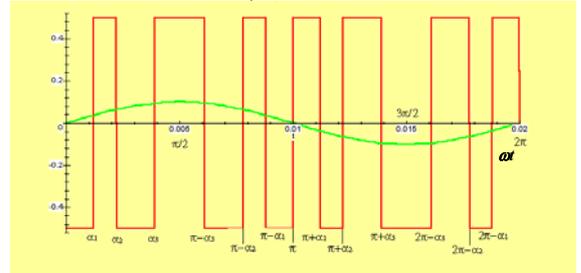
El valor máximo alcanzable es $1.156 \cdot V_d/2$ y $f_{max} \cdot 3/2$



PUENTE TRIFÁSICO. Cancelación de Armónicos



a) $V_o = 0.8 V_d/2$

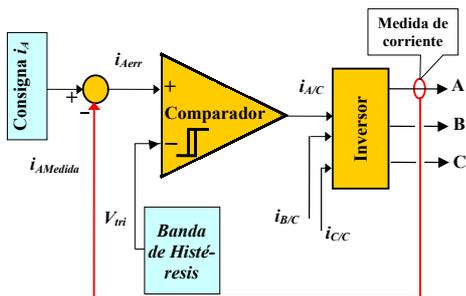
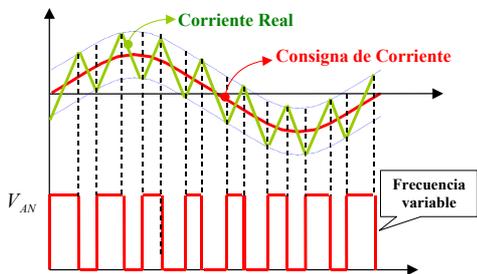
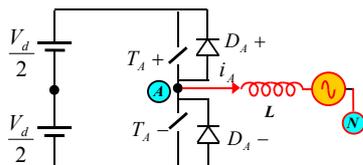


b) $V_o = 0.2 V_d/2$

- Precalculando α_1, α_2 y α_3 se controla la amplitud de la señal.
- Simetría respecto al origen: **No armónicos pares.**
- Con tres cortes por semiciclo:
 - **7 Conmutaciones.**
 - **Se eliminan los armónicos 5 y 7.**
 - **El tercer armónico y sus múltiplos se cancelan en los inversores trifásicos.**
- Es necesario comparar con otras estrategias ($m_r=7$)

MODULACIÓN PWM. Control de Corriente

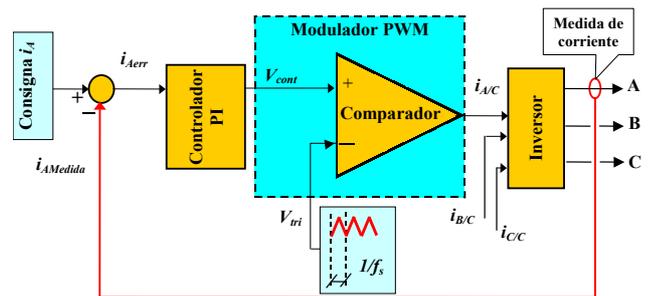
a) Control Bang-Bang (Banda de Histéresis)



Control Bang-Bang de un Inversor

MODULACIÓN PWM. Control de Corriente

b) Control de Corriente a Frecuencia Constante



Control PI de la Corriente

El control de corriente (ambos métodos) son muy usados en:

- ♦ Control de motores de inducción.
- ♦ Inyección de potencia procedente de fuentes de energías alternativas en la red.

Nótese que la consigna de corriente puede elegirse de manera que:

- ♦ Esté en fase con la tensión de la red. La red trabaja con el inversor como si fuese una resistencia.
- ♦ Esté desfasado 180° con la tensión de la red. La red cede energía activa al inversor.
- ♦ Tenga un desfase en adelante o retraso con la tensión de la red. La red toma o cede energía activa o reactiva. Esto permite su uso como compensador de energía reactiva.
- ♦ Se pueden introducir desequilibrios entre las corrientes de las fases. Esto permite compensar las corrientes que están circulando por otra carga desequilibrada.
- ♦ Se pueden incorporar armónicos en las corrientes. Esto permite compensar los armónicos de las corrientes que están inyectando las cargas conectadas a la red.