

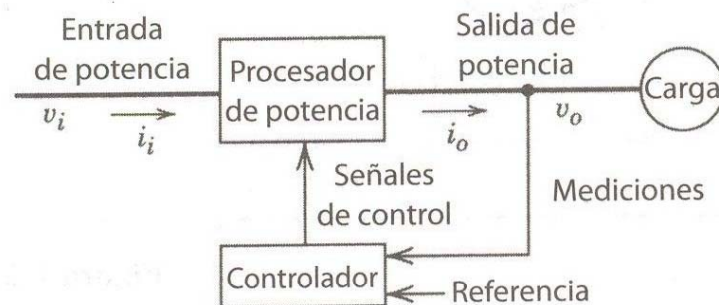
# **ELECTRÓNICA DE POTENCIA**

INTRODUCCIÓN

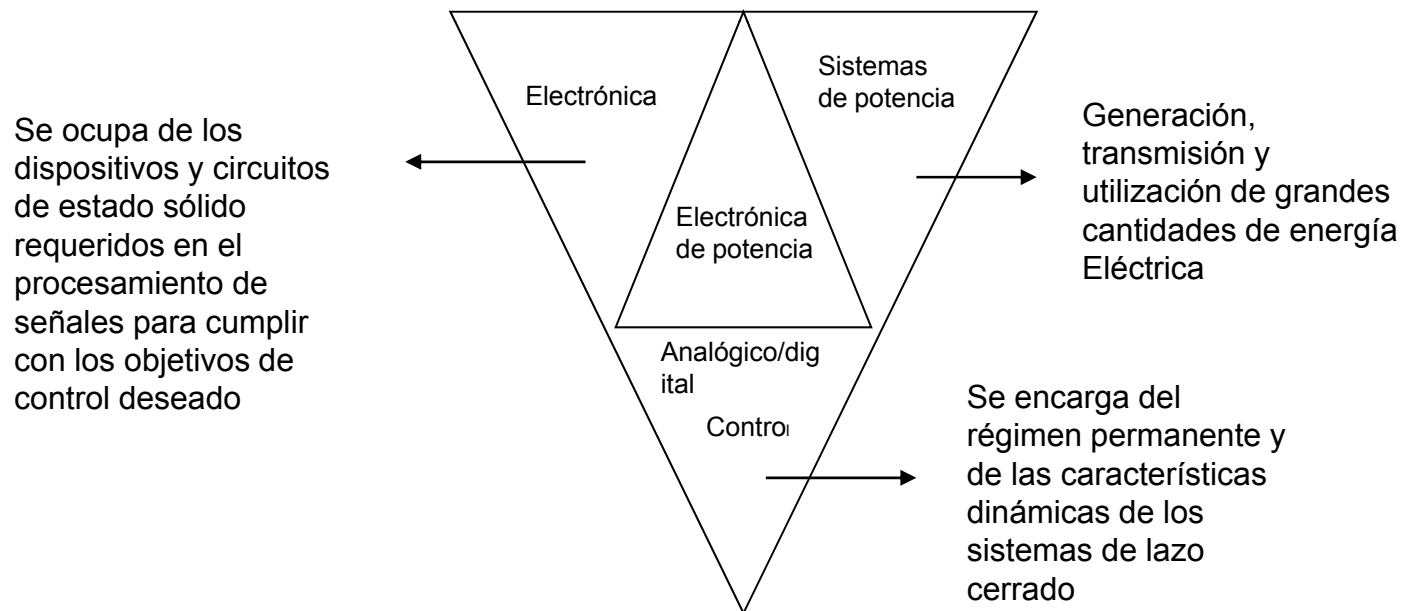


# CONCEPTOS PRELIMINARES

- La tarea de la electrónica de potencia es procesar y controlar el flujo de energía eléctrica en forma óptima para las cargas de los usuarios.



# Relación de la Electrónica de Potencia con Otras Áreas



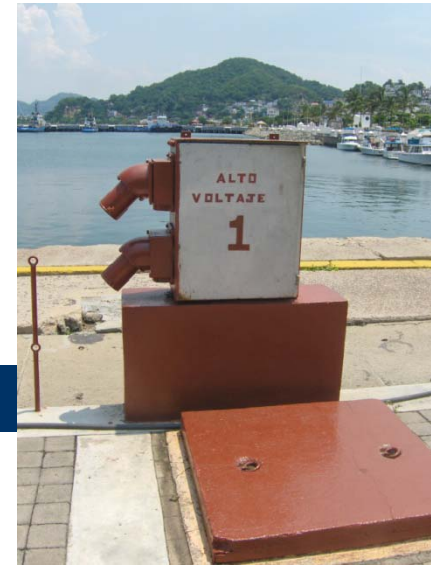
# Aplicaciones de la Electrónica de Potencia

- La Electrónica de Potencia se basa en la conmutación de los dispositivos semiconductores de potencia.
- Entre las principales aplicaciones tenemos:  
Control de iluminación



# Aplicaciones (Cont.)

- Cargadores de baterías



# Aplicaciones de la Electrónica de Potencia en los Sistemas Eléctricos

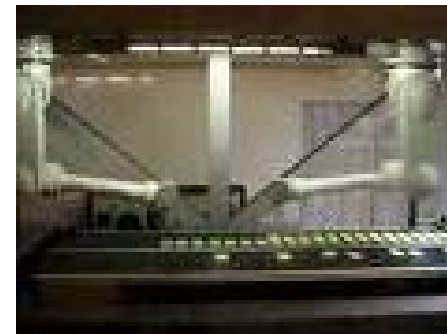
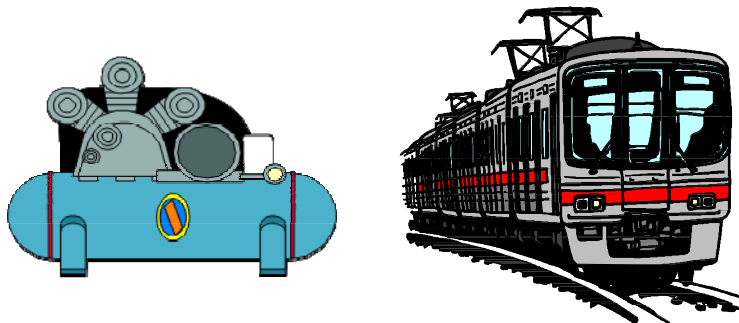




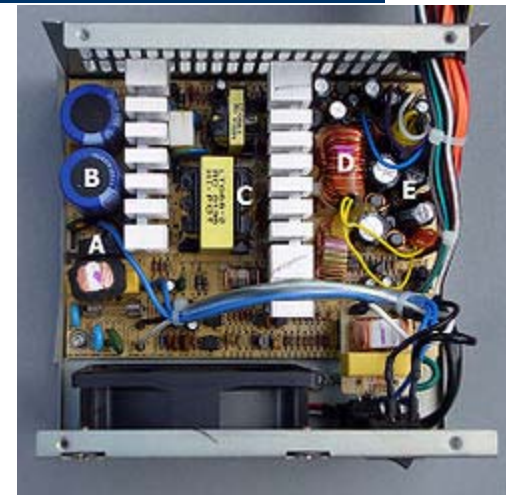
# Aplicaciones (Cont.)



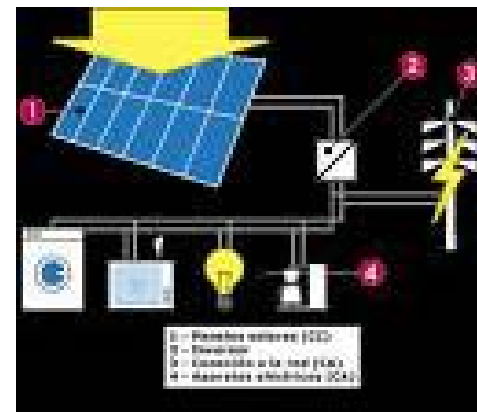
- Control de motores



- Fuentes Conmutadas

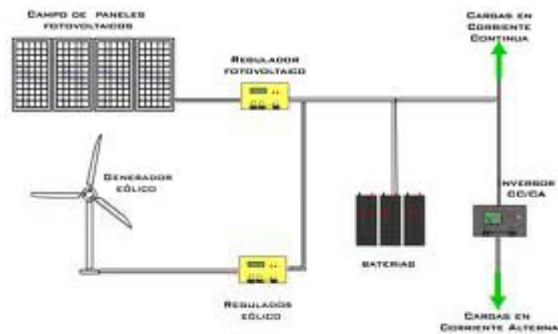


- Inversores

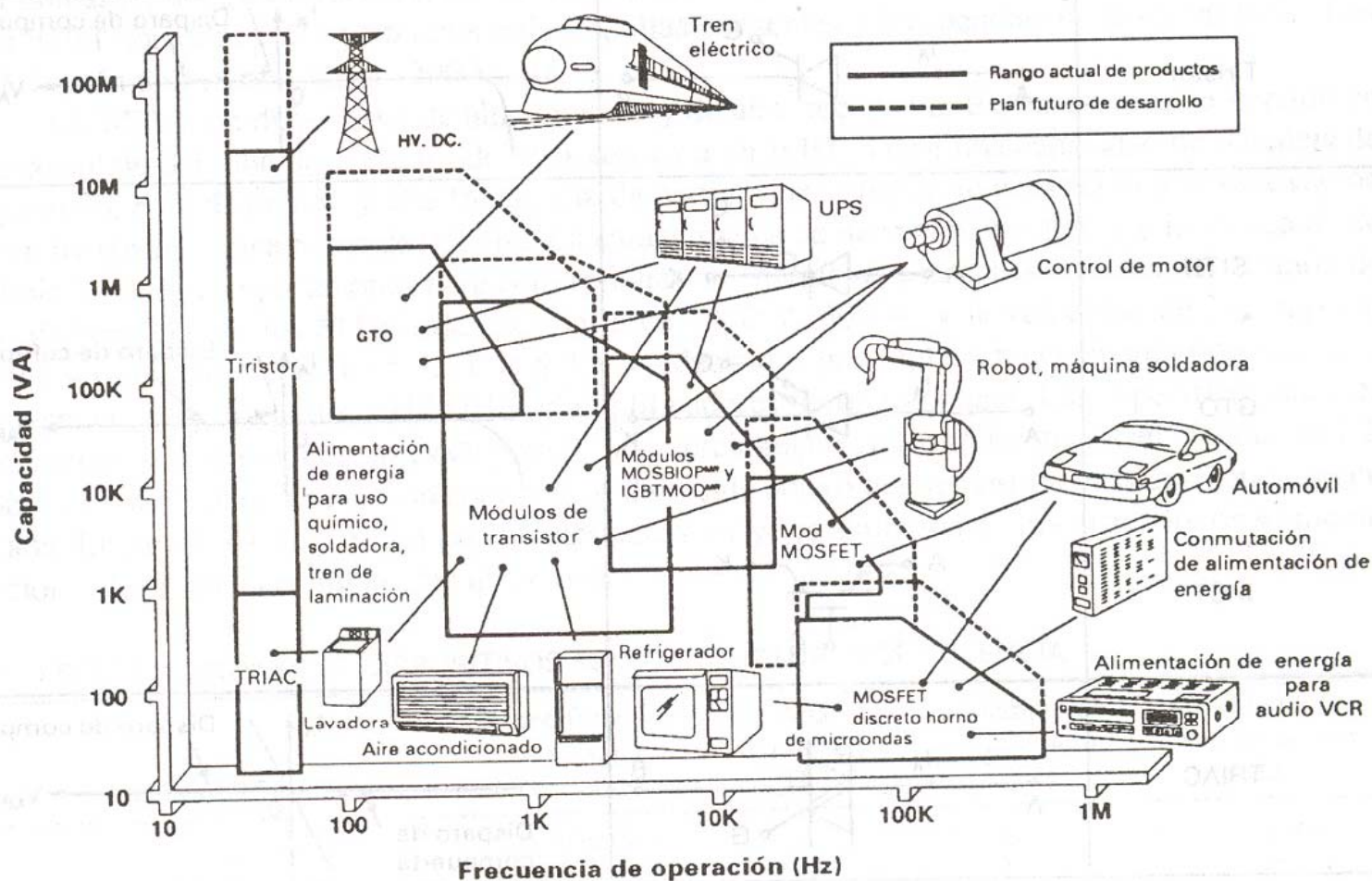




# Fuentes alternas de energía



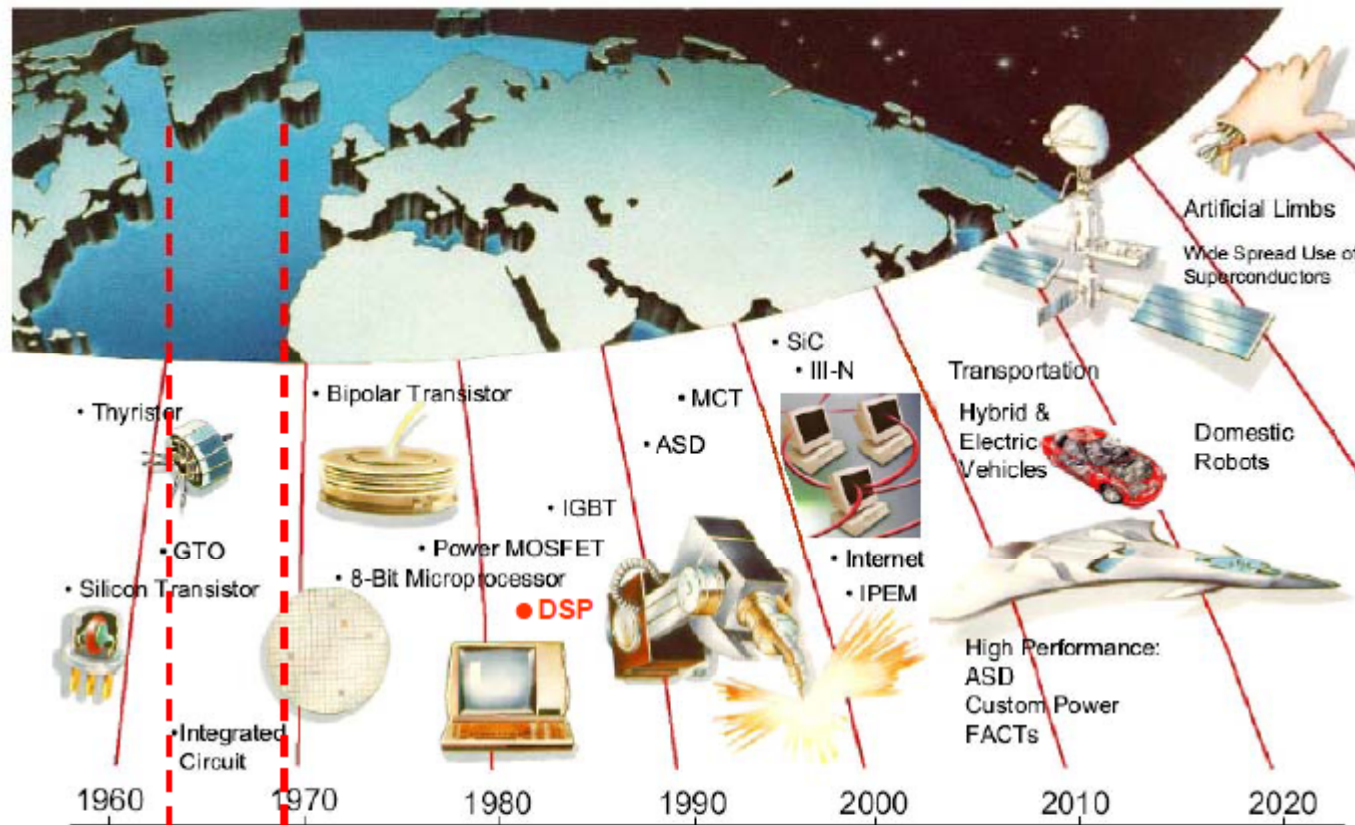
# Rangos de operación de los dispositivos de la electrónica de potencia



# Reseña histórica

Año	Hecho relevante
1900	Introducción del rectificador de arco de mercurio.
1948	Inicio de la primera revolución electrónica con la invención del transistor (Laboratorios de telefonía Bell).
1956	Invencción del Rectificador Controlado de Silicio (SCR) en los laboratorios Bell.
1958	Inicio de la segunda revolución electrónica, desarrollo del tiristor por General Electric Company
1970	Varios tipos de semiconductores de potencia fueron desarrollados y comercializados, entre ellos están: Diodos de potencia, BJT, Mosfet, IGBT, SIT, GTO, RCT, LASCR, MCT. Etc.

# Reseña Histórica

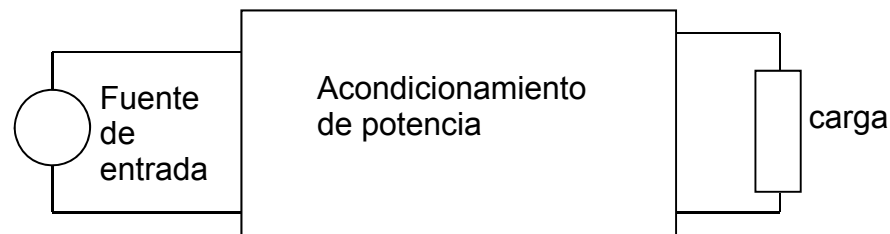


1963: Sputnik

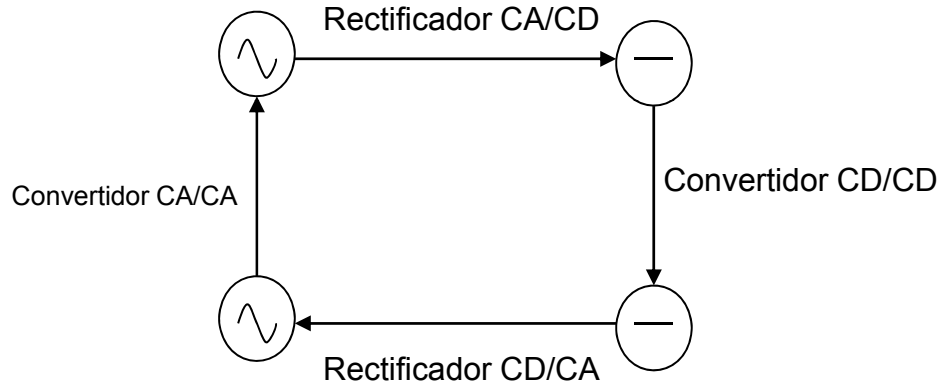
1969: Apollo XI

# Clasificación de los Convertidores

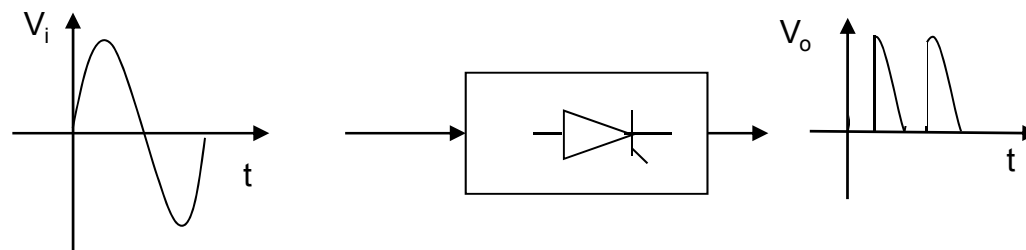
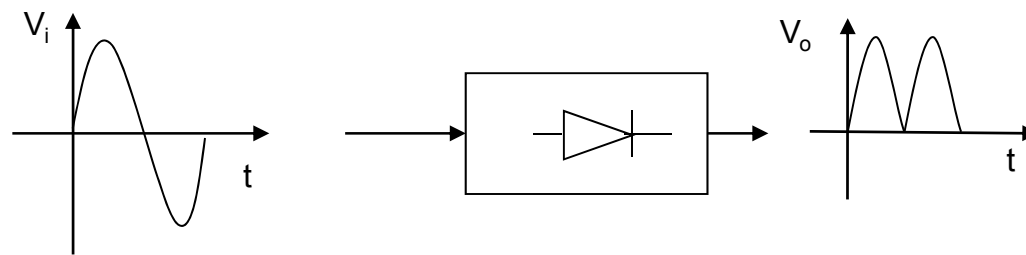
- A los circuitos de la electrónica de potencia se les llama convertidores, los cuales son empleados para cambiar los parámetros de voltaje, corriente y potencia de la energía eléctrica.



# Tipos de Convertidores



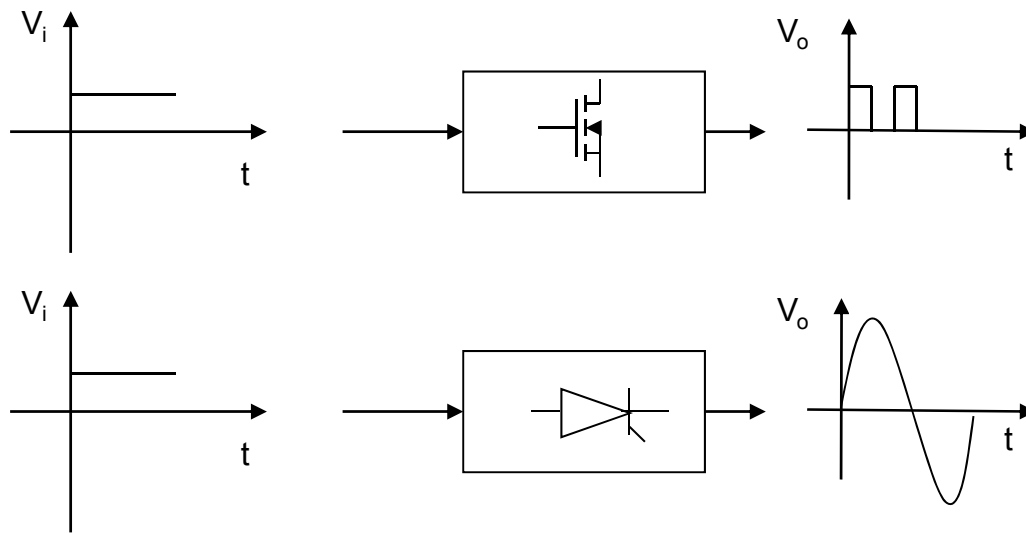
Ejemplos.-  
CA-CD



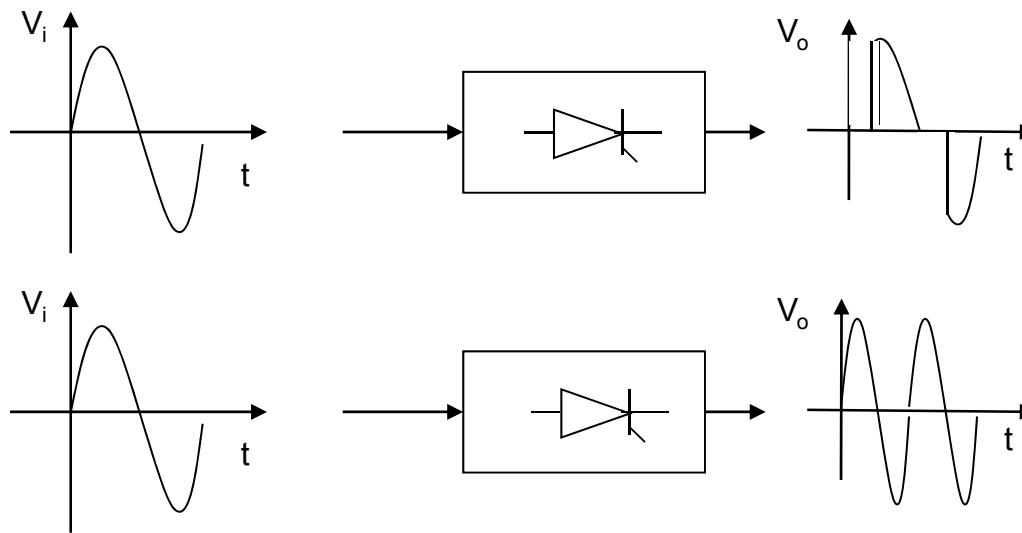


# Tipos de Convertidores (Cont)

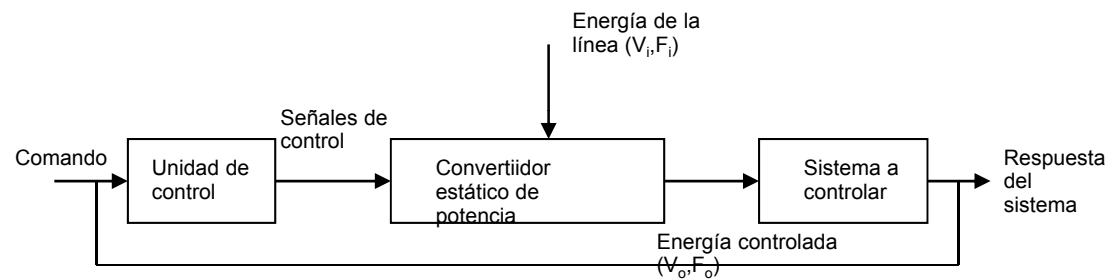
- Ejemplos CD-CA



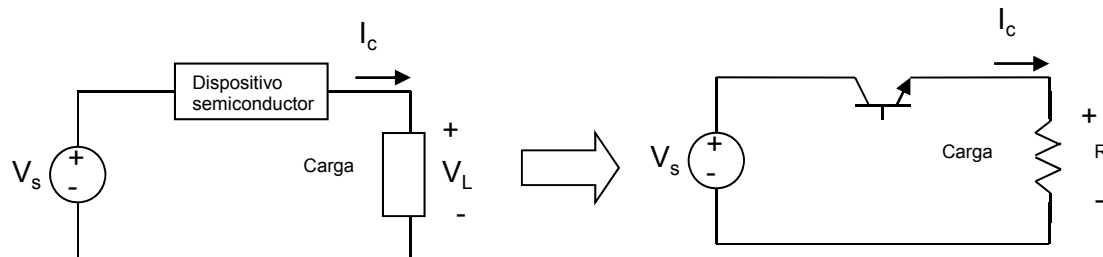
- Ejemplos CA-CA



# Esquema General



- **Ejemplo 1.1** Suponga que se requiere suministrar 100 watts a una carga de  $20\Omega$  desde una fuente de CD a 100v. Como se muestra en la figura 1.9.



# Clasificación de los dispositivos de electrónica de potencia

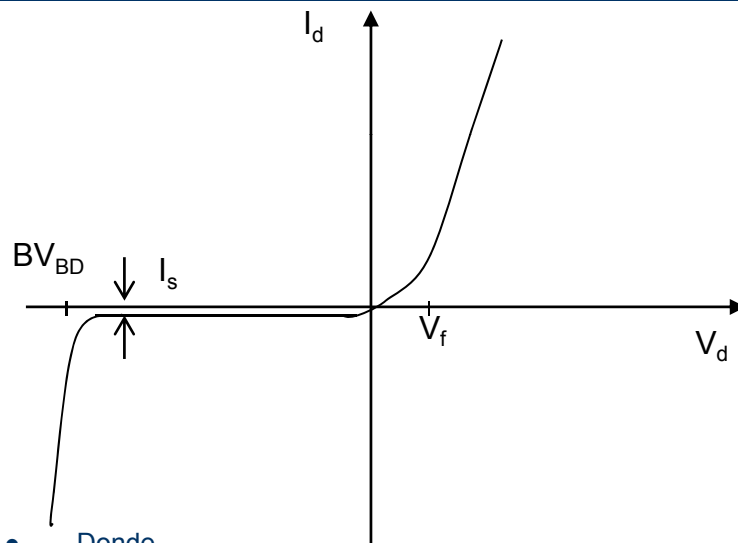
- Por su grado de controlabilidad se clasifican en:
- Diodos
- Interruptores controlables.- BJT's, MOSFET's, SITH, IGBT's
- Tiristores

# Diodos de Potencia

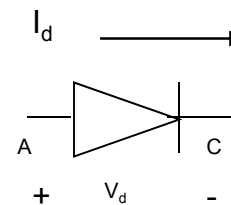


- Presentan algunas diferencias estructurales respecto a los diodos de pequeña señal.
- Pueden bloquear tensiones de varias decenas de miles de volts.
- Se aplican en rectificadores, diodos volante en reguladores conmutados, inversión de carga de capacitores, aislamiento de voltaje, recuperación de energía atrapada.

# Curva característica



Símbolo



$$I_D = I_s \left( e^{\frac{v_D}{\eta V_T}} - 1 \right) \cong I_s e^{\frac{v_D}{\eta V_T}}$$

- Donde
- $I_D$  – Corriente del diodo
- $V_D$  – Voltaje del diodo cuando esta polarizado directamente
- $I_s$  – Corriente de fuga ( $10^{-6}$  a  $10^{-15}$ )
- $\eta$  – Coeficiente de emisión (valor que depende del material y tipo de diodo).
- $V_T$  – Voltaje térmico
- $q$  – carga del electrón ( $1.6022 \times 10^{-19} \text{C}$ )
- $T$  – Temperatura absoluta en  $^{\circ}\text{K}$ .
- $K$  – Constante de Boltzman ( $1.3806 \times 10^{-23} \text{J/K}$ )

$$V_t = \frac{1.3806 \times 10^{-23} (298)}{1.6022 \times 10^{-19}} = 25.8 \text{mv}$$



# Construcción y encapsulados

## CARACTERÍSTICAS DESEABLES:

- Corriente elevada con baja caída de tensión
- Tensión inversa elevada con mínimas fugas

## COMPARACIÓN DE LOS DIODOS DE POTENCIA:

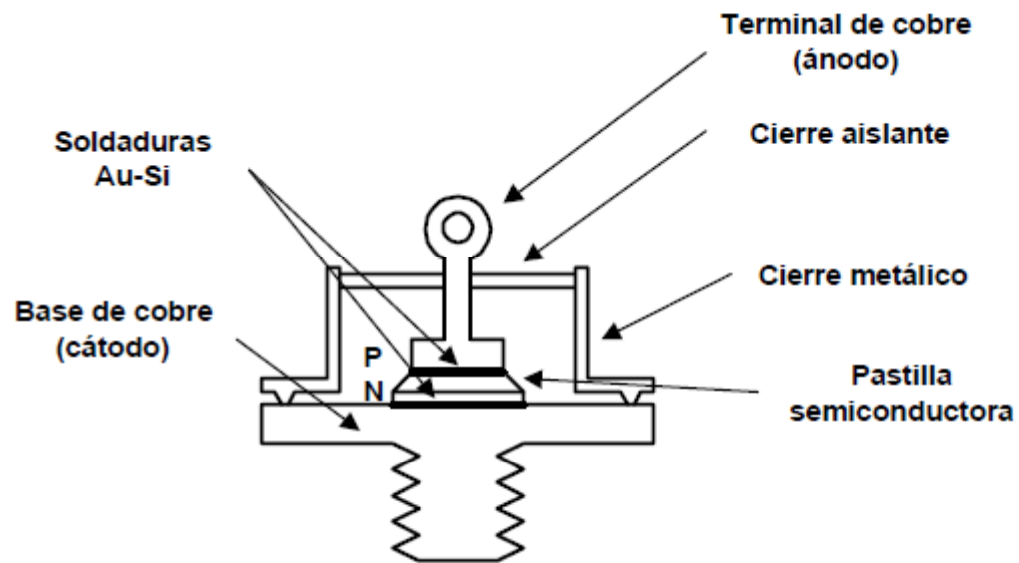
Tipo	Caída de tensión directa (V)	Corriente de fugas	Temp. interna máx. (°C)	Tensión inversa máx. (V)	Intensidad directa máx. (A)	Densidad de corriente (A/cm <sup>2</sup> )
Mercurio	15 a 19	baja	400	20.000	5.000	4.000
Selenio	1	alta	150	50	50	1
Germanio	0,5	baja	120	800	200	100
Silicio	1	muy baja	200	3.500	1.000	100
Oxido de cobre	0,6	alta	70	30	10	1

# Encapsulados

## ENCAPSULADOS

DO - 5

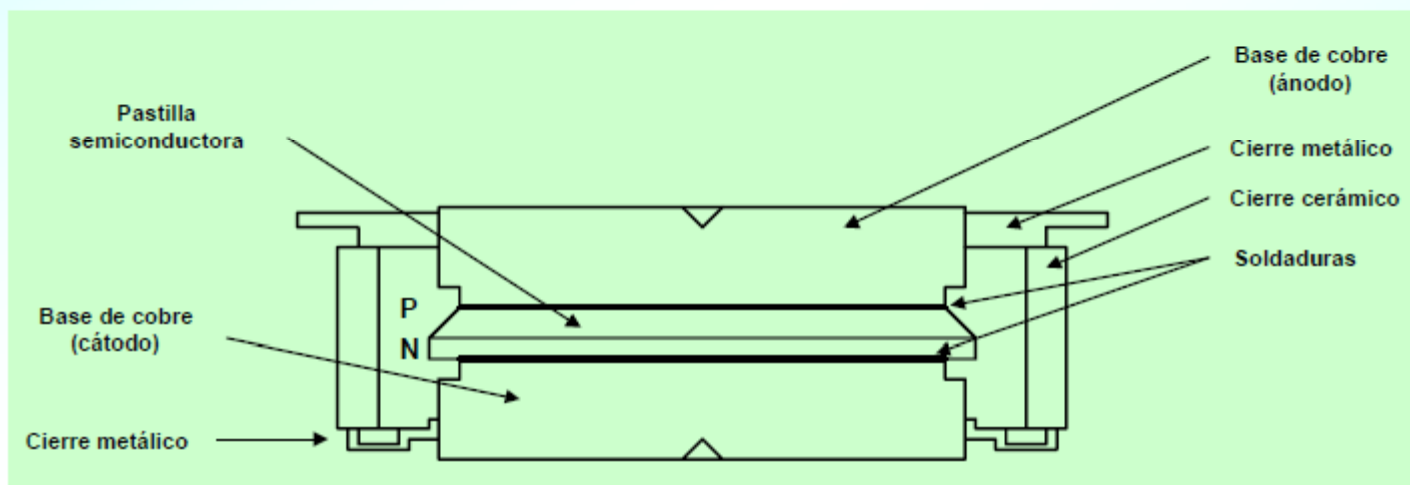
- Aislamiento
- Conexión Eléctrica
- Disipación térmica



# Encapsulados

DO – 200AC

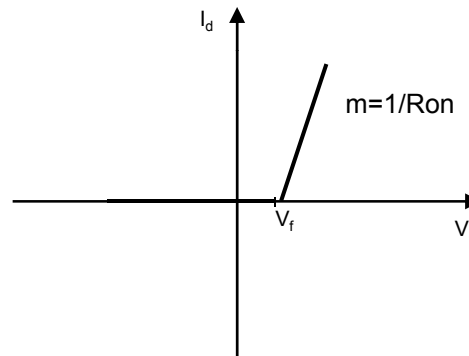
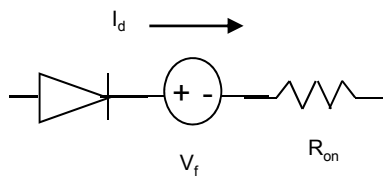
Grandes corrientes  
(3500 – 5000 A)



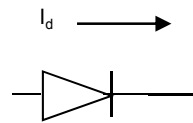
# Modelos



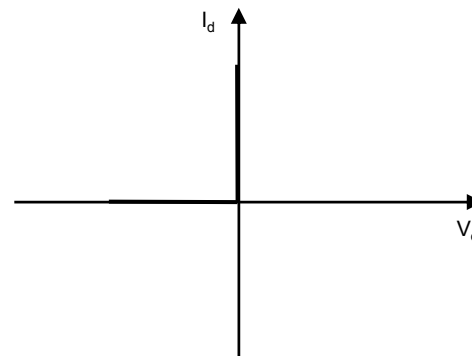
Modelo aproximado



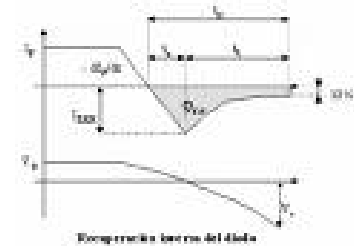
Modelo ideal



Interruptor ideal

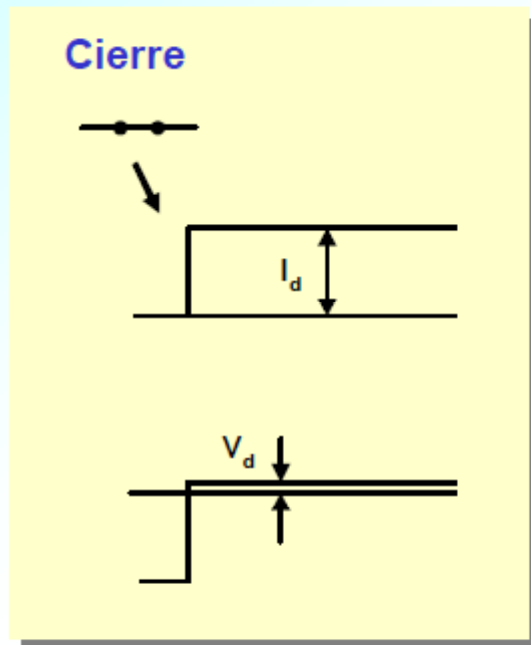


# Características dinámicas

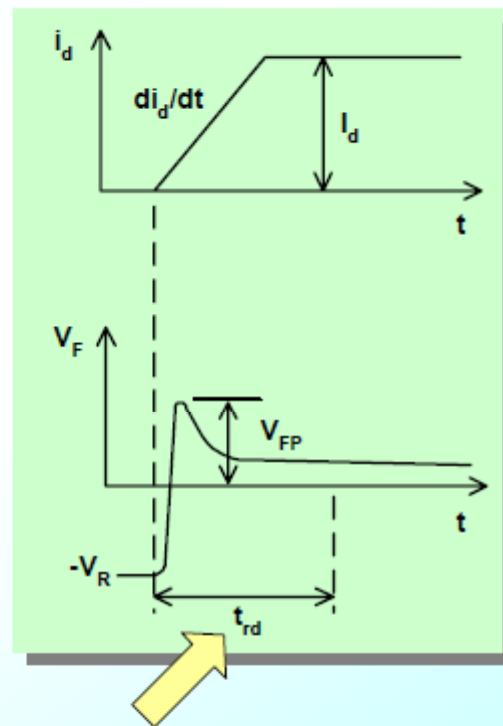


## Entrada de conducción: Recuperación directa

Diodo Ideal:



Diodo Real:



$t_{rd}$ : tiempo de recuperación directa

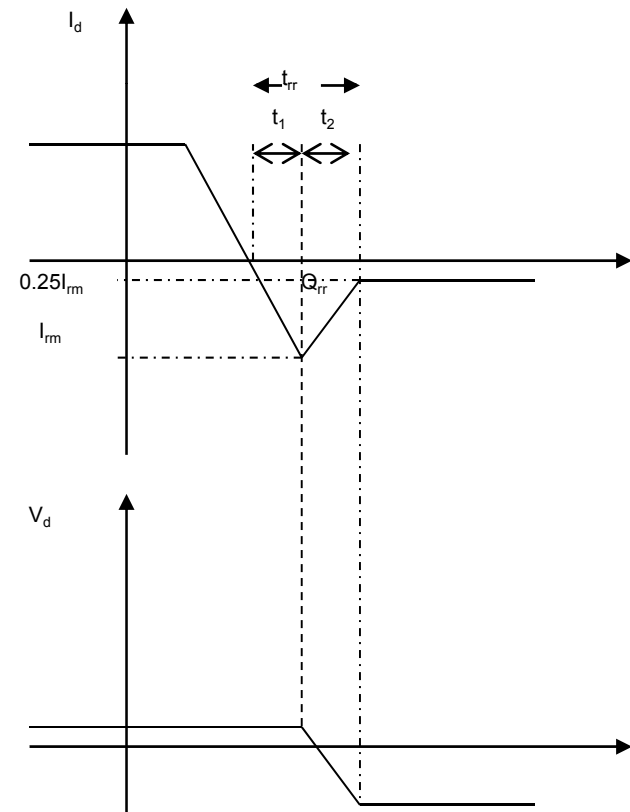
# Tiempo de recuperación inversa

- $t_{rr}$  se mide a partir del cruce del cero inicial de la corriente del diodo con el 25% de la corriente inversa de pico  $I_{rm}$ , el trr esta formado por dos componentes.

$$t_{rr} = t_1 + t_2$$

- La relación  $t_2/t_1$  se le conoce como factor de suavidad.

$$S_F = \frac{t_2}{t_1}$$





- La corriente inversa pico puede expresarse como:

$$I_{RM} = \frac{di}{dt} t_1$$

- La carga de recuperación inversa  $Q_{rr}$  es la cantidad de carga que fluye a través del diodo en dirección inversa debido a un cambio de la conducción directa a la condición de bloqueo inverso. Su valor queda determinado por el área encerrada por la trayectoria de la corriente de recuperación inversa.

$$Q_{rr} \cong \frac{1}{2} I_{RM} t_1 + \frac{1}{2} I_{RM} t_2$$

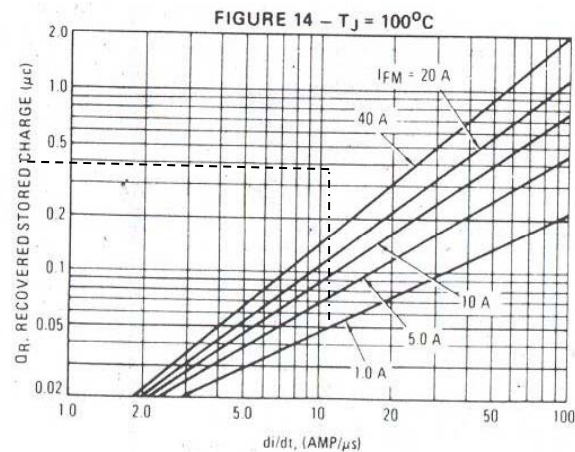
$$Q_{rr} \cong \frac{1}{2} I_{RM} t_1 + \frac{1}{2} I_{RM} t_2$$

- Así

$$t_{rr} = \frac{2Q_{rr}}{I_{RM}} = \frac{2Q_{rr}}{\left(\frac{di}{dt}\right)_{t_1}}$$

# Ejemplos

- **Ejemplo 1.2** El diodo 1N3879 (Fast Recovery Power Rectifier) diseñado para fuentes de CD opera con una corriente inicial del 20A a una temperatura de la unión de 100°C. El diodo de recupera la capacidad de bloqueo en un circuito en el cual la corriente disminuye a una razón de 20A/μs. Encuentre  $t_{rr}$  e  $I_{RM}$ .



# Tipos de diodos

1. Diodos rectificadores.- Se caracterizan por poseer rangos de tensión y de corrientes muy elevados:
  - Corrientes de 1A a miles de ampers
  - Tensión de 50v a 5KV
  - Trr alrededor de  $25\mu\text{s}$

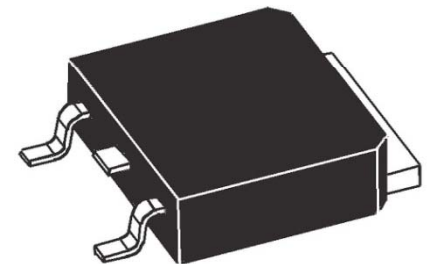


2. Diodos rápidos.- En esta categoría están los diodos de recuperación rápida y suave, estos se caracterizan por tener rangos de voltaje y corriente más reducidos:

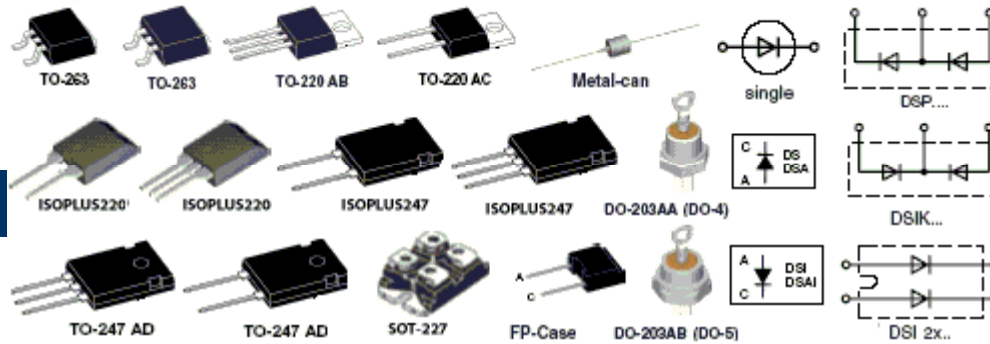
- Corrientes de 1A a cientos de ampers
- Tensión de 50v a 3KV
- Se diseñan para aplicaciones de alta frecuencia, tales como choppers y convertidores DC-DC.



3. Diodo Schottky.- Estos diodos están formados por la asociación de un metal y un semiconductor.
  - Frecuencias muy elevadas (de Khz a MHz).
  - Caídas de tensión muy bajas.
  - No pueden bloquear tensiones superiores a los 100v.



<http://www.ixyspower.com/>



#### Features:

- Vrrm: 800 to 1600V. If(avg): 2.3A to 110A
- DS: Standard DSA:Avalanche rated
- Planar glassivated chips
- Ideal for 50/60 Hz rectification
- Single,Phase leg, common cathode or dual diode

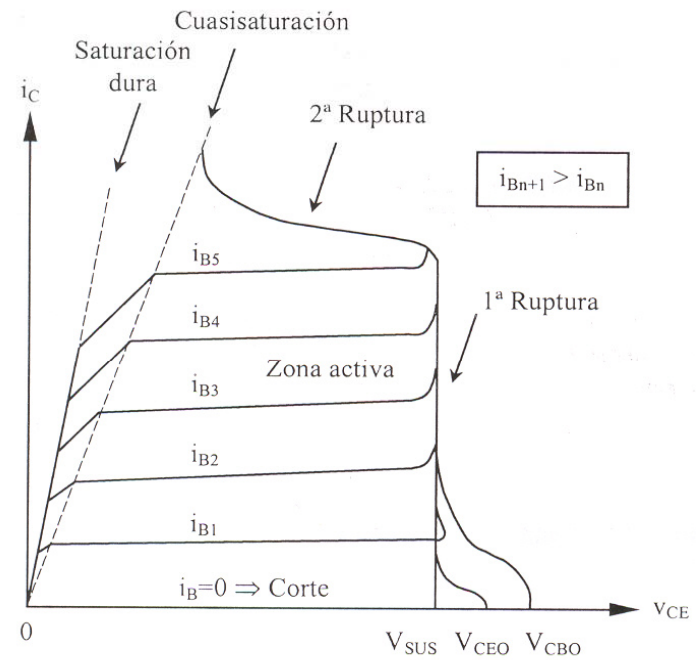
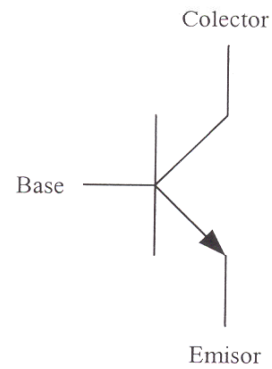
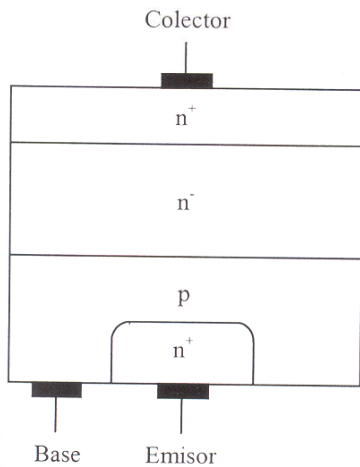
PartNumber	VRRM (V)	IFAVM Total (A)	IFAVM perDiode (A)	@ Tc (°C)	PRSM (kW)	IFRMS (A)	IFSM 10ms Tvj=45 °C (A)	VT0 (V)	rT (mOhms)	Tvj m (°C)	RthJC max (K/W)	RthCH (K/W)	Configurati on	Ckt Diag	PackageStyle
<a href="#">DS2-08A</a>	800	3.6	3.6	100	2.5	7	120	0.85	43	180			Single	DS	Axial Hermetic package
<a href="#">DLAUC</a>	800	10	10	140		20	80	0.80	15	175	3.15	0.50	Single	DLA...I M...	DPak (TO-252)
<a href="#">DS9-08F</a>	800	11	11	100	4.5	18	250	0.85	15	180	2.00	1.00	Single	DS	DO-203AA (DO-4)
<a href="#">DLA20IM800 PC</a>	800	20	20	120		35	200	0.80	19	175	1.80	0.25	Single	DLA...I M...	TO-263AB (D2Pak)
<a href="#">DSP8-08A</a>	800	22	11	100		17	100	0.80	40	180	3.50	0.50	Phase Leg	DSP..	TO-220AB
<a href="#">DSP8-08AS</a>	800	22	11	100		17	100	0.80	40	180	3.50		Phase Leg	DSP..	TO-263AA (D2PAK)
<a href="#">DSP8-08S</a>	800	22	11	100		17	100	0.80	40	180	3.50		Phase Leg	DSP..	TO-263AB (D2PAK)
<a href="#">DS17-08A</a>	800	25	25	125	7	40	370	0.85	8.0	180	1.50	0.60	Single	DS	DO-203AA (DO-4)
<a href="#">DS117-08A</a>	800	25	25	125	7	40	370	0.85	8.0	180	1.50	0.60	Single	DS	DO-203AA (DO-4)
<a href="#">DSI30-08A</a>	800	30	30	95		35	300	0.85	13	150	1.00	0.50	Single	DSI	TO-220AC
<a href="#">DSI30-08AC</a>	800	30	30	95		60	200	0.80	15	150	1.10	0.60	Single	DSI	ISOPLUS220™
<a href="#">DSI30-08AS</a>	800	30	30	95		35	300	0.85	13	150	1.00		Single	DSI	TO-263AA (D2PAK)



# TRANSISTOR BJT

- **Los transistores de potencia se pueden clasificar de manera general en cuatro categorías:**
  - **Transistor de unión bipolar (BJT).**
  - **Transistor de efecto de campo de metal oxido y semiconductor (MOSFET).**
  - **Transistor de Inducción estática (SIT)**
  - **Transistores bipolares de compuerta aislada (IGBT)**

# ESTRUCTURA Y CURVAS CARACTERÍSTICAS



# REGIONES DE OPERACIÓN

- Zona de corte.- Es aquella donde la corriente de base es nula y la de colector es de un valor muy pequeño, en esta se pueden soportar altos voltajes de colector a emisor.
- Zona lineal.- En esta el transistor actúa como amplificador, no es utilizada en aplicaciones de potencia porque produce grandes pérdidas.
- Zona de quisi-saturación.- En esta zona se tienen bajos voltajes de colector a emisor pero la ganancia del transistor ( $\beta$ ) no es constante.
- Zona de saturación.- Aquí la corriente de colector es elevada y se producen caídas de tensión entre colector y emisor muy pequeñas, por lo que la potencia a disipar es muy pequeña.

# Circuito de conmutación de un BJT

- Del circuito mostrado se derivan las siguientes ecuaciones:

- Por LKV 
$$V_{cc} - I_C R_C - V_{CEsat} = 0$$

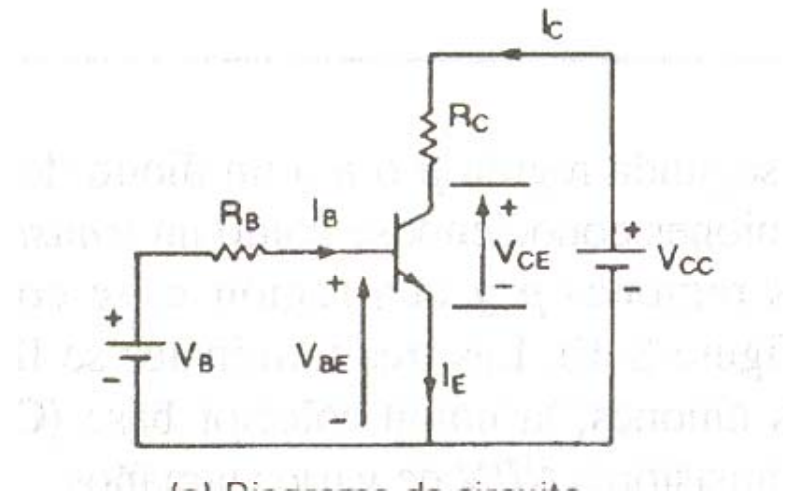
- Despejando  $I_C$  
$$I_c = \frac{V_{cc} - V_{CESAT}}{R_C}$$

- La potencia de disipación esta dada por

$$P = V_{CE} I_C + V_{BE} I_B$$

- Para garantizar que el transistor opere en la región de saturación se aplica un factor de sobreexcitación, el cual se define como:

$$ODF = \frac{I_B}{I_{Bsat}}$$



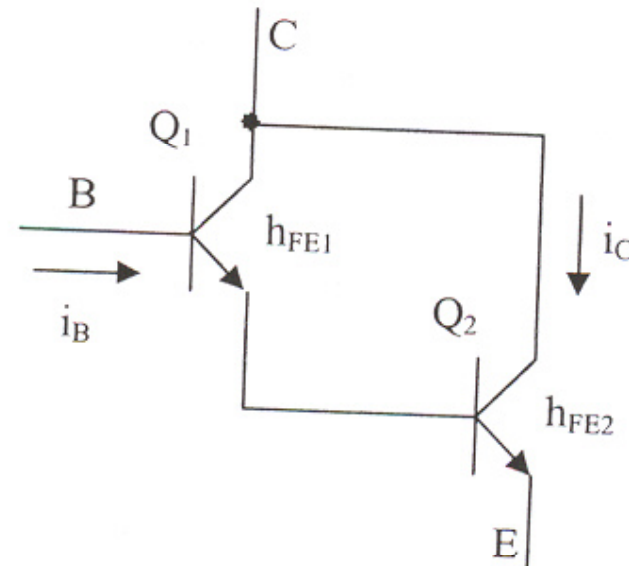
# Configuración Darlington

- En esta estructura la corriente de base es:

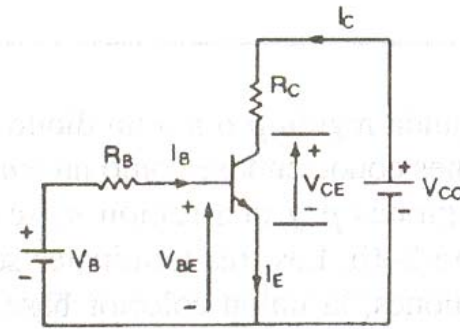
$$I_B = \frac{I_C}{\beta_1 \beta_2}$$



KSP13



## Ejemplo 1.3

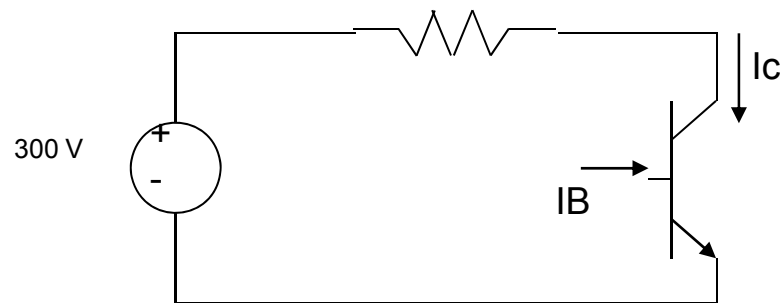


- El transistor bipolar de la figura tiene una  $\beta$  en el rango 8 a 40. La resistencia de carga es  $11\Omega$ . El voltaje de alimentación en cd es de  $V_{CC}=200\text{v}$  y el voltaje de entrada al circuito de  $V_B=10\text{v}$ , si  $V_{CEsat} = 1\text{v}$  y  $V_{BEsat}=1.5\text{v}$ . Encuentre:
  - El valor de  $R_B$  que resulta en saturación con un factor de sobre-excitación de 5.
  - La  $\beta$  forzada.
  - La pérdida de potencia  $P_t$  en el transistor.

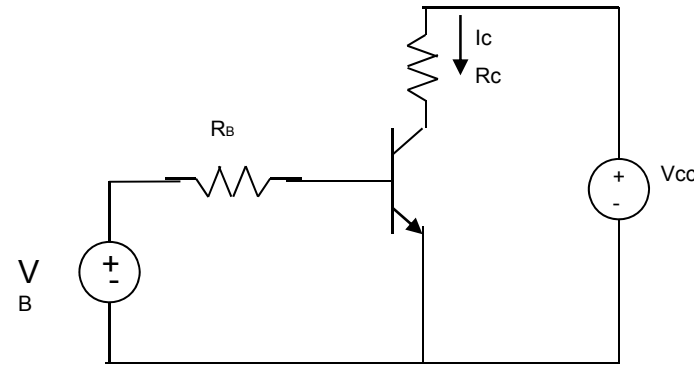
## Ejemplo 1.4

- Un transistor es utilizado en el circuito para suministrar una corriente a la resistencia de carga. Las condiciones de operación son  $R_L=25\Omega$  y  $\beta_f=5$ . Considerando  $V_{CEsat}=0.5v$ , Encontrar:

- a)  $I_C$
- b)  $I_B$
- c)  $P_t$



## Ejemplo 1.5

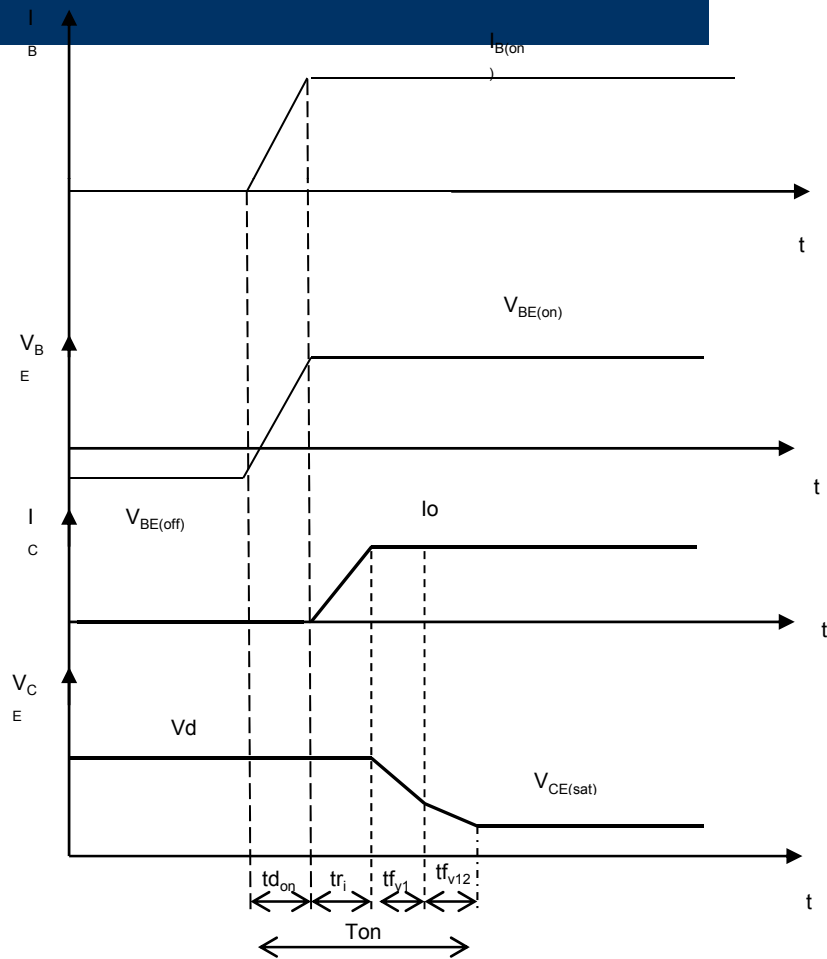
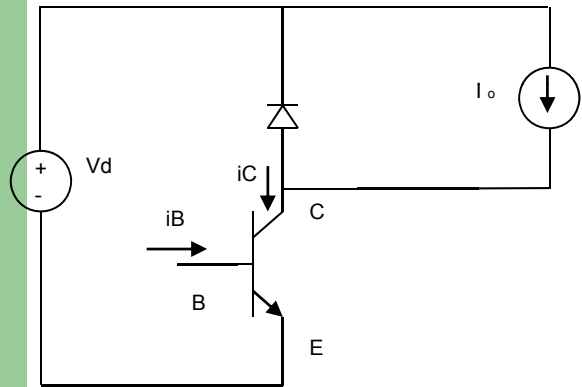


- El transistor bipolar de la figura tiene una  $\beta$  en el rango de 8 a 40. La resistencia de carga es de  $11 \Omega$ . El voltaje de alimentación en cd es  $V_{CC}=200 \text{ v}$  y el voltaje de entrada al circuito base es de  $V_B = 10 \text{ v}$ . Si  $V_{CE}=1 \text{ v}$  y  $V_{BE}=1.5 \text{ v}$  Encuentre:
- El valor de  $R_B$  que resulta en saturación con un factor de sobreexcitación de 5.
- La  $\beta_f$  forzada.
- La pérdida de potencia en el transistor.

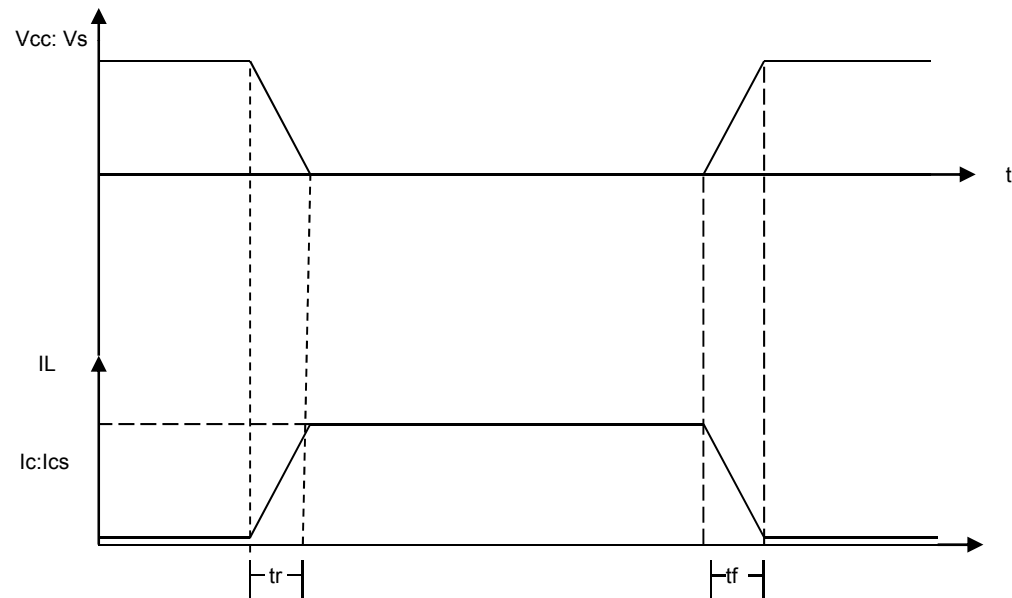


# LIMITACIONES POR $\frac{dv}{dt}$ y $\frac{di}{dt}$

- Los transistores requieren ciertos tiempos de encendido y de apagado.
- Las formas de onda resultantes en estas conmutaciones dependen del tipo de carga pero, por simplicidad, se considera solamente cuando se tienen cargas fuertemente inductivas (fuente de corriente constante).



# Tiempos de retardo $t_d$ y los tiempos de almacenamiento $t_s$



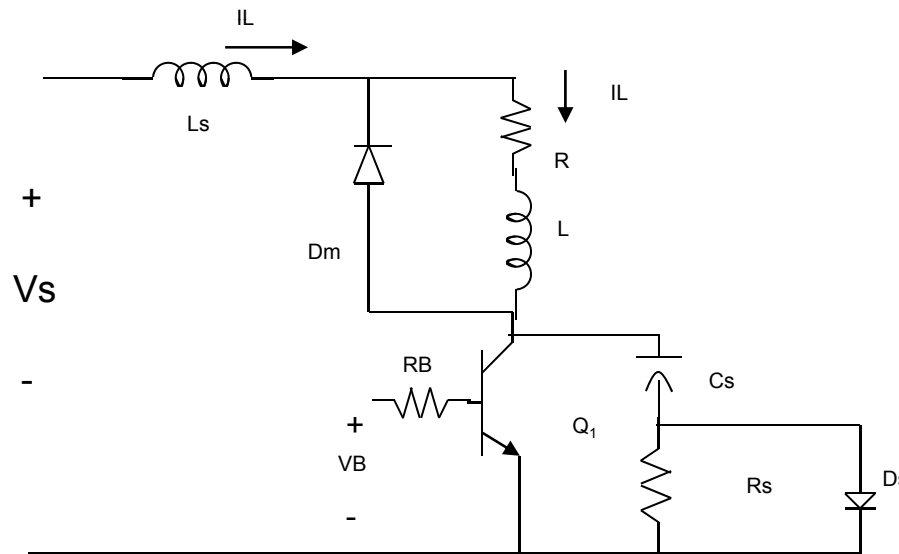
# la corriente de colector aumenta y la tasa $\frac{di}{dt}$ es

$$\frac{di}{dt} = \frac{I_L}{t_r} = \frac{I_{CS}}{t_r}$$

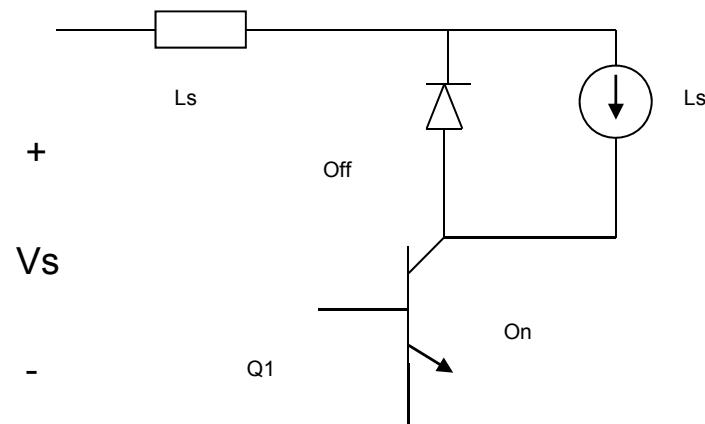
- Durante el apagado, el voltaje de colector a emisor debe aumentar en relación con la caída de la corriente de colector y la tasa  $\frac{dv}{dt}$  es.-

$$\frac{dv}{dt} = \frac{V_s}{t_f} = \frac{V_{CS}}{t_f}$$

# Protección para mantener la tasa $\frac{di}{dt}$ y $\frac{dv}{dt}$ de operación dentro de los límites admisible



- Si el interruptor esta abierto, en condiciones especiales la corriente de la carga  $I_L$  circula a través del diodo volante  $D_m$ , cuyo tiempo de recuperación inversa es despreciable.
- Cuando se enciende  $Q_1$  la corriente de colector sube y la corriente de diodo  $D_m$  cae, en esta condición el circuito equivalente es mostrado



- En este circuito el  $\frac{di}{dt}$  de encendido es

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L_s}$$

- Sustituyendo la expresión de  $\frac{di}{dt}$ , tenemos

$$\frac{I_{CS}}{t_r} = \frac{V_s}{L_s}$$

- Por lo tanto

$$L_s = \frac{V_s t_r}{I_{CS}} = \frac{V_s t_r}{I_L}$$

- Durante el apagado el capacitor  $C_s$  se carga por la corriente de carga, en este caso el Voltaje que aparece a través del transistor y el  $\frac{dv}{dt}$  es.-

$$\frac{dv}{dt} = \frac{I_L}{C_s}$$

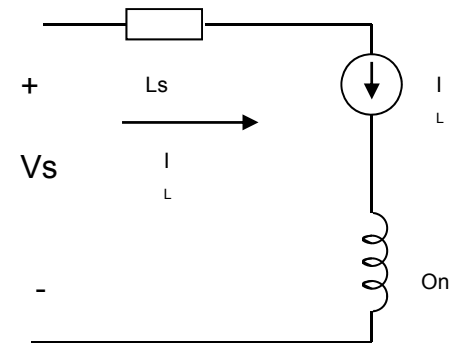


- Usando el valor de  $\frac{dv}{dt}$  previamente determinado

$$\frac{V_{CS}}{t_f} = \frac{I_L}{C_s}$$

- Despejando para  $C_s$

$$C_s = \frac{I_L t_f}{V_s}$$



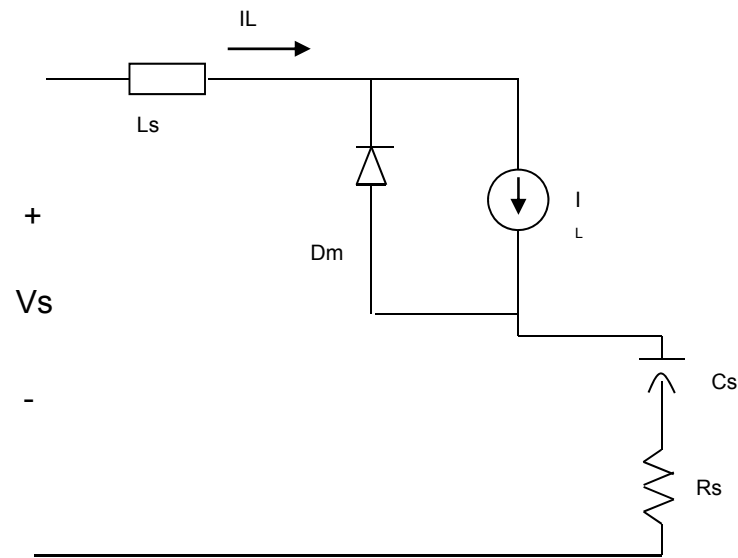
- Una vez cargado el capacitor hasta  $V_s$ , el diodo volante se activa, debido a la energía almacenada en  $L_s$ , quedando un circuito RLC, el cual se hace críticamente amortiguado para evitar oscilaciones

$$\alpha = \frac{R}{2L} \quad \omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

- Como en este caso  $\alpha = \omega_n$

$$\frac{R}{2L} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad \Rightarrow \quad R = \frac{2L}{\sqrt{LC}} = \frac{2\sqrt{L^2}}{\sqrt{LC}} = 2\sqrt{\frac{L}{C}}$$

$$R_s = 2\sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$$

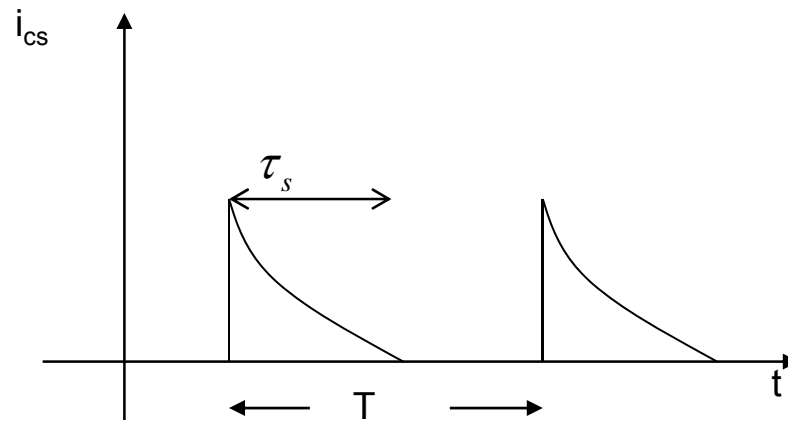


- El capacitor debe descargarse a través del transistor, lo que aumenta la especificación de la corriente pico del transistor. Se debe evitar la descarga por el transistor si se instala el resistor  $R_s$  a través de  $C_s$ , en lugar de ponerlo a través de  $D_s$ .

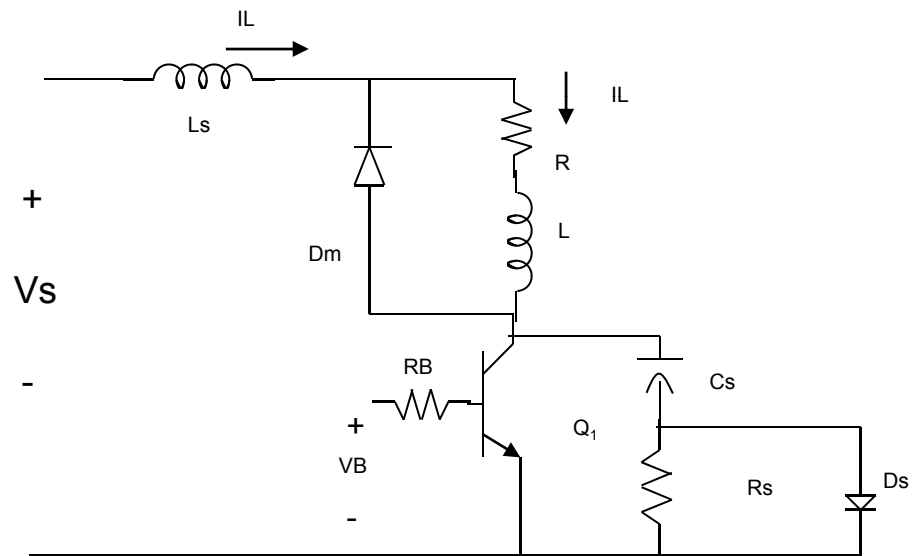
- En este caso, generalmente es adecuado un tiempo de descarga equivalente a:

$$3R_s C_s = T_s = \frac{1}{f_s}$$

$$R_s = \frac{1}{3C_s f_s}$$

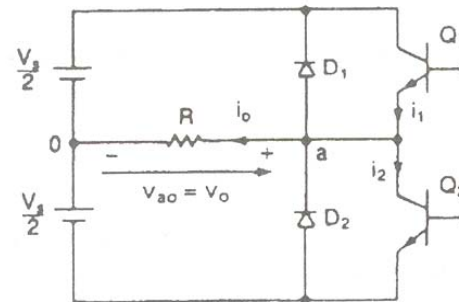


- **Ejemplo 1.6** Un transistor opera como un interruptor en conmutación a una frecuencia de  $f_s = 10\text{KHz}$ , con un arreglo tal y como se muestra en la figura 1.29, el voltaje de cd del pulsador es de  $V_s = 220\text{v}$ , la corriente en la carga de  $100\text{A}$ , el voltaje  $V_{CEsat}$  se desprecia, los tiempos de conmutación son  $t_d = 0\text{s}$ ,  $t_r = 3\mu\text{s}$  y  $t_f = 1.2\mu\text{s}$ . determinar los valores de:
  - $L_s$
  - $C_s$
  - $R_s$  para la condición de amortiguamiento crítico.
  - $R_s$  para que el tiempo de descarga se limite a la tercera parte del periodo de conmutación.

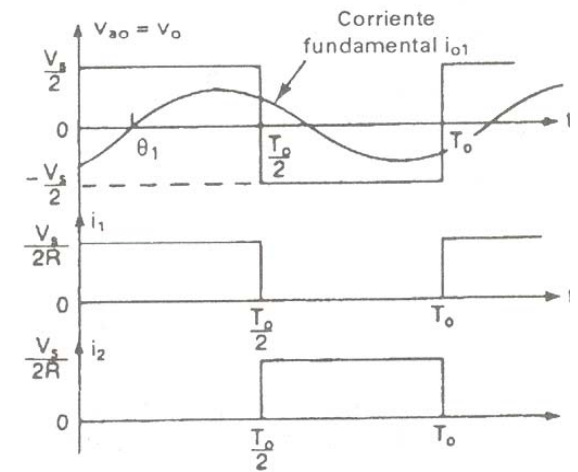


# Circuito de aplicación de Transistores y diodos (Inversor Monofásico de medio Puento)

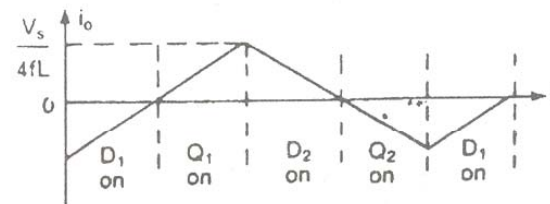
- Cuando  $Q_1$ =on durante  $T_o/2$  el voltaje en la carga es  $V_s/2$
- Si  $Q_2$ =on durante  $T_o/2$  el voltaje en la carga es  $-V_s/2$



(a) Circuito



(b) Formas de onda con carga resistiva



(c) Corriente de la carga con una carga altamente inductiva

# Análisis de Fourier

- El voltaje rms se puede encontrar a partir de

$$V_o = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2}{T_0} \int_0^{\frac{T_0}{2}} \frac{V_2^2}{4} dt} = \frac{V_s}{2}$$

- El voltaje Instantáneo de Salida se puede expresar en una serie de Fourier como

$$v_o(t) = \sum_{n=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{2V_s}{n\pi} \text{senn}\omega t$$

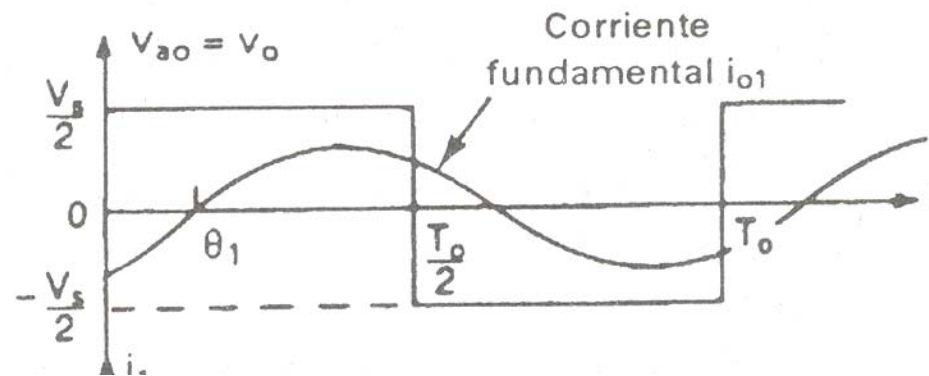
- Para  $n=1$

$$V_1 = \frac{2V_s}{\sqrt{2\pi}} = 0.45V_s$$



## Tarea # 3 (parte 2)

- Hacer el análisis de Fourier de la forma de Onda mostrada en el inversor.



- Determinar las primeras 11 armónicas si  $V_s=48$  volts

# MOSFET de Potencia

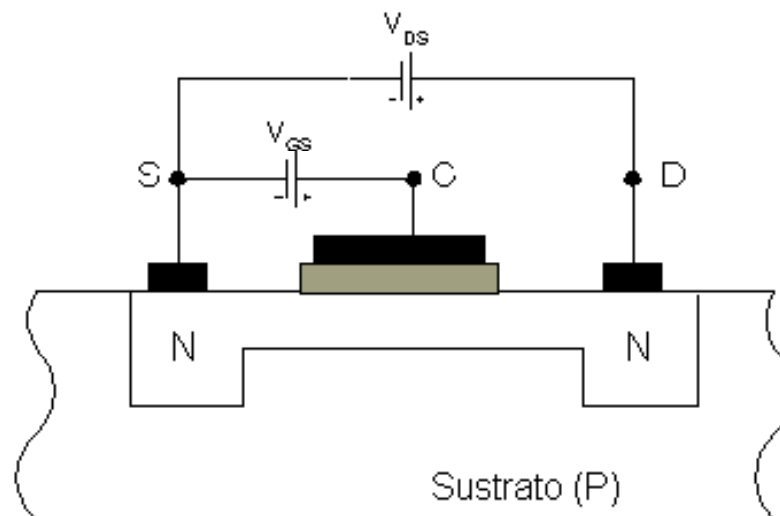
- Los Mosfets de potencia son dispositivos controlados por voltaje por lo que tienen una impedancia de entrada muy alta.

Los Mosfets son de dos tipos:

- Mosfet de agotamiento.
- Mosfet de enriquecimiento.

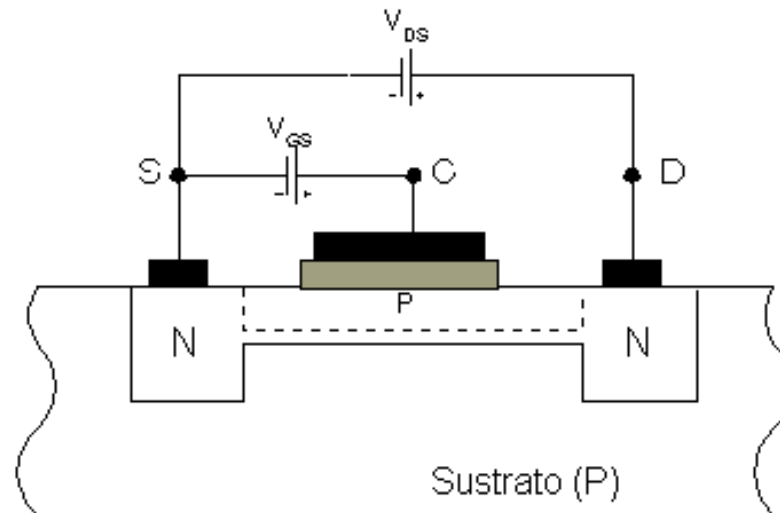
# Mosfet de agotamiento

- Un mosfet tipo agotamiento de canal n se forma en un substrato de silicio de tipo p, son dos silicios n+ fuertemente dopados para tener conexiones de baja resistencia.



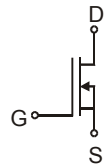
# Polarización

- Si  $V_{GS}$  se hace suficientemente negativo  $I_{DS}=0$  esto cuando  $V_{GS}=V_p$ .



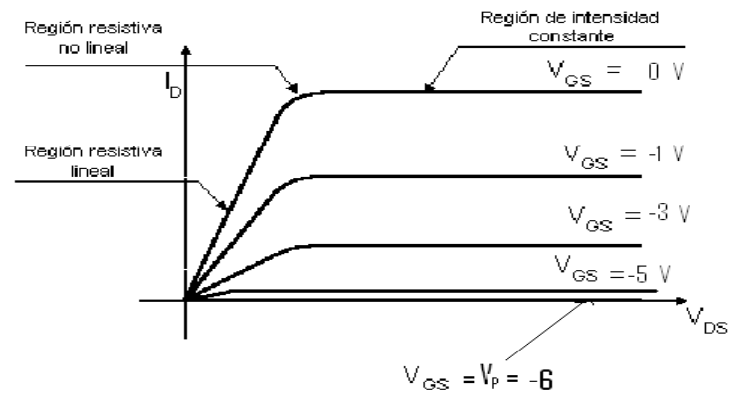
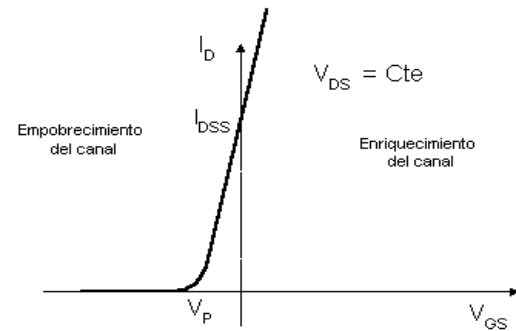
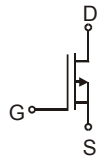
# Curvas Características

- Simbología



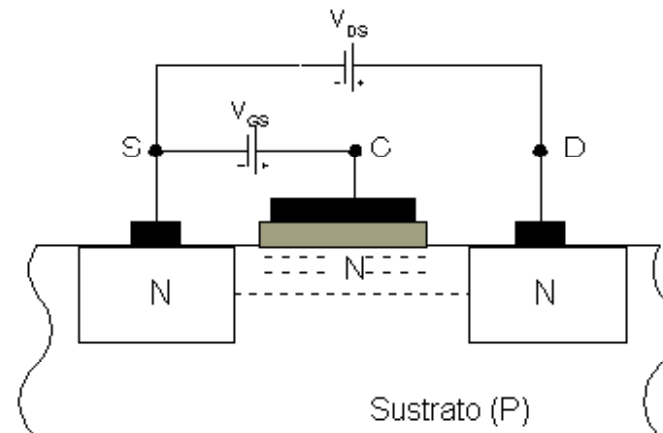
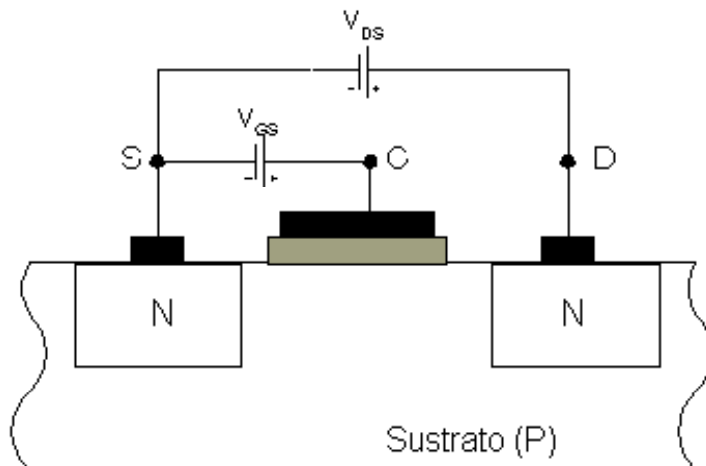
- Canal N

- Canal P



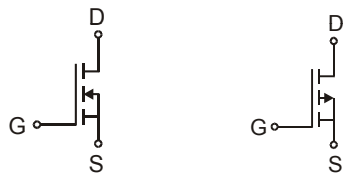
# Mosfet de Enriquecimiento

- Un mosfet tipo enriquecimiento de canal n no tiene un canal físico. Si  $V_{GS}$  es positivo mayor de  $V_T$  se formará un canal virtual.

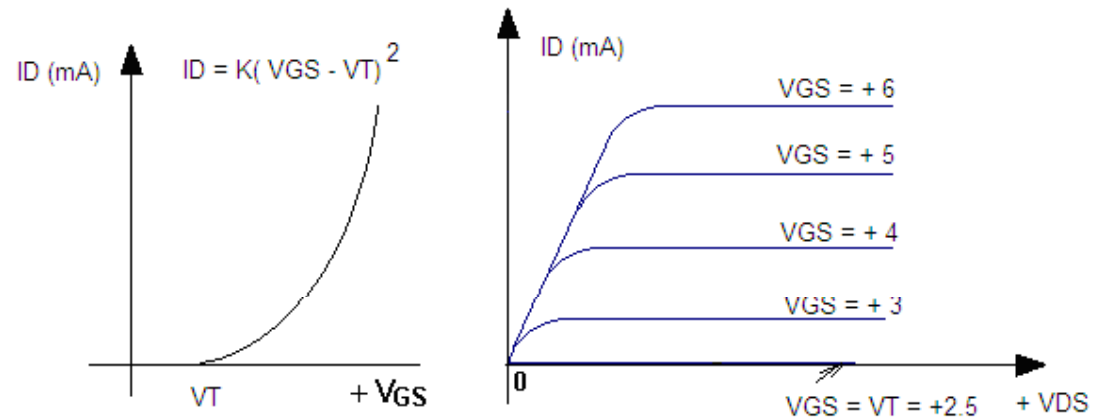


# Curvas características

- Símbolos



- Canal n    Canal P

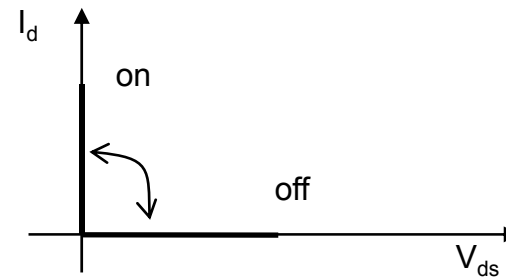


- No existe un valor  $ID_{SS}$  para el MOSFET de enriquecimiento, ya que la corriente de drenaje es cero hasta que el canal se ha formado.

$ID_{SS}$  es cero para  $V_{GS}=0$ . Para valores de  $V_{GS} > V_T$ .

$$i_D = k(V_{GS} - V_T)^2$$

# Características

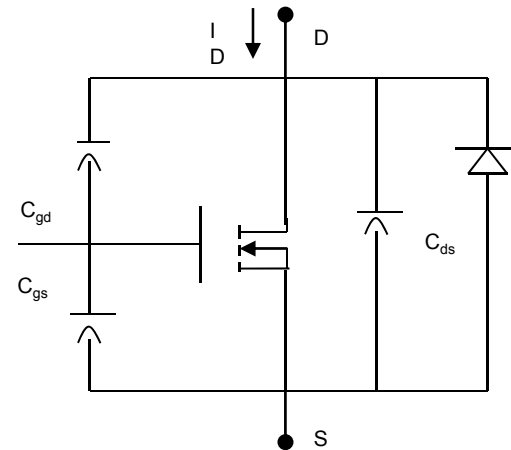
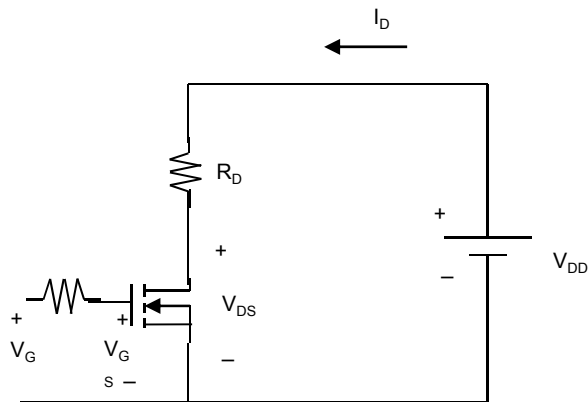


- Alta velocidad de conmutación (de kHz a Mhz), los tiempos de conmutación andan del orden de 30ns a 300ns.
- No presenta fenómeno de segunda ruptura, por lo que el área de trabajo seguro (SOA), mejora respecto al BJT.
- El control on-off se realiza mediante la tensión aplicada entre las terminales de compuerta y fuente (VGS), lo que reduce la complejidad del circuito de disparo, así como la potencia.
- Las tensiones máximas de bloqueo son relativamente bajas en los Mosfets de alta tensión (<1000v) y las corrientes máximas son moderadas (<500A).

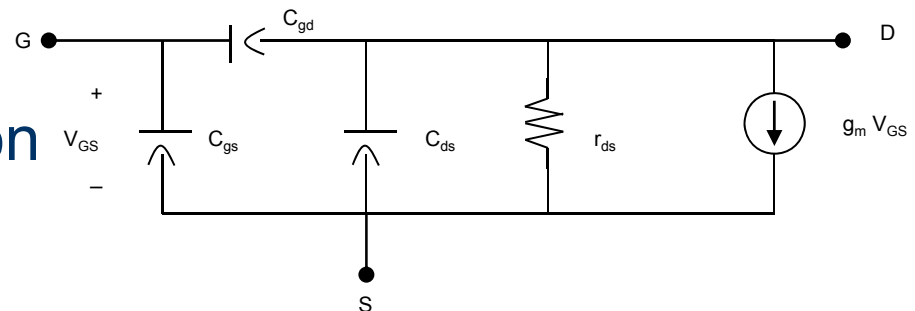


# Características de Conmutación

- Circuito de conmutación



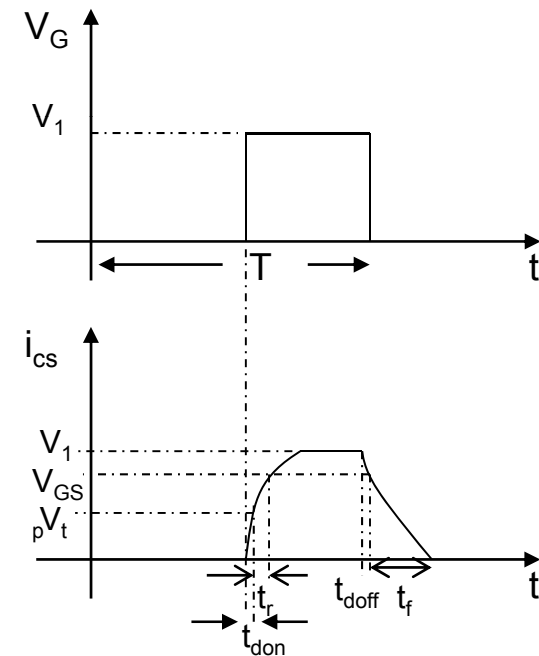
- Modelo de conmutación



# Tiempos típicos de conmutación

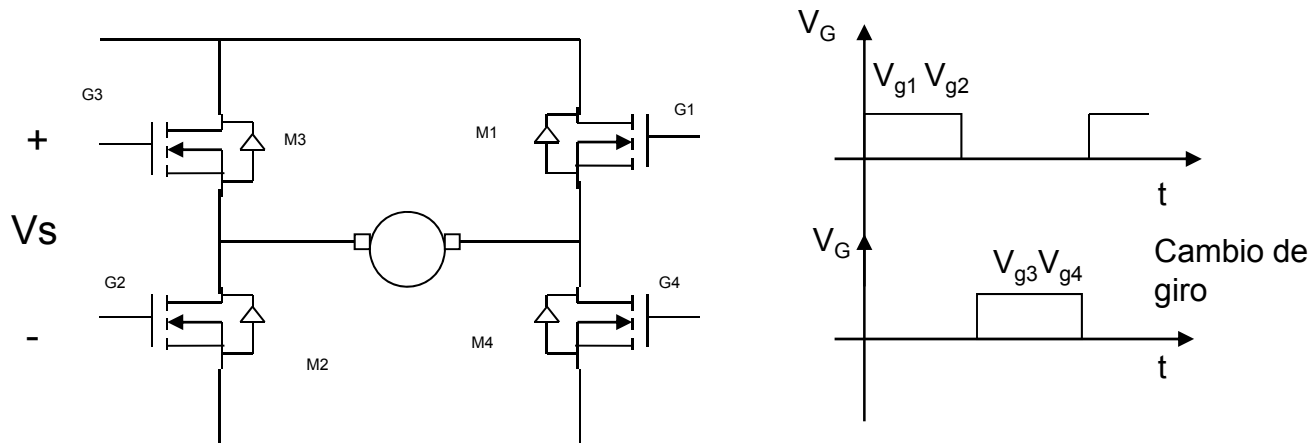
Donde:

- $t_{don}$ .- Tiempo de retraso de activación, es el tiempo requerido para cargar la resistencia de entrada al nivel de entrada umbral.
- $t_r$ .- Tiempo de elevación, es el tiempo de carga de la compuerta desde el nivel de umbral hasta el voltaje completo de la compuerta  $V_{GS}$ .
- $t_{doff}$ .- Tiempo de retraso de la desactivación, es el tiempo requerido para que la capacitancia de entrada se descargue desde el voltaje en sobre-excitación de la compuerta  $V_1$  hasta la región de estrechamiento VGS debe reproducirse antes de que VDS empiece a elevarse.
- $t_f$ .- Tiempo de abatimiento, es el tiempo que se requiere para que se descargue la capacitancia de entrada desde la región de estrechamiento hasta el voltaje umbral, si  $V_{GS} < V_T$  se desactiva.



# Aplicaciones Puente H

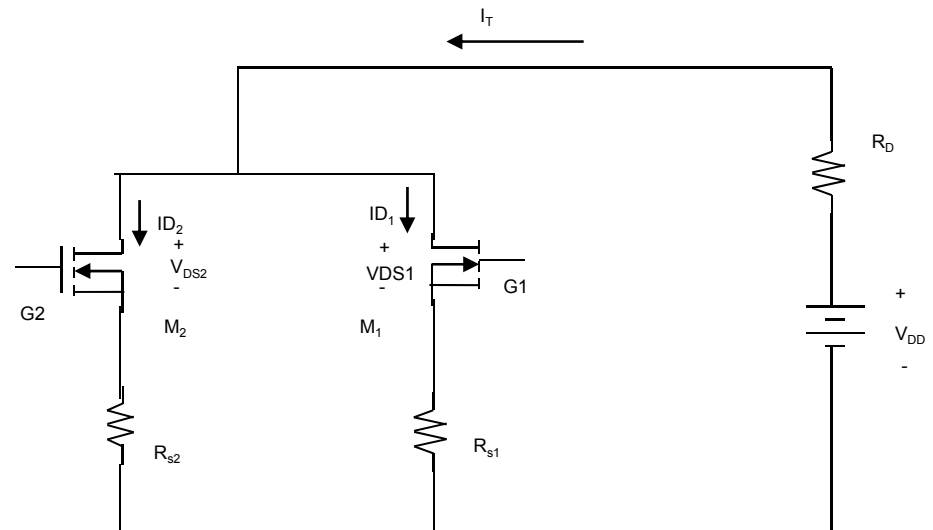
- Un puente H es un tipo de circuito electrónico que permite a un motor eléctrico de corriente directa cambiar de sentido al girar, le permite ir en ambos sentidos, en el sentido horario y anti horario.



# Ejemplo 1.7

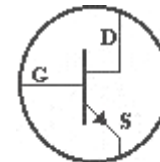
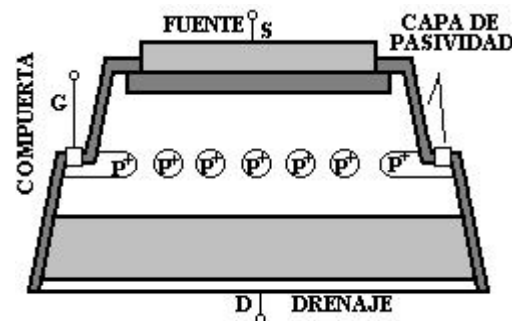
- Dos mosfet's conectados en paralelo similares conducen una corriente total de  $I_T=20A$ . El voltaje de drenaje a fuente del mosfet del mosfet M1, es  $V_{DS1}=2.5v$  y el del mosfet M2 es de  $V_{DS2}=3v$ . Determinar la corriente de drenaje de cada mosfet cuando:

- $R_{s1}=0.3\Omega$  y  $R_{s2}=0.2\Omega$
- $R_{s1}= R_{s2}=0.5\Omega$



# Transistor de Inducción Estática (SIT)

- El SIT es un dispositivo de alta potencia y alta frecuencia, un SIT es idéntico a un JFET excepto por la construcción vertical y de compuerta enterrada, tienen bajo ruido, baja distorsión y capacidad de alta potencia en audiofrecuencia.



# Principios de funcionamiento

- El SIT es un dispositivo normalmente activado y desactivado por un voltaje negativo en la compuerta, puede llegar a manejar voltajes del orden de 1200v y corrientes de hasta 300A. Entre sus principales características están:
- Es idéntico a un JFET
- Baja resistencia en serie de compuerta
- Baja capacitancia compuerta fuente
- Resistencia térmica pequeña
- Bajo ruido
- Baja distorsión
- Alta capacidad de potencia en audio frecuencia
- Tiempos de activación y desactivación muy pequeños (típicamente de 0.25 microsegundos)

## Ventajas

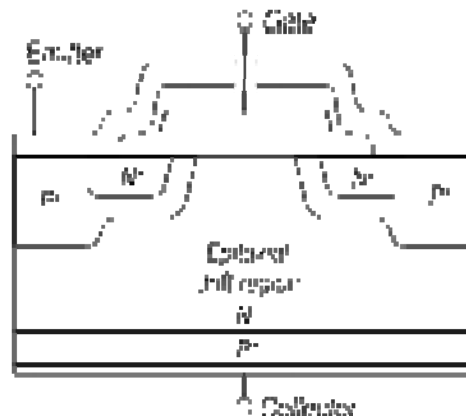
- La especificación de corriente puede llegar hasta los 300A. a los 1200 V. (tiempos de conmutación 0.25  $\mu$ s )
- La velocidad de conmutación es de hasta 100 KHz.
- Es muy adecuado para aplicaciones de alta potencia y alta frecuencia.

## Desventajas

- La caída de voltaje en estado activo es alta, (típicamente de 90v para un dispositivo de 180 A y de 18V para uno de 18 A). Por esa caída se limita su aplicación en conversiones de potencia en general.

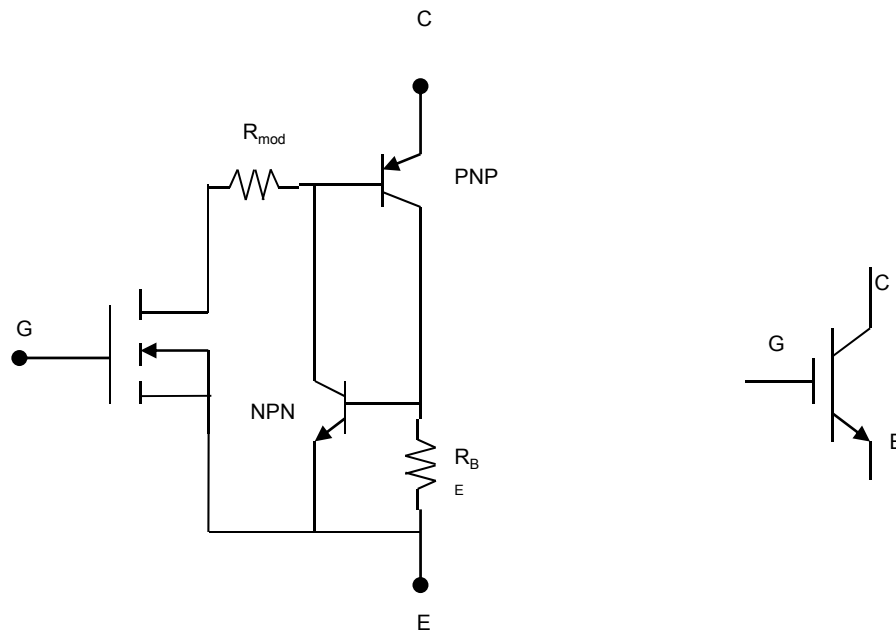
# Transistor Bipolar de Compuerta Aislada (IGBT).

- Los IGBT's (Isolated Gate Bipolar Transistor) combinan las ventajas de los BJT's y de los Mosfet's. Un IGBT tiene una alta impedancia de entrada, igual que un Mosfet y bajas pérdidas de conducción en estado on, como los BJT.



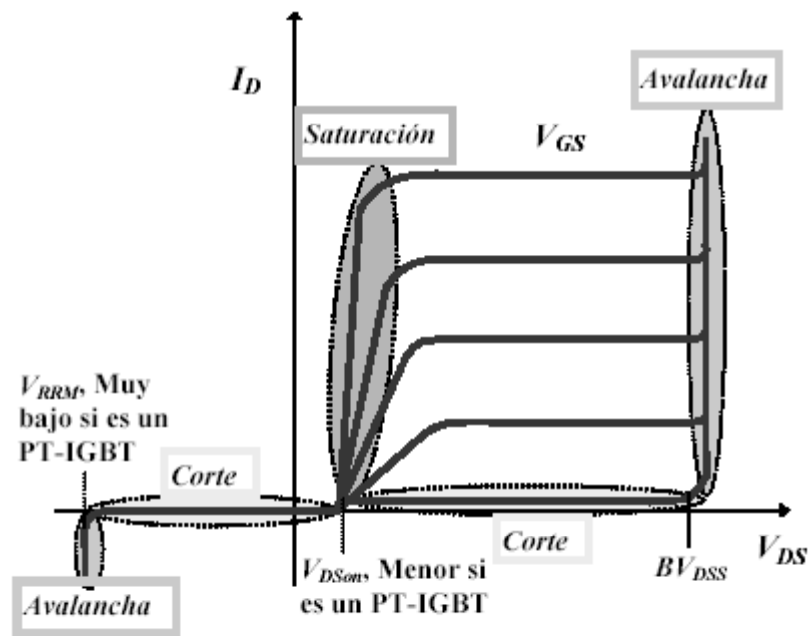


# Circuito Equivalente



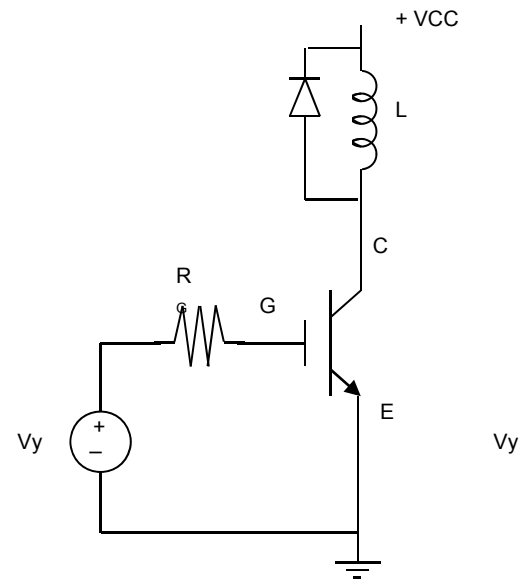
# Curvas características

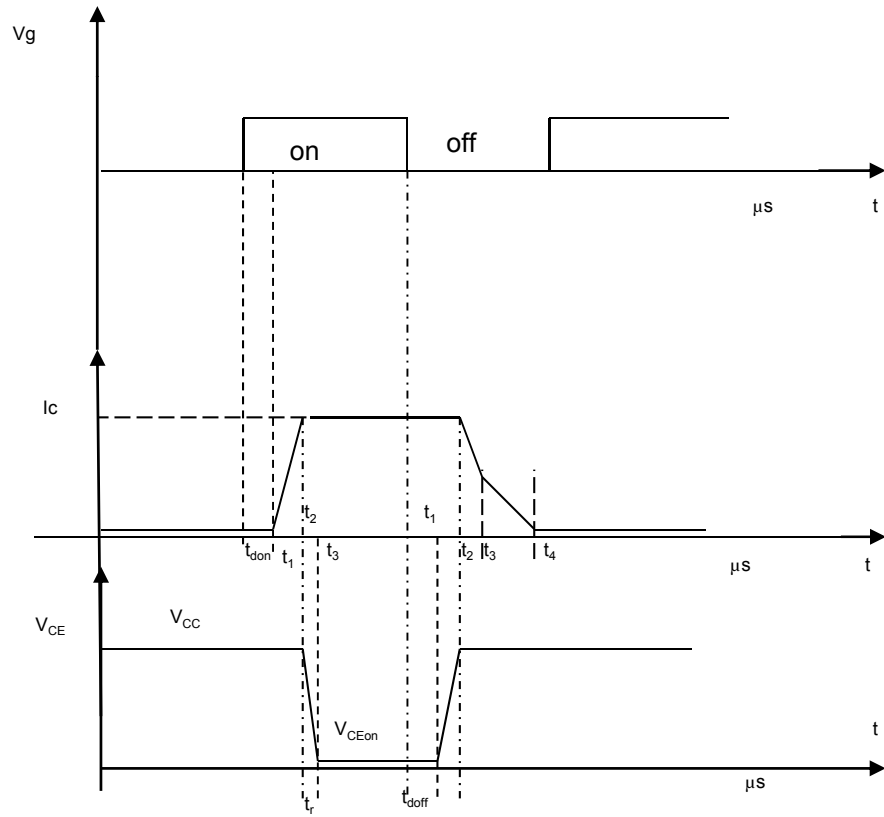
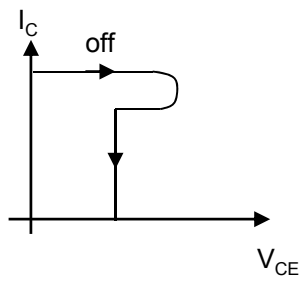
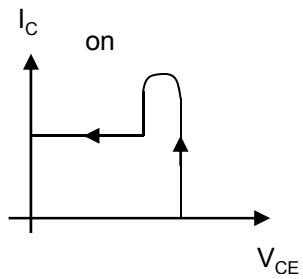
El IGBT es más rápido que el BJT pero su velocidad de conmutación es menor que la de los mosfet's



# Características de conmutación del IGBT

- La figura muestra las curvas de encendido del IGBT para el circuito anterior, en donde  $t_r$  representa el tiempo de crecimiento y  $t_f$  el tiempo de decaimiento.







## VENTAJAS

- ° Bajo voltaje en estado encendido.
- ° Son mas estables.
- ° Otra ventaja deriva de su velocidad de transformación: son tan rápidos, que la frecuencia de los impulsos que generan supera con facilidad el margen de la audición humana. Por eso se utilizan para conseguir compresores silenciosos de acondicionadores o refrigeradores

## DESVENTAJAS

- ° Menor capacidad de voltaje en estado apagado.
- ° Limitan la utilización en algunas aplicaciones.

# APLICACIONES

- Fuentes de Energía Eléctrica.
- Protección de los circuitos.
- Los IGBT son utilizados para activar y desactivar los píxeles (elementos de imagen) en las pantallas de las computadoras.
- El control de los motores eléctricos es muy importante ya que las fábricas dependen de máquinas, equipos o robots accionados por motores. También los trenes y tranvías eléctricos necesitan estos controles (los trenes de alta velocidad llevan hoy control por IGBT)
- Para variar la velocidad y la potencia de la mayoría de los motores de corriente alterna (220v) modernos, se altera la frecuencia y la amplitud de la onda senoidal aplicadas al motor. Esta onda puede crearse mediante grupos de IGBT que emiten impulsos de duración y amplitud controladas con precisión.
- También contienen IGBT las reactancias de las lámparas fluorescentes y de arco con el fin de regular la potencia que generan estos tubos cuando descargan a través de la resistencia eléctrica del gas y emiten radiación electromagnética.

- **Ejemplo 1.8** Considere el circuito mostrado con las especificaciones:  $V_{cc}=350v$ ,  $I_o=4A$ . Seleccione un IGBT apropiado para el circuito mostrado en la figura 1.49, el diodo volante se asume ideal, el circuito es conmutado a un 50% del ciclo de trabajo de 40KHz. Calcule las pérdidas de potencia.
- Solución.- Seleccionando un IGBT de Harris Semiconductors que satisfaga los requerimientos de  $V_{cc}=350v$  e  $I_o=4A$ , tenemos el IGBT HGTP10N50C1, cuyos datos del fabricante son:

BVCES .- Voltaje de ruptura de colector a emisor 500v min

Ic.- Corriente continua de colector 10A

VCEsat.- Voltaje de colector a emisor en saturación 2.5v

VGE(th).-Voltaje threshold de compuerta 3v

gm.-Transconductancia 6.8

Coss.-50PF (CCE)

Cjss.-500pf (CgE)

Crss.-30 pf (Cgc)

Tiempo de encendido

Tdon.- 50ns

Tr.-50ns

Tiempo de apagado

Tdoff.- 400ns (t1)

Tf.- 500ns (t2-t1)

# Tiristores

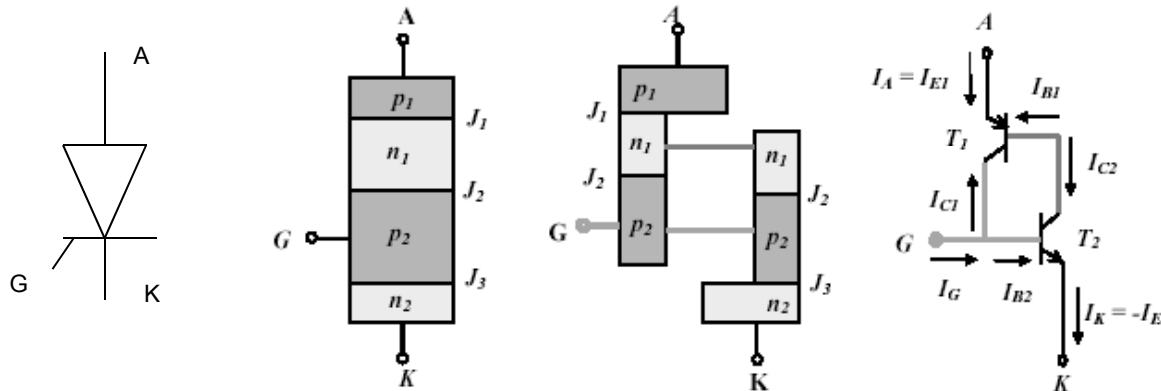


- Un tiristor es uno de los tipos más importantes de dispositivos semiconductores de potencia.
- Se operan como conmutadores biestables, pasando de un estado no conductor a un estado conductor.

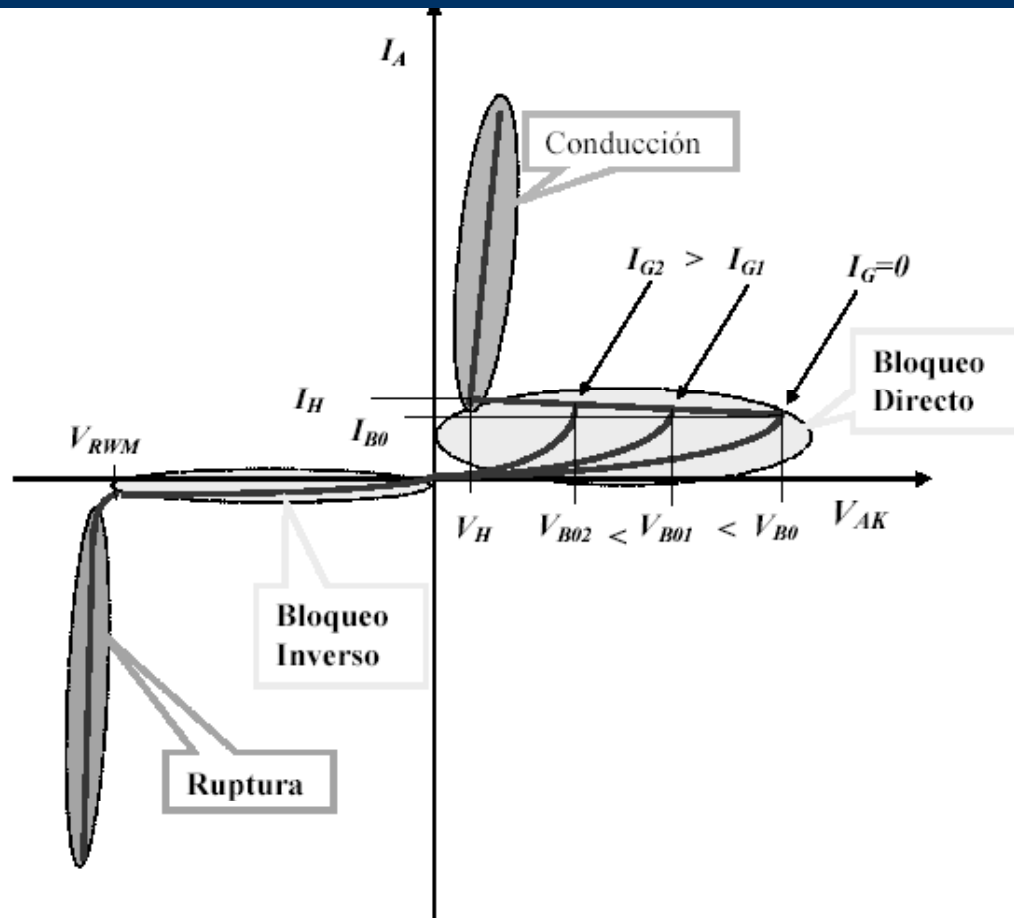


# Tiristor de Control de Fase

- Para que esta corriente fluya es necesario aplicarle una corriente a la terminal de control del SCR (gate) cuando el SCR esta polarizado directamente. De manera similar que un diodo, el SCR también bloquea la corriente en polarización inversa.



# Curva Característica



# PARÁMETROS DEL SCR

- **Ton** .- Tiempo de conducción (Turn-on time). Es el tiempo de duración mínima de la tensión de disparo para pasar El SCR de bloqueo a conducción, donde **Ton = td + tr**
- Con:
- **Td** es tiempo de retraso (proporcionado por fabricante)
- **Tr** es tiempo de subida (proporcionado por fabricante)
- **Toff Tiempo** de corte (Turn off time).- Es cuando el SCR permanece por debajo de las condiciones de mantenimiento, donde  $Toff = Tq$  donde:
- **Tq** es tiempo de recuperación al apagado (proporcionado por fabricante)
- **It (rms)**.- Máxima corriente de conducción. Es la máxima corriente eficaz que puede circular por el SCR durante el estado de conducción
- **dv / dt.**- Velocidad de incremento de voltaje al apagado. Son variaciones de voltaje entre ánodo y cátodo que pueden originar un disparo indeseado.

- **VRDM.-** Máxima tensión inversa de cebado ( $V_G = 0$ )
- **VFOM.-** Máxima tensión directa sin cebado ( $V_G = 0$ )
- **IF.-** Máxima corriente directa permitida.
- **PG.-** Máxima disipación de potencia entre compuerta y cátodo.
- **VGT-IGT.-** Máxima tensión o corriente requerida en la compuerta (G) para el cebado
- **IH.-** Mínima corriente de ánodo requerida para mantener cebado el tiristor
- **di/dt.-** Máxima variación de corriente aceptada antes de destruir el tiristor.

# Ventajas y Desventajas

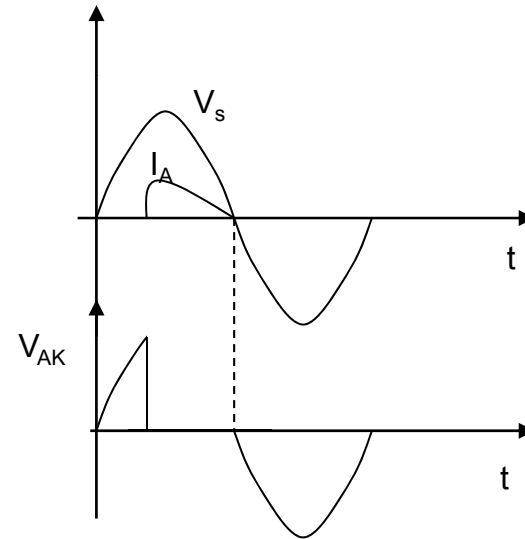
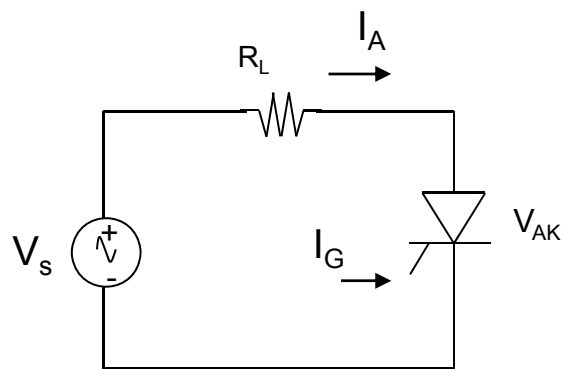
- **Ventajas**

- • Interruptor casi ideal.
- • Soporta tensiones altas.
- • Amplificador eficaz.
- • Es capaz de controlar grandes potencias.
- • Fácil controlabilidad.
- • Relativa rapidez.
- • Características en función de situaciones pasadas (memoria).

- **Desventajas**

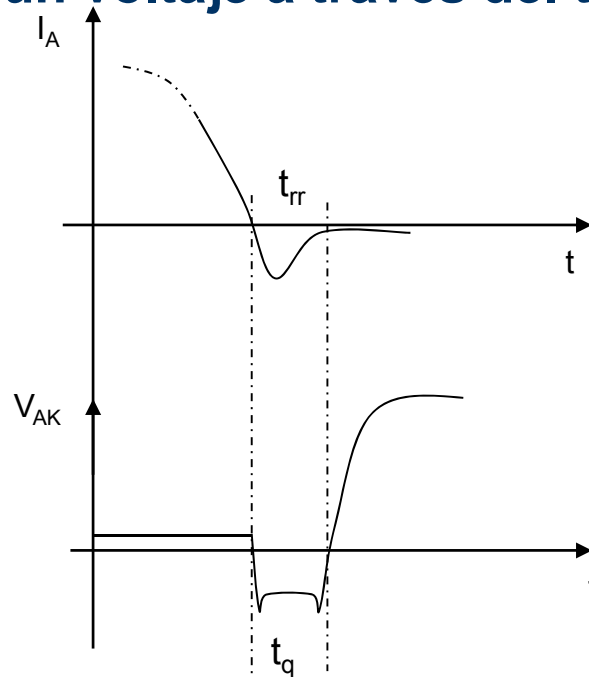
- • La frecuencia de trabajo en los SCR no puede superar ciertos valores.
- • El límite es atribuible a la duración del proceso de apertura y cierre del dispositivo.
- • La frecuencia rara vez supera los 10 Khz.

# Circuito de aplicación



# Apagado del SCR

- Si durante el intervalo  $t_q$  se aplica un voltaje directo al tiristor, el dispositivo se podría encender prematuramente y dañar al dispositivo y/o al circuito. Durante este intervalo se debe mantener un voltaje a través del tiristor.



# Aplicaciones

- Controles de relevador.
- Circuitos de retardo de tiempo.
- Fuentes de alimentación reguladas.
- Interruptores estáticos.
- Controles de motores.
- Recortadores.
- Inversores.
- Ciclo conversores.
- Cargadores de baterías.
- Circuitos de protección.
- Controles de calefacción.
- Controles de fase.



# METODOS DE ACTIVACIÓN DEL TIRISTOR

## TERMICA

- Si la temperatura de un tiristor es alta habrá un aumento en el número de pares electrón-hueco, lo que aumentará las corrientes de fuga.

## LUZ

- Si se permite que la luz llegue a las uniones de un tiristor, aumentaran los pares electrón-hueco pudiéndose activar el tiristor.

## ALTO VOLTAJE

- Si el voltaje directo ánodo a cátodo es mayor que el voltaje de ruptura directo VBO, fluirá una corriente de fuga suficiente para iniciar una activación regenerativa.

- **VELOCIDAD DE CAMBIO DE VOLTAJE (dv/dt)**

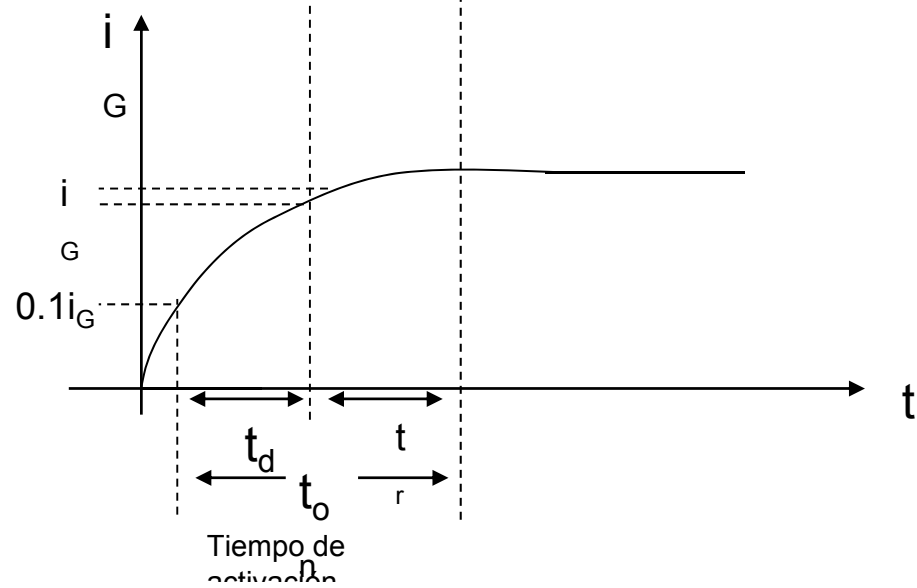
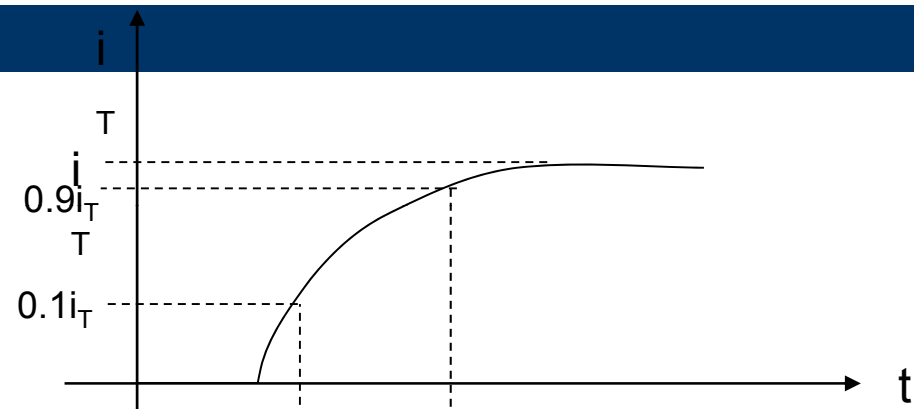
En la unión N1-P2 de la figura al estar polarizada inversamente el área de agotamiento tiene el comportamiento de un condensador.

$$i = \frac{d}{dt}(C_j V_{AK}) \quad i = C_j \frac{dV_{AK}}{dt} + V_{AK} \frac{dC_j}{dt}$$

Obsérvese que si  $\frac{dV_{AK}}{dt}$  cambia bruscamente produciendo una corriente.

## CORRIENTE DE COMPUERTA

- Si un tiristor está polarizado en directa, la inyección de una corriente de compuerta al aplicar un voltaje positivo de compuerta entre la compuerta y las terminales del cátodo activará al tiristor.

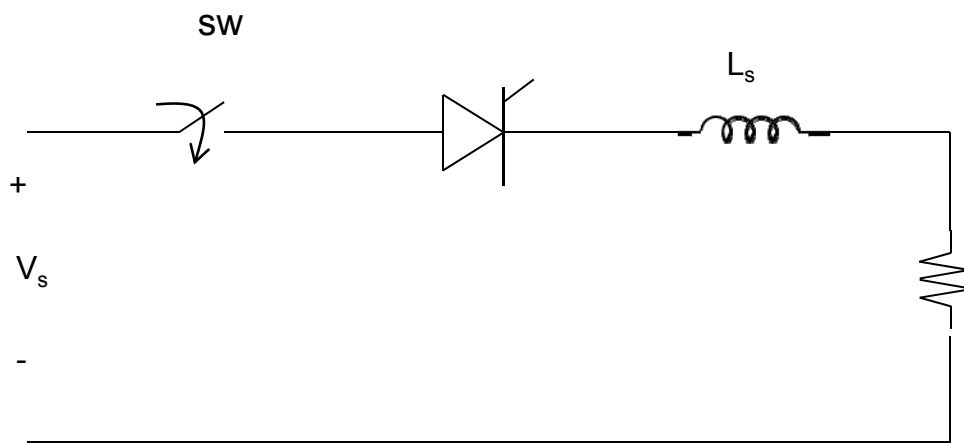


## Diseño de un circuito de control de compuerta.

- La señal de compuerta debe eliminarse después de activarse el tiristor.
- Mientras esté con polarización inversa no debe haber señal de compuerta.
- El ancho de pulso de la compuerta  $t_G$  debe ser mayor que el tiempo requerido para que la corriente del ánodo se eleve al valor de corriente de mantenimiento  $I_H$ .

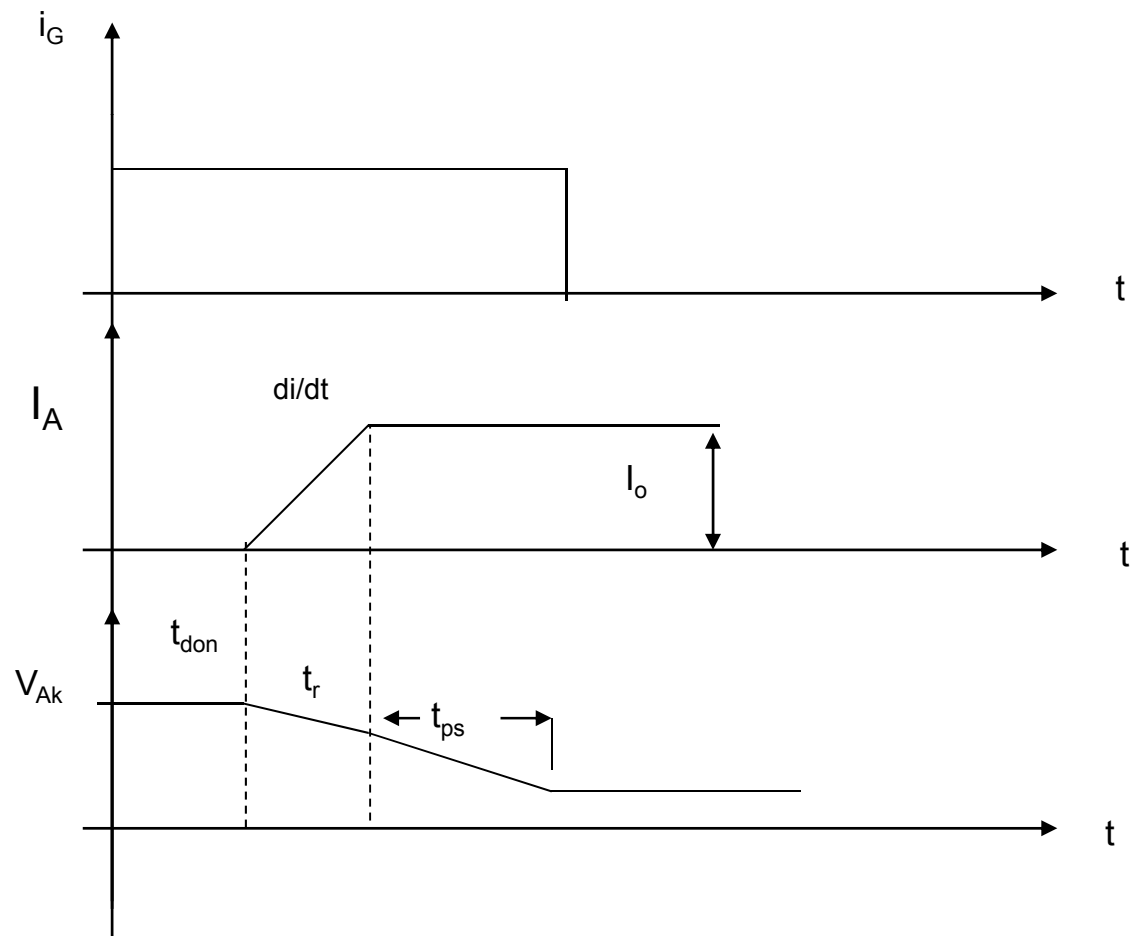
# Protección di/dt y dv/dt

- Normalmente, un pequeño inductor insertado en el circuito limita el valor de  $\frac{di}{dt}$  de la corriente de ánodo esto se muestra en la figura



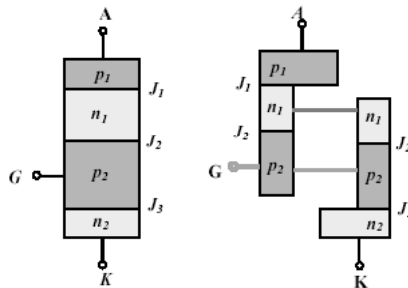
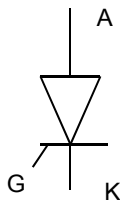
$$V_s \cong L_s \frac{di}{dt}$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L_s}$$



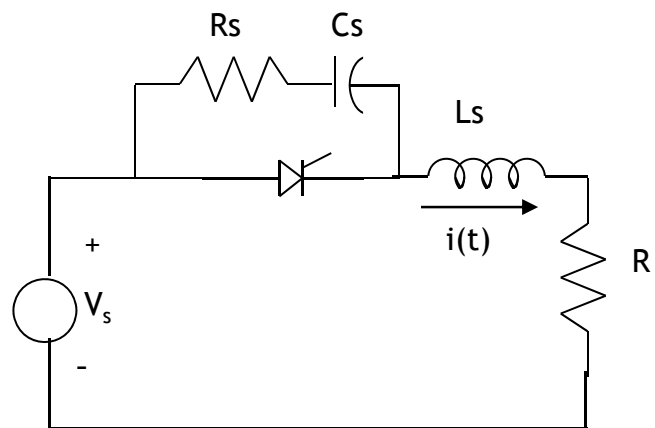
# Protección contra $\frac{dv}{dt}$

- Cuando se aplica un voltaje que polariza directamente a un tiristor, las dos uniones  $J_1$  y  $J_3$  se polarizan directamente, mientras que la unión  $J_2$  lo hace inversamente. Una unión polarizada inversamente tiene características similares a un capacitor.



$$i = C_j \frac{dV_{AK}}{dt}$$





# Tipos de Tiristores

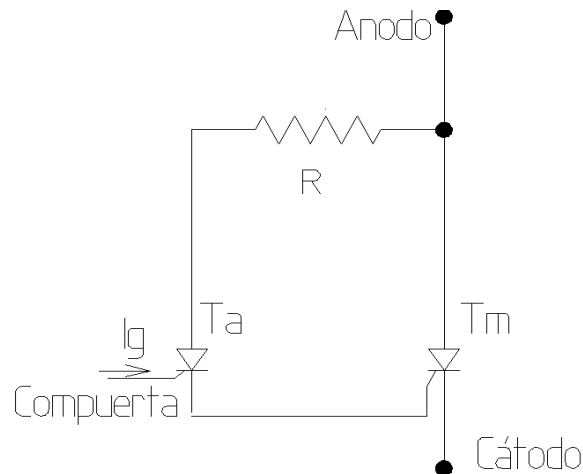
- Tiristores de conmutación rápida.
- Tiristor de triodo bidireccional (TRIAC).
- Tiristor de conducción inversa (RCT).
- Tiristor de desactivación por compuerta (GTO).
- Tiristor de apagado por MOS (MTO).
- Rectificador Controlado de silicio activado por luz (LASCR)

# Tiristores de conmutación rápida.

- Estos son usados principalmente en aplicaciones de conmutación de alta velocidad con conmutación forzada. Tienen un tiempo corto de desactivación (5 a 50  $\mu\text{s}$ ), dependiendo del rango de voltaje. A este tipo se le conoce también como de grado inversor.

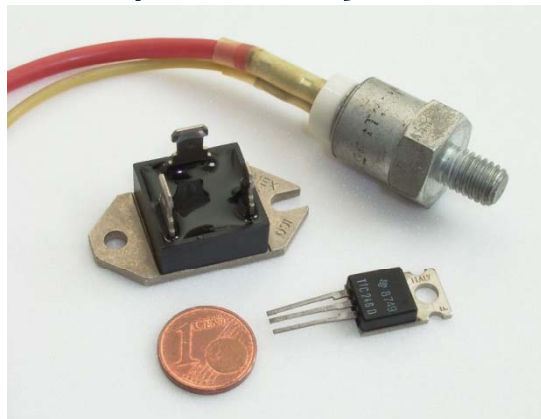
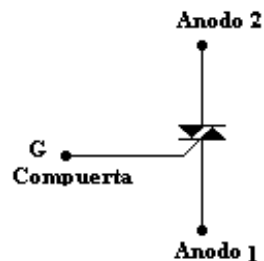
## Aplicaciones:

1. Se utilizan como rectificadores de onda.
2. Convertidores de CA-CA.
3. Reguladores de Potencia mediante el disparo en cierto Angulo de conducción.
4. Convertidores de CD e inversores.

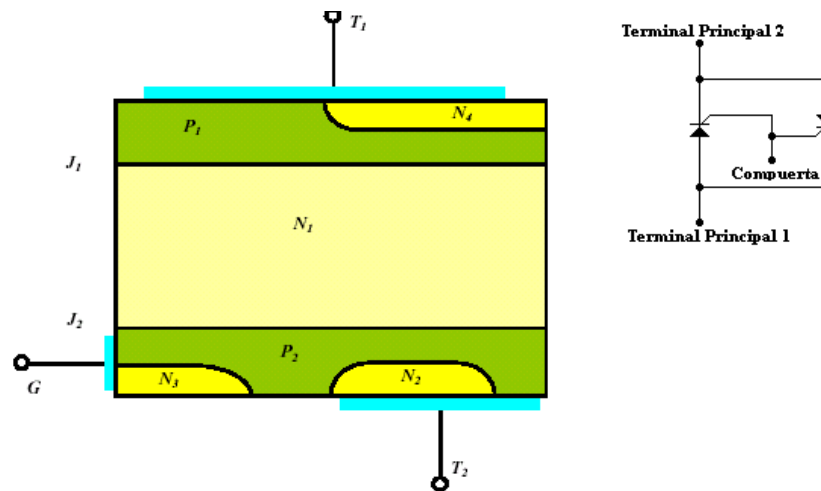


# Tiristor de triodo bidireccional (TRIAC)

- El TRIAC es un dispositivo electrónico aproximadamente igual a dos SCR, unidos en paralelo-inverso y sus compuertas conectadas.
- Este un dispositivo semiconductor de tres terminales que se usa para controlar el flujo de corriente a una carga, conduce en ambos sentidos y puede ser bloqueado por inversión de la tensión o al disminuir la corriente por debajo del valor de mantenimiento.

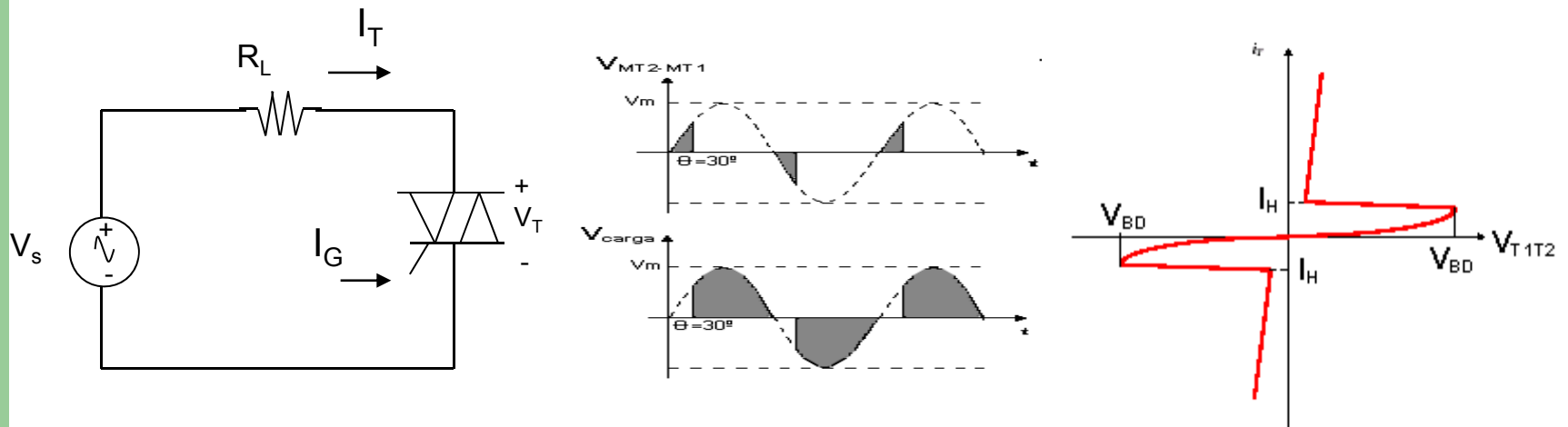


- EL triac tiene una estructura con seis capas, aunque funciona siempre como un tiristor de cuatro capas. El Triac actúa como dos rectificadores controlados de silicio (SCR) en paralelo, la figura muestra dicha estructura y su circuito equivalente.



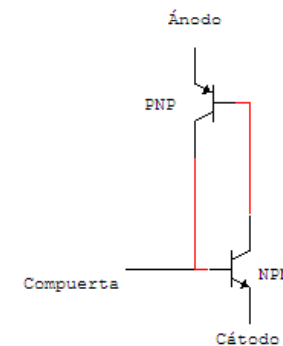
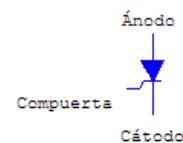
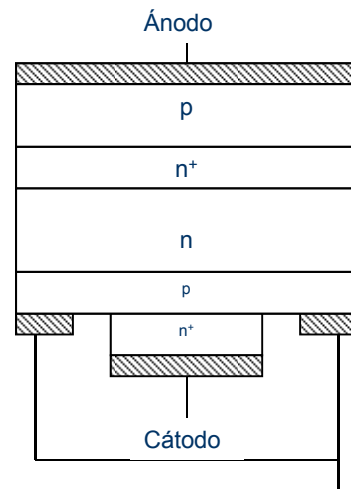
# CURVA CARACTERÍSTICA VOLTAJE-CORRIENTE.

- La figura muestra la curva característica TRIAC, en ella se observa el punto  $V_{BD}$  (tensión de ruptura) que corresponde al punto en cual el dispositivo pasa de una resistencia alta a una resistencia baja y la corriente, esta crece con un pequeño cambio en la tensión entre los ánodos.



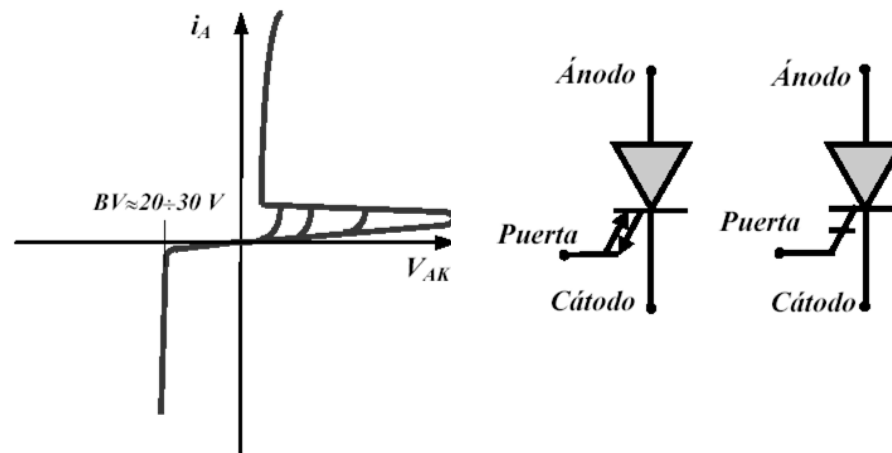
# Tiristor de desactivación por compuerta (GTO)

- Entre las mejoras más recientes que se le han hecho al tiristor está el apagado por compuerta (GTO). Un tiristor GTO es un SCR que puede apagarse por una pulsación suficientemente grande en su compuerta de entrada, aun si la corriente  $i_D$  excede  $I_H$ . Aunque los tiristores GTO se han venido usando desde 1960, solamente se volvieron prácticos para las aplicaciones de control de motores, al final de los años setenta.



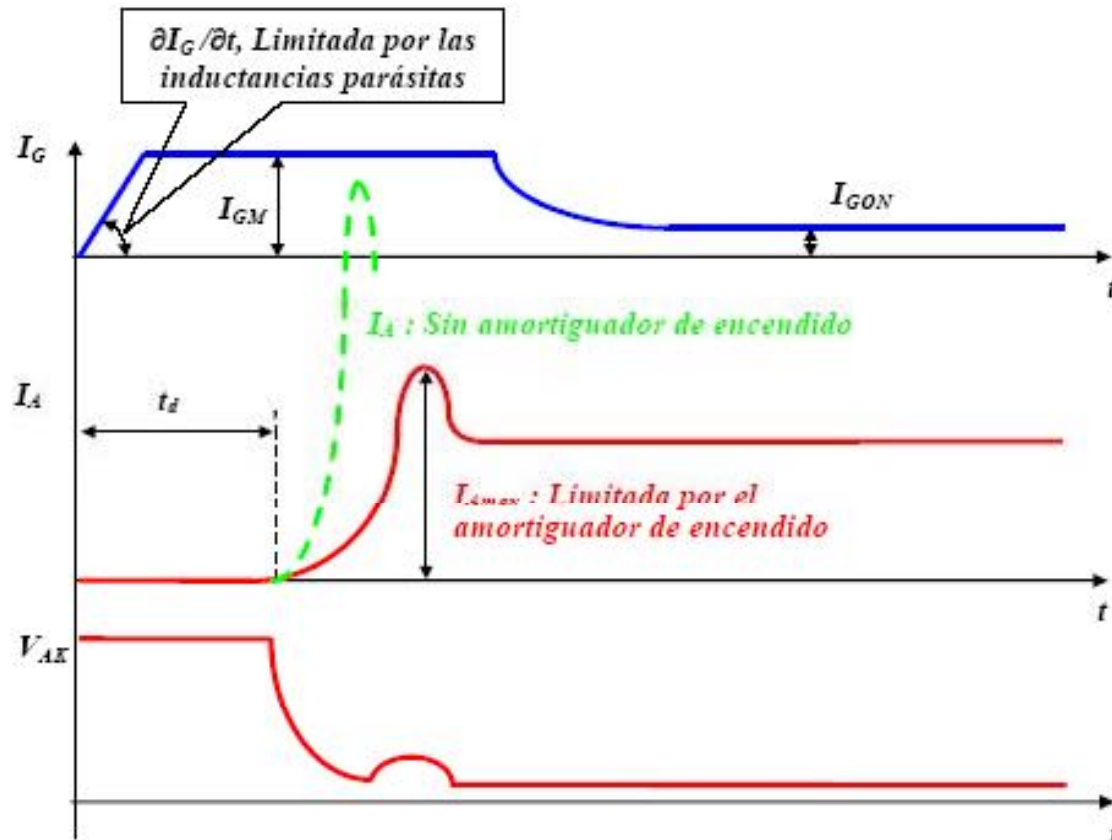
# PRINCIPIOS DE OPERACIÓN

- Un GTO puede ser encendido con un voltaje de polarización directo aplicado al ánodo y por un pulso de corriente positiva en la terminal “gate”, como en el SCR, pero a diferencia de este, también puede ser apagado por un pulso de corriente negativa en la misma terminal. Ambos estados, son controlados por la corriente de dicha terminal.





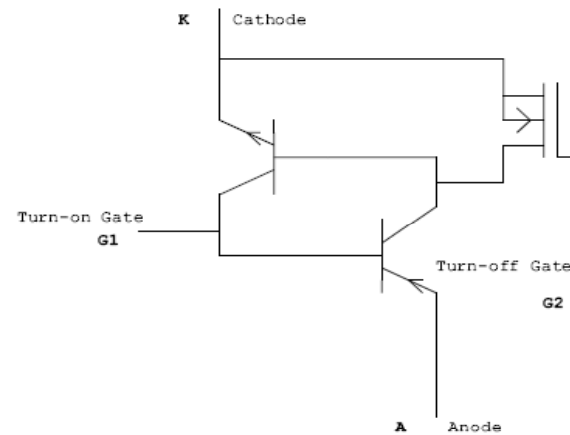
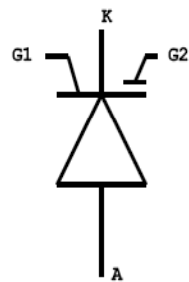
# Graficas de encendido



## Tiristor de apagado por MOS (MTO)

- Fue desarrollado por Silicon Power Company (SPCO). Es una combinación de un GTO y un MOSFET, que juntos superan las limitaciones de capacidad de apagado del GTO. El inconveniente principal de los GTO es que requieren un circuito de encendido con grandes pulsos de corriente, para la compuerta de baja impedancia.

- El MTO es una combinación de un GTO y un MOSFET, que juntos mejoran las capacidades de apagado del GTO.



- **Características**
- Capacidad de corriente / Voltaje 4500v/500A
- Frecuencia Maxima(Hz) 5kHz
- Tiempo de conmutación 80-110 $\mu$ s
- Resistencia de estado cerrado 10.2m $\Omega$
- Aplicaciones: aplicaciones de gran potencia desde 1 hasta 20MVA
- También tienen una mayor dv/dt y en forma parecida al GTO, tienen una larga cola de corriente de apagado.
- **Aplicaciones**
- -Control de Motores.
- -Trenes Eléctricos.
- -Fuentes de suministro eléctrico.
- **Desventajas**
- -Tiene un corto rango de tiempo de conmutación
- **Ventajas**
- -Manejo de grandes potencias

# Rectificador Controlado de Silicio Activado por Luz (LASCR)

- Su nombre técnico LASCR, que significa "SCR Activado por Luz". En este dispositivo la terminal gate se deja simplemente como electrodo para control de sensibilidad.
- Este dispositivo se activa mediante radiación directa sobre el disco de silicio provocado con luz.



# Estructura

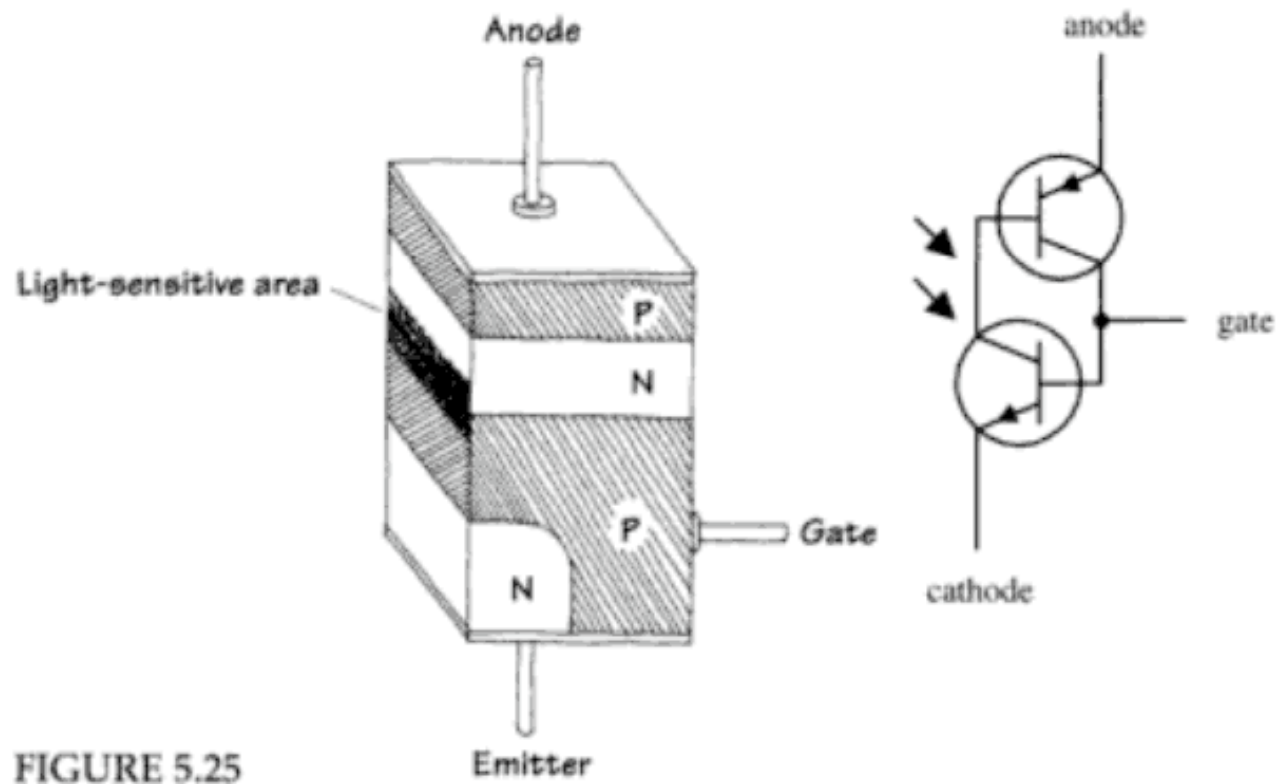
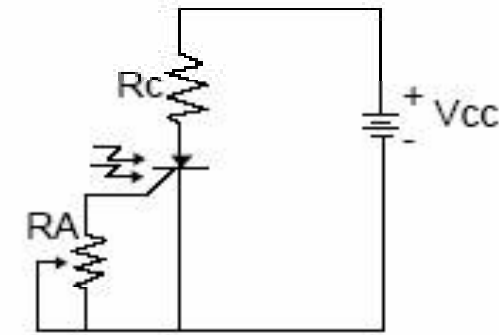
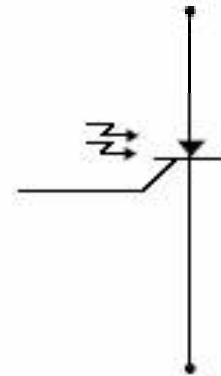


FIGURE 5.25

- Circuito de polarización

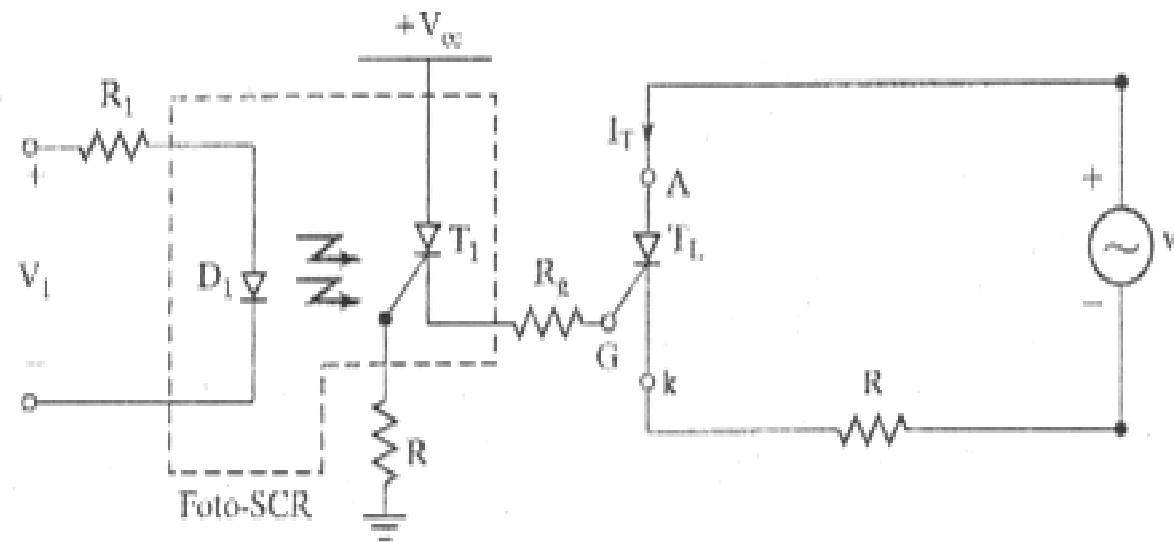


RA.- Ajuste de disparo



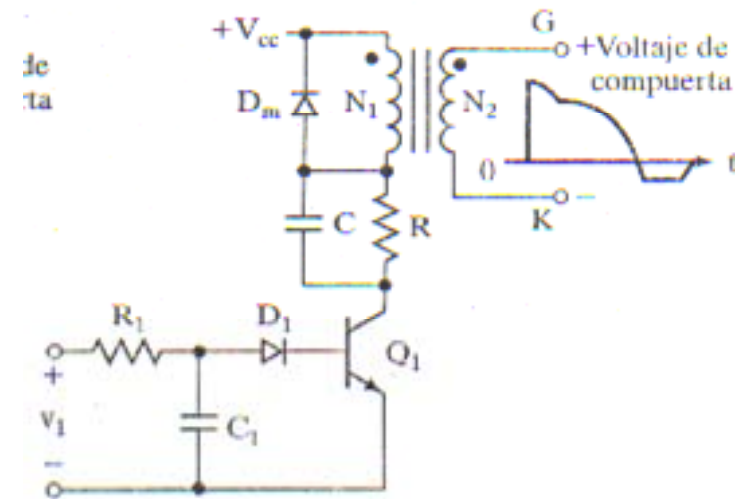
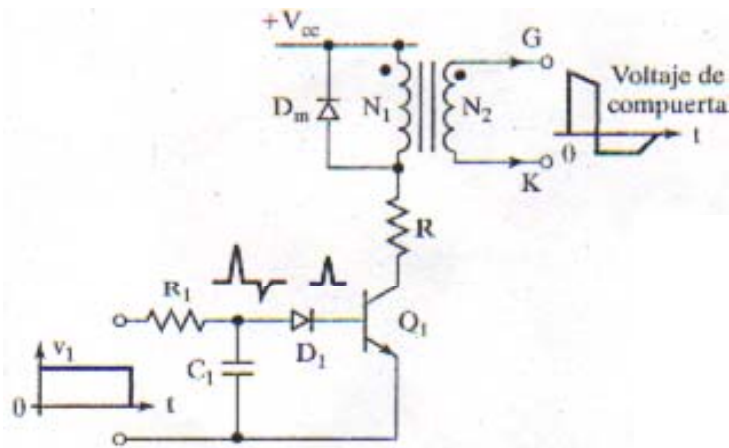
# Circuitos de disparo de los tiristores

- Aislamiento por fotoscr





# Aislamiento por transformador de pulso



# Referencias

- 1.- ELECTRONICA DE POTENCIA  
SEGUNDA EDICIÓN 1995  
MUHAMMAD H. RASHID  
ED. PRENTICE HALL.
- 2.- COMPONENTES ELECTRÓNICOS DE POTENCIA  
MARCOS PASCUAL MOLTÓ  
ED. UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE VALENCIA-ALFAOMEGA
- 3.- POWER ELECTRONICS  
NED MOHAN  
THIRD EDITION 2003  
ED. WILEY
- 4.- ELECTRÓNICA DE POTENCIA  
JOSÉ MANUEL BENAVENT GARCÍA  
UNIVERSIDAD POLITECNICA DE MADRID-ALFAOMEGA 2000
- 5.- ELECTRÓNICA DE POTENCIA FUNDAMENTOS BÁSICOS  
SALVADOR SEGUI CHILET  
UNIVERSIDAD POLITECNICA DE MADRID-ALFAOMEGA 2004



6.- POWER ELECTRONICS SYSTEMS THEORY AND DESIGN

JAI. P. AGRAWAL

ED. PRENTICE HALL 2001

7.- ELECTRONICA DE POTENCIA

DANIEL W. HART

ED. PRENTICE HALL 1997

8.- POWER ELECTRONICS

MARVIN J. FISHER

PWS-KENT PUBLISHING COMPANY 1991

9.- ELECTRÓNICA DE POTENCIA BÁSICA

ENRÍQUEZ HARPER

ED. LIMUSA 2006

10.- TIRISTORES

R. K. SUGANHI

ED. LIMUSA 1994

11.- ELECTRONICA INDUSTRIAL MODERNA

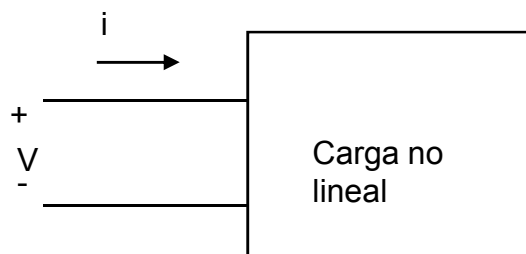
THIMOTY J. MALONEY

ED. PEARSON 2006

# ELECTRÓNICA DE POTENCIA

## Capítulo II CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN NATURAL

# Definición de conceptos bajo condiciones no senoidales



Considerando el circuito no lineal alimentado por una fuente no senoidal como el mostrado en la figura, se tiene que su respuesta es no senoidal, en donde:

$$V(t) = V_m \text{sen}(\omega t)$$

$$i(t) = \sum_{n=1}^N I_m \text{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

Se tiene entonces que la potencia instantánea es dada por.-

$$P(t) = v(t)i(t) = V_m \text{sen}(\omega t) \sum_{n=1}^N I_n \text{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

$$P(t) = V_m I_n \sum_{n=1}^N \text{sen}(\omega t) \text{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

La cual por identidades trigonométricas se transforma en:

$$P(t) = \sum_{n=1}^N \frac{V_m I_n}{2} \left[ \left( \cos((1-n)\omega t - \phi_n) - \cos((1+n)\omega t + \phi_n) \right) \right]$$

- Esta ecuación muestra se tiene una componente constante solo para  $n=1$  y otras componentes del doble, triple, etc. De la frecuencia fundamental de la fuente.
- Calculando la potencia promedio, tenemos

$$P(t) = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=1}^N \frac{V_m I_n}{2} \cos[(1-n)\omega t - \phi_n] dt - \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=1}^N \frac{V_m I_n}{2} \cos[(1+n)\omega t + \phi_n] dt$$

Obsérvese que la integral anterior es diferente de cero solo para cuando  $n=1$ , entonces se obtiene:

$$P = \frac{V_m I_1}{2} \cos \phi_1$$

- **Valores RMS**

- Sea  $f(t)$  de la forma

$$f(t) = \sum_{n=1}^N F_n \text{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

Entonces se tiene

$$f^2(t) = \sum_{n=1}^N F_n \text{sen}(n\omega t + \phi_n) \sum_{m=1}^N F_m \text{sen}(m\omega t + \phi_m)$$

$$f^2(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N F_n F_m \text{sen}(n\omega t + \phi_n) \text{sen}(m\omega t + \phi_m)$$

Usando identidades trigonométricas y simplificando

$$f^2(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N \frac{F_n F_m}{2} \left\{ \left[ \cos((n-m)\omega t + \phi_n - \phi_m) \right] - \left[ \cos((n+m)\omega t + \phi_n + \phi_m) \right] \right\}$$

Dado que  $n=m$  se reduce a:

$$f^2(t) = \sum_{n=1}^N \frac{F_n^2}{2} \left[ 1 - \cos(2n\omega t + 2\phi_n) \right]$$



- Calculando la integral

$$F_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=1}^N \frac{F_n^2}{2} [1 - \cos(2n\omega t + 2\phi_n)] dt}$$

$$F_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T \sum_{n=1}^N \frac{F_n^2}{2} dt} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^N F_n^2}}{\sqrt{2}}$$

## Potencia aparente

- En este caso se tiene

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

$$I_{rms} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^N I_n^2}}{\sqrt{2}}$$

Entonces

$$S = V_{rms} I_{rms} = \frac{V_m \sqrt{\sum_{n=1}^N I_n^2}}{2}$$

# Factor de potencia

- Utilizando las expresiones anteriores se obtiene:

$$fp = \frac{P}{S} = \frac{\frac{V_m I_n \cos \phi_1}{2}}{\frac{V_m \sqrt{\sum_{n=1}^N I_n^2}}{2}} = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^N I_n^2}} \cos \phi_1$$

- Donde

$$\text{Factor de Distorsión} = \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{n=1}^N I_n^2}} \leq 1$$

$$\text{Factor de desplazamiento} = \cos \phi_1$$

# Potencia Reactiva y de Distorsión

- Definiendo a Q como la potencia reactiva

$$Q = \frac{V_m I_1}{2} \text{sen} \phi_1$$

Donde

$$P^2 + Q^2 = \left( \frac{V_m I_1}{2} \text{Cos} \phi_1 \right)^2 + \left( \frac{V_m I_1}{2} \text{sen} \phi_1 \right)^2$$

$$P^2 + Q^2 = \left( \frac{V_m I_1}{2} \right)^2 (\text{cos}^2 \phi_1 + \text{sen}^2 \phi_1)$$

$$P^2 + Q^2 = \frac{V_m^2 I_1^2}{4}$$

Y como

$$S = V_{rms} I_{rms} = \frac{V_m \sqrt{\sum_{n=1}^N I_n^2}}{2}$$
$$S^2 = \frac{V_m^2}{4} \sum_{n=1}^N I_n^2 = \frac{V_m^2 I_1^2}{4} + \frac{V_m^2}{4} \sum_{n=2}^N I_n^2$$

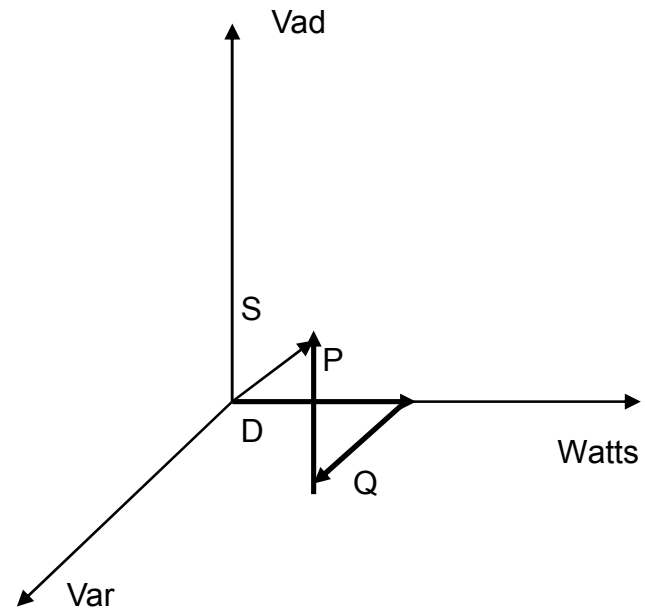
Por lo que

$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$$

Donde D queda definida como una potencia de distorsión, la cual esta dada por la multiplicación de las magnitudes de corriente y voltaje de diferentes frecuencias.

$$D = \frac{V_m}{2} \sqrt{\sum_{n=2}^N I_n^2} = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}$$

# El triangulo de potencias para sistemas no senoidales

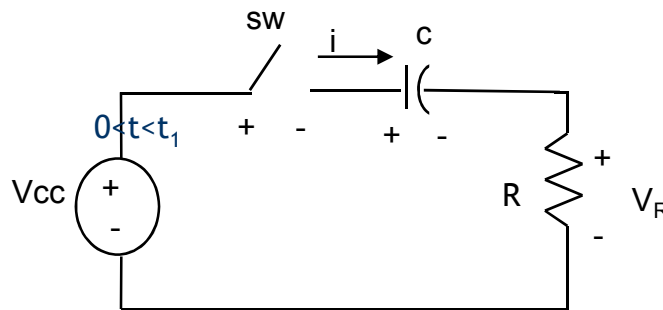


# Circuitos con interruptores y diodos

- Cuando se realiza el estudio del funcionamiento de los circuitos de potencia de un convertidor, frecuentemente nos encontramos con que éste está formado por una serie de semiconductores trabajando en conmutación, cada una con sus propias características, y la combinación serie o paralelo de resistencia, bobinas y capacitares.

# Circuito de CD con carga RC

- Si C está inicialmente descargado, el switch se cierra en  $t=0$ , se abre en  $t=t_1$  y se vuelve a cerrar en  $t=t_2$ .



Para  $0 < t < t_2$

$$V_{cc} = V_c + V_R = \frac{1}{C} \int_0^t i dt + Ri$$

Como el voltaje inicial del capacitor es cero, tenemos:

$$i(t) = \frac{V_{cc}}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad 0 < t < t_1$$

Como el voltaje inicial del capacitor es cero, tenemos:

$$i(t) = \frac{V_{cc}}{R} e^{-\frac{t}{RC}} \quad 0 < t < t_1$$

Para determinar el voltaje del capacitor aplicamos una LVK al circuito

$$V_c(t) = V_{cc} - i(t)R$$

Como el voltaje inicial del capacitor es cero

$$V_c(t) = V_{cc} (1 - e^{-\frac{t}{RC}}) \quad 0 < t < t_1$$



Para  $t_1 < t < t_2$

En este caso  $i(t) = 0$ , además

$$V_c(t) = V_c(t_1) = V_{cc} \left(1 - e^{-\frac{t_1}{RC}}\right)$$

Mientras que el voltaje del sw será

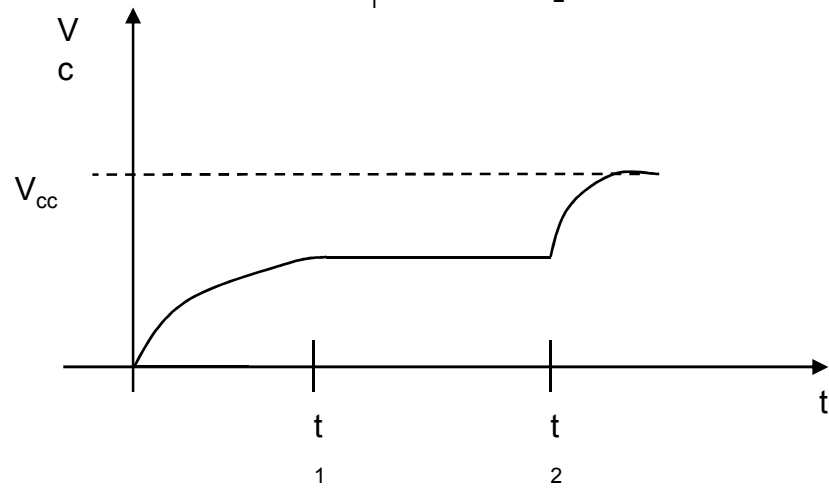
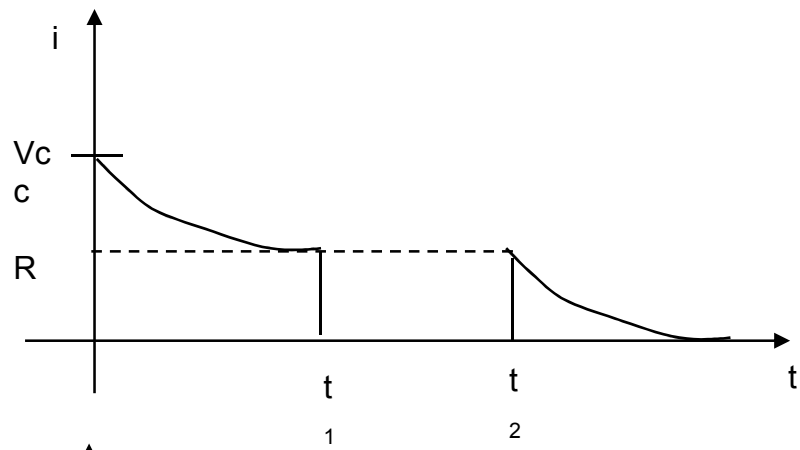
$$V_s = V_{cc} - V_c(t) = V_{cc} e^{-\frac{t}{RC}}$$

Para  $t > t_2$

$$i(t) = i(t_{2+}) e^{-\frac{(t-t_2)}{RC}}$$

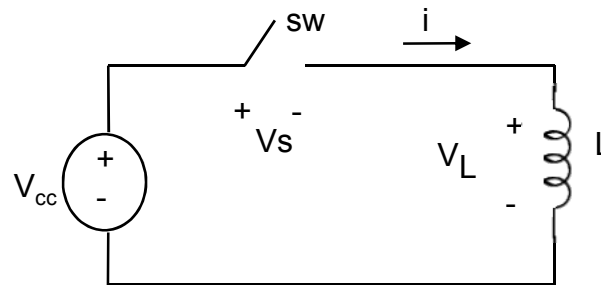
$$i(t) = i(t_1) e^{-\frac{(t-t_2)}{RC}}$$

$$V_c(t) = V_{cc} - \left( V_{cc} e^{-\frac{t_1}{RC}} \right) e^{-\frac{(t-t_2)}{RC}}$$



# Circuito de CD con carga inductiva

- Considerando el circuito de la figura, en donde el switch se cierra en  $t=0$  y se abre en  $t=t_1$ .



Al cerrar el interruptor para el intervalo  $0 < t < t_1$

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

Como en un inductor se cumple que

$$V_L = V_{cc}$$

Entonces

$$L \frac{di}{dt} = V_{cc}$$

Por lo que

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_{cc}}{L}$$

Integrando

$$\int di = \int \frac{V_{cc}}{L} dt + K$$

$$i(t) = \frac{V_{cc}t}{L} + K$$

Para  $t=0_+$

$$i(0_+) = \frac{V_{cc}(0)}{L} + K = K$$

$$i(t) = \frac{V_{cc}}{L}t + i(0_+)$$

Si  $i(0_+)=0$

$$i(t) = \frac{V_{cc}}{L}t$$

Para  $t > t_1$

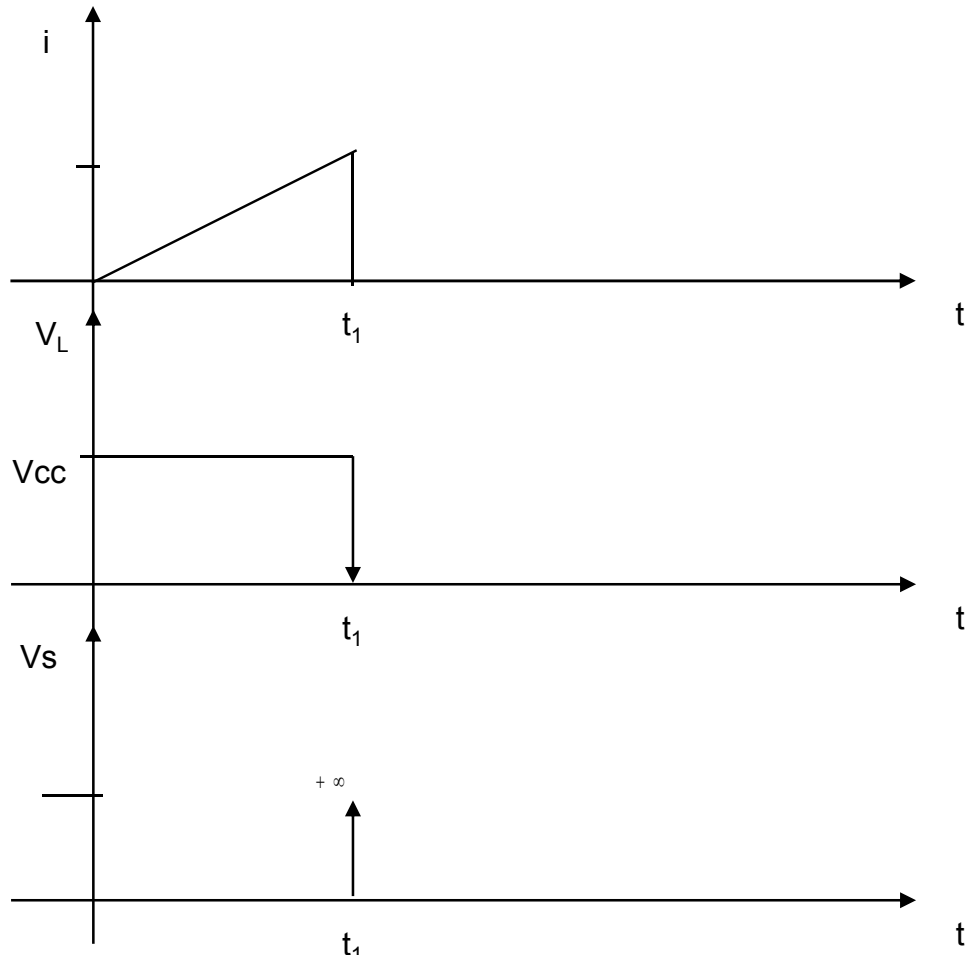
$$i(0) = 0 \quad V_L(t) = 0$$

Sin embargo, obsérvese que en  $t=t_1$ , si  $i(t)$  cambia instantáneamente de  $i(t)$  a 0 se tendría.-

$$V_L(t_1) = L \frac{di}{dt} = -\infty$$

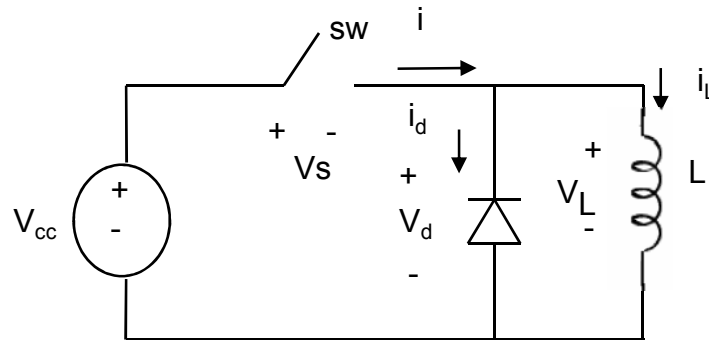
Y

$$V_s(t) = V_{cc} - V_L(t_1) = +\infty$$



# Circuito inductivo con diodo volante

- La solución al problema de la aparición de un voltaje elevado en el interruptor en el circuito anterior es la incorporación de un diodo en paralelo con la carga (diodo volante o fwd free Wheeling diode).



- Cuando el interruptor se cierra en  $t=0$ , suponiendo una corriente inicial del inductor  $I_0$ . La corriente en el diodo es cero por estar polarizado inversamente.

$$V_{cc} = V_L = L \frac{di}{dt}$$

$$i(t) = i_L(t) = \frac{V_{cc}}{L}t + I_0$$

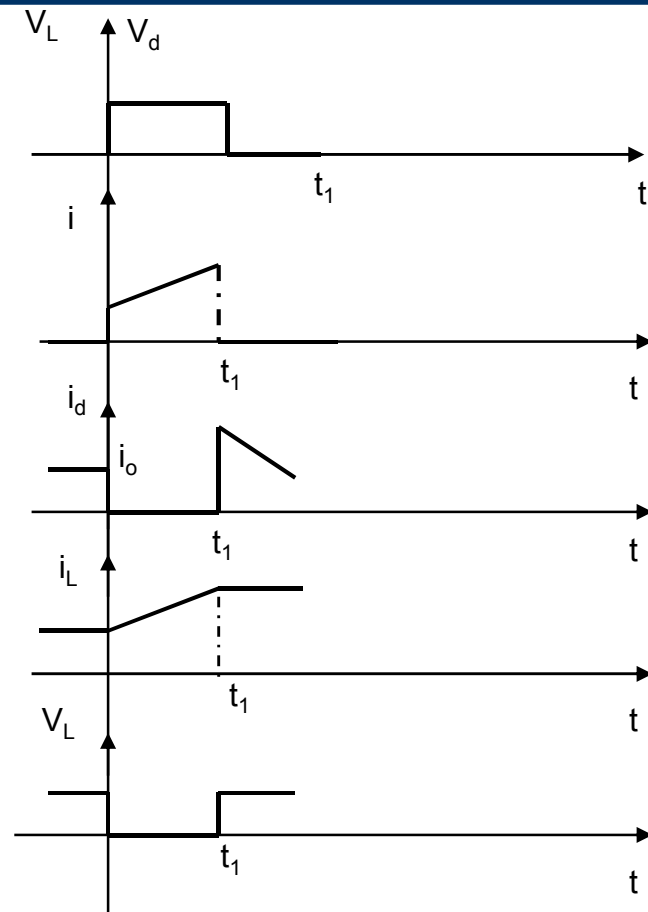
Como  $i_d=0$

Para  $t > t_1$  cuando se abre el sw, tenemos:

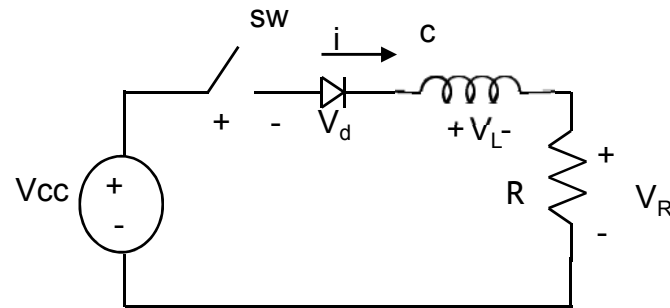
$$V_L = V_d = 0$$

$$L \frac{di}{dt} = 0 \Rightarrow i_L(t) = cte = i_d(t) \quad V_d = 0 \Rightarrow V_s = V_{cc}$$





# Circuito de diodo con carga RL



- Considere el circuito con diodo y carga RL de la figura, en donde el sw se cierra en  $t=0$  y se abre en  $t=t_1$ .

Para  $0 < t < t_1$

$$V_{cc} = V_L + V_R \quad V_s = 0$$

Como

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

Sustituyendo

$$V_{cc} = L \frac{di}{dt} + Ri$$
$$\frac{di}{dt} + \frac{R}{L}i = \frac{V_{cc}}{L}$$

Cuya solución es

$$i(t) = i_f + i_N$$

En este caso la respuesta forzada if se obtiene como

$$i_f = \frac{V_{cc}}{R}$$

Mientras que la respuesta natural

$$i_N = Ke^{-\frac{R}{L}t}$$

Sustituyendo

$$i(t) = \frac{V_{cc}}{R} + Ke^{-\frac{R}{L}t}$$

Usando la condición inicial  $i(0_+) = i(0_-) = 0$

Sustituyendo para  $t=0_+$

$$i(0_+) = 0 = \frac{V_{cc}}{R} + K$$

$$K = i(0_+) - \frac{V_{cc}}{R}$$

Así

$$i(t) = \frac{V_{cc}}{R} + \left( i(0_+) - \frac{V_{cc}}{R} \right) e^{-\frac{R}{L}t}$$

Si la corriente inicial es cero.

$$i(t) = \frac{V_{cc}}{R} \left( 1 - e^{-\frac{R}{L}t} \right)$$

Y como

$$V_L = L \frac{di}{dt} = L \frac{V_{cc}}{R} \left( \frac{R}{L} e^{-\frac{R}{L}t} \right)$$

Así

$$V_L(t) = V_{cc} e^{-\frac{R}{L}t}$$

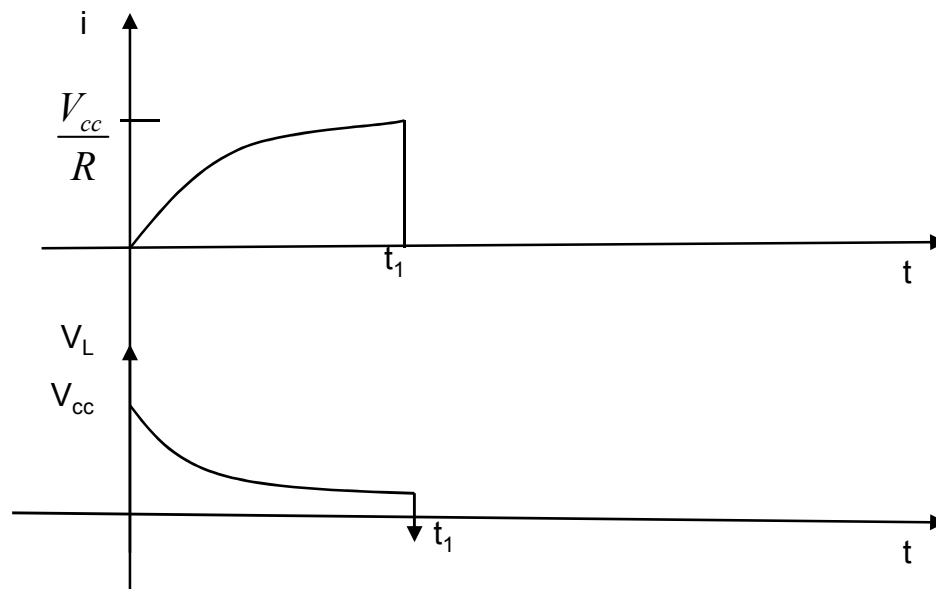
Para  $t > t_1$  el interruptor al abrirlo se destruye por el alto voltaje generado por el inductor, en este caso:

$$i(t) = 0 \quad V_L(t) = 0 \quad V_R(t) = 0$$

Mientras que para  $t = t_1$

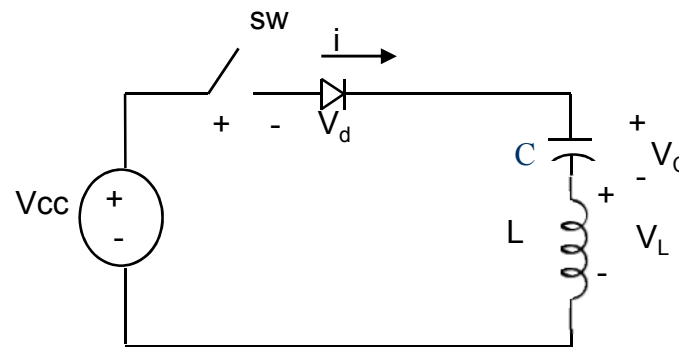
$$V_L(t) \rightarrow \infty \quad V_s \rightarrow +\infty$$

# Respuesta del sistema RL



# Circuito de diodo con carga LC

- Considere el siguiente circuito con diodo y con carga LC, si el interruptor se cierra en  $t=0$ .

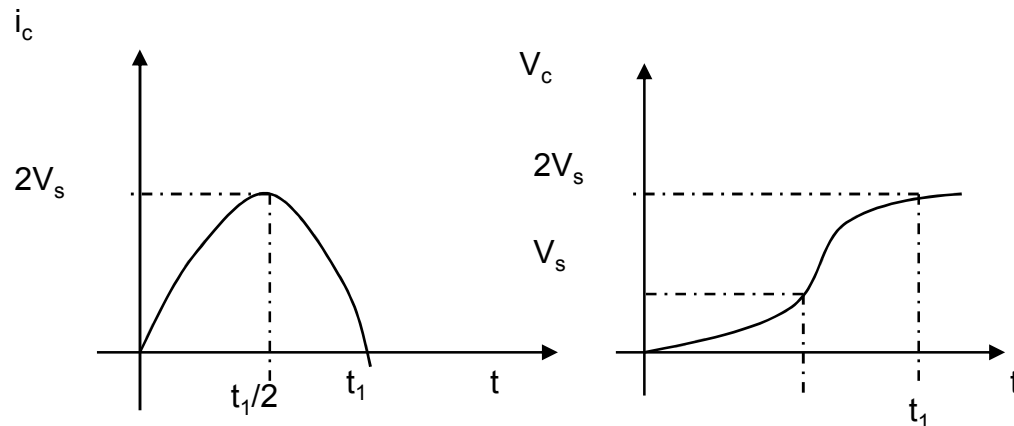


La corriente  $i$  es obtenida de la siguiente forma, aplicando una LVK.

$$V_s = L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int i dt + V_c(0)$$

- Cuya solución es:

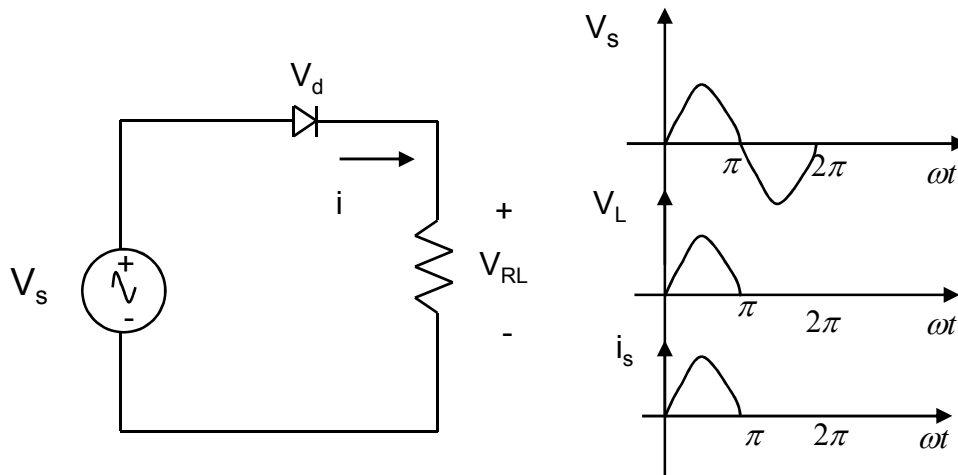
$$V_c(t) = V_s (1 - \cos \omega_m t)$$





# Rectificadores no controlados

- Rectificador de media onda monofásico con carga resistiva



# Parámetros del rendimiento del convertidor

- Valor promedio del voltaje de salida,  $V_{cd}$ .
- Valor promedio de corriente de salida,  $I_{cd}$ .
- Potencia de salida en CD.

$$P_{cd} = V_{cd} I_{cd}$$

- Valor rms del voltaje de salida

$$P_{CA} = V_{rms} I_{rms}$$

- Valor rms de la corriente de salida

- Potencia de salida en CA
- Eficiencia de un rectificador

$$\eta = \frac{P_{cd}}{P_{CA}}$$

- Factor de la Forma

$$FF = \frac{V_{rms}}{V_{cd}}$$

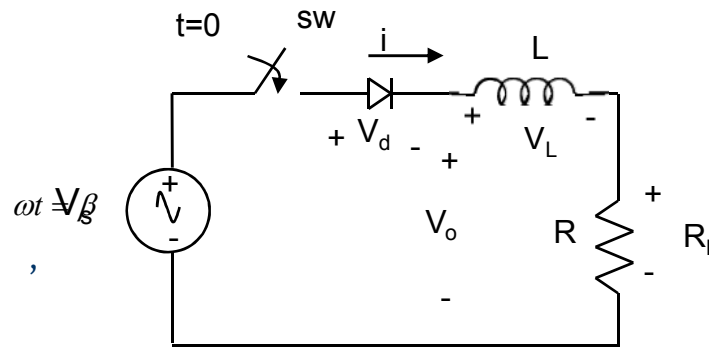
- Factor de componente ondulatoria

$$RF = \frac{V_{CA}}{V_{CD}} = \sqrt{FF^2 - 1}$$

- Factor de utilización del transformador

$$TUF = \frac{P_{CD}}{V_s I_s}$$

# Rectificador de media onda con carga RL



Así para  $0 < \omega t < \beta$

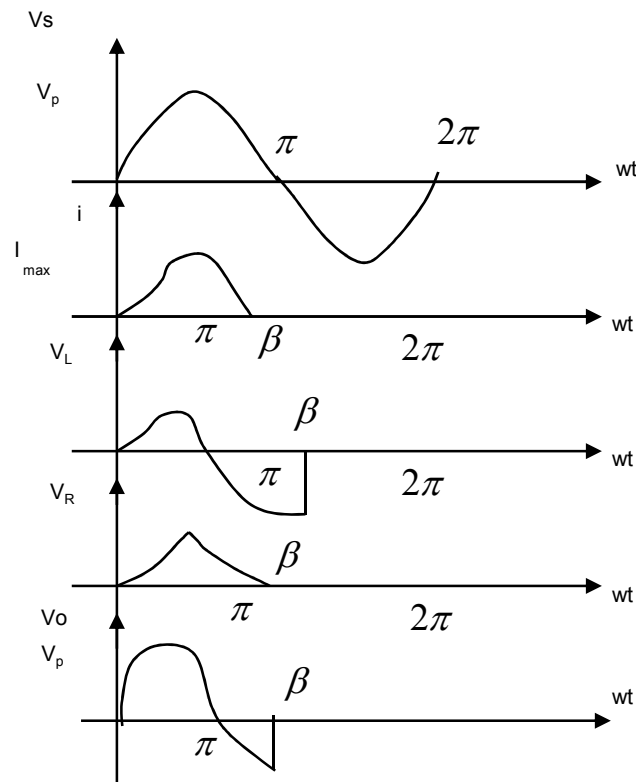
$$i = \frac{V_p}{Z} \left[ \text{sen}(\omega t - \phi) + e^{-\frac{R}{L}t} \text{sen}(\phi) \right]$$

Para  $\beta < \omega t < 2\pi$

$$i(t) = 0 \quad \text{debido al diodo}$$

Para determinar el fin del periodo de conducción  $i=0$  cuando  $\omega t = \beta$

$$\text{sen}(\beta - \phi) + \text{sen}\phi e^{-\frac{R\beta}{\omega L}} = 0$$



$$I_0 = \frac{V_p}{2\pi R} (1 - \cos \beta)$$

$$V_o = I_0 R = \frac{V_p}{2\pi} [1 - \cos \beta]$$

# Simulación con Pspice

- ✓ **El programa SPICE (“Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis”) es un programa para simulación y análisis de circuitos. PSpice es una versión de SPICE desarrollada por MicroSim Corporation para computadoras personales. Este programa es muy útil para simular los diseños de circuitos antes de construirlos.**

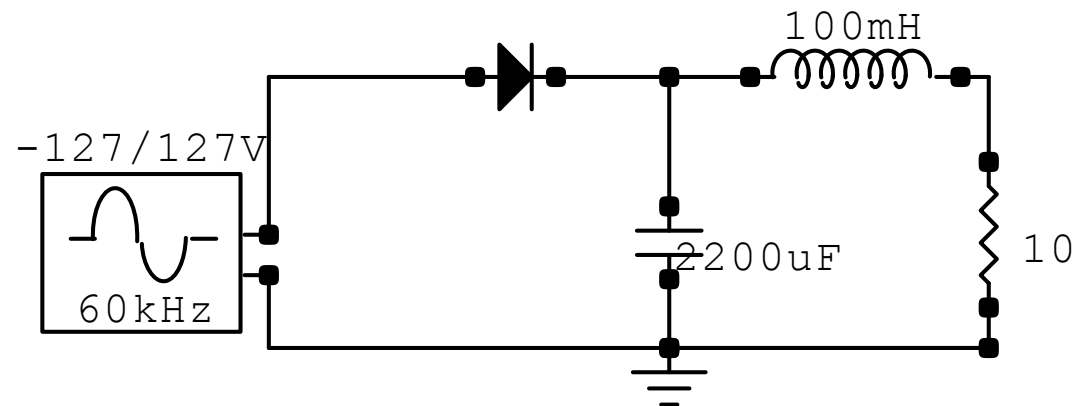
# Uso de Pspice.

## ➤ Procedimiento para simular circuitos.

- 1.- Formular el circuito a analizar
  - 2.- Descripción topológica del Circuito
  - 3.- Simulación del Circuito usando Pspice
  - 4.- Mostrar los resultados de simulación usando Probe
  - 5.- Verificar que los resultados de simulación sean correctos
  - 6.- Interpretar resultados
- Los circuitos pueden ser creados con cualquier editor de textos, pero el archivo de texto no debe tener caracteres de control (como códigos relativos a los márgenes, tipo de letra, interlineado, etc.).

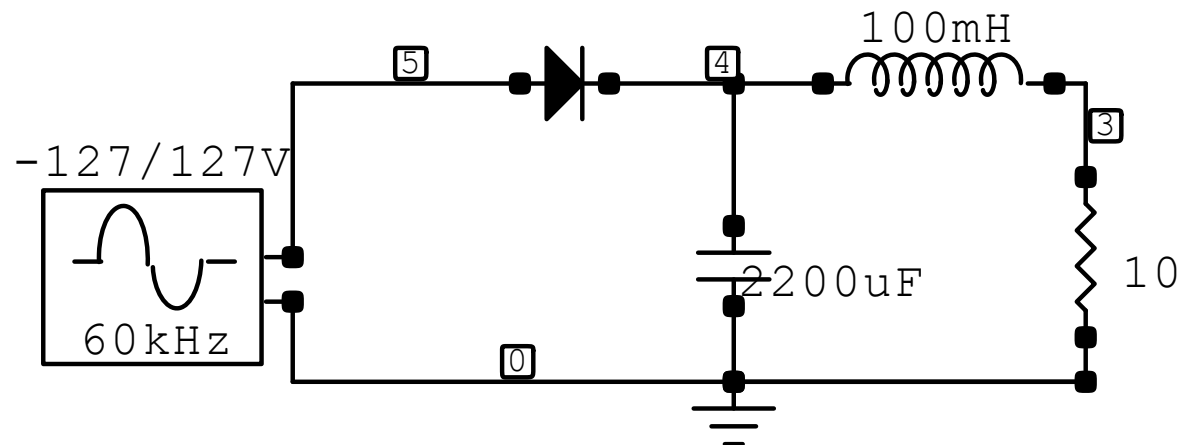
# Ejemplo

1. Primeramente se realiza sobre el papel un esquema del circuito que queremos someter a estudio. El esquema ha de estar completamente definido: es decir, con los valores de todos sus componentes.

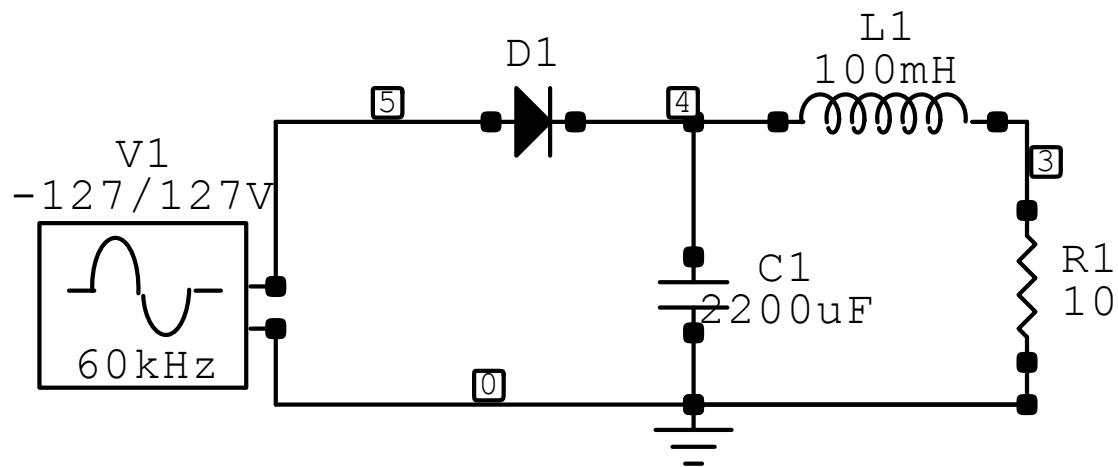




- 2.- A continuación a cada nodo del circuito se le asigna un nombre (que generalmente será un número), sin tener que seguir ningún orden especial. Solamente hay que tener en cuenta que el nodo correspondiente a tierra será siempre el número cero.



- 3.- Posteriormente a cada elemento del circuito se asigna un nombre o un número (sin tener en cuenta los números de los nodos), que nos servirá para hacer referencia a dicho elemento.







PSpice AD Lite Edition (2).Ink

5.-

h de 'Orcad

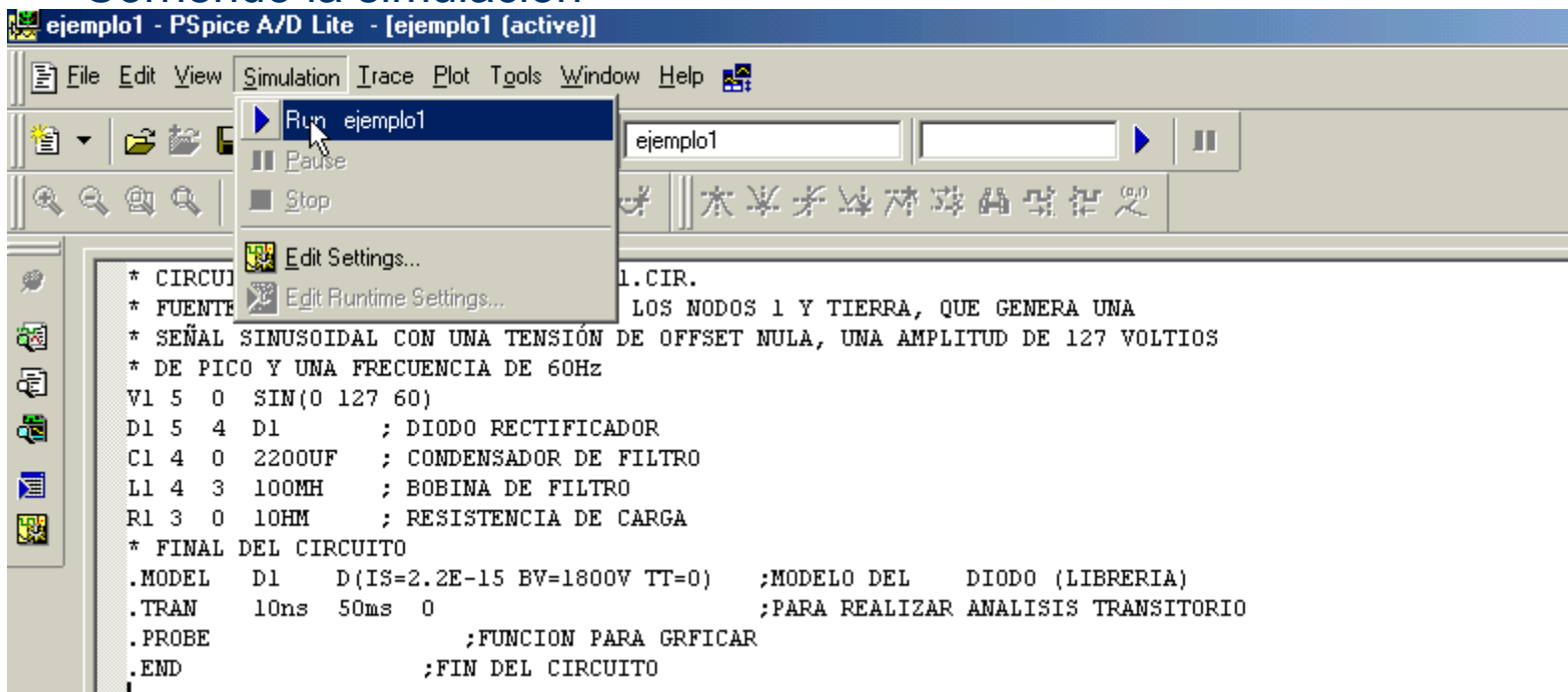
## Family Release 9.2 Lite Edition'

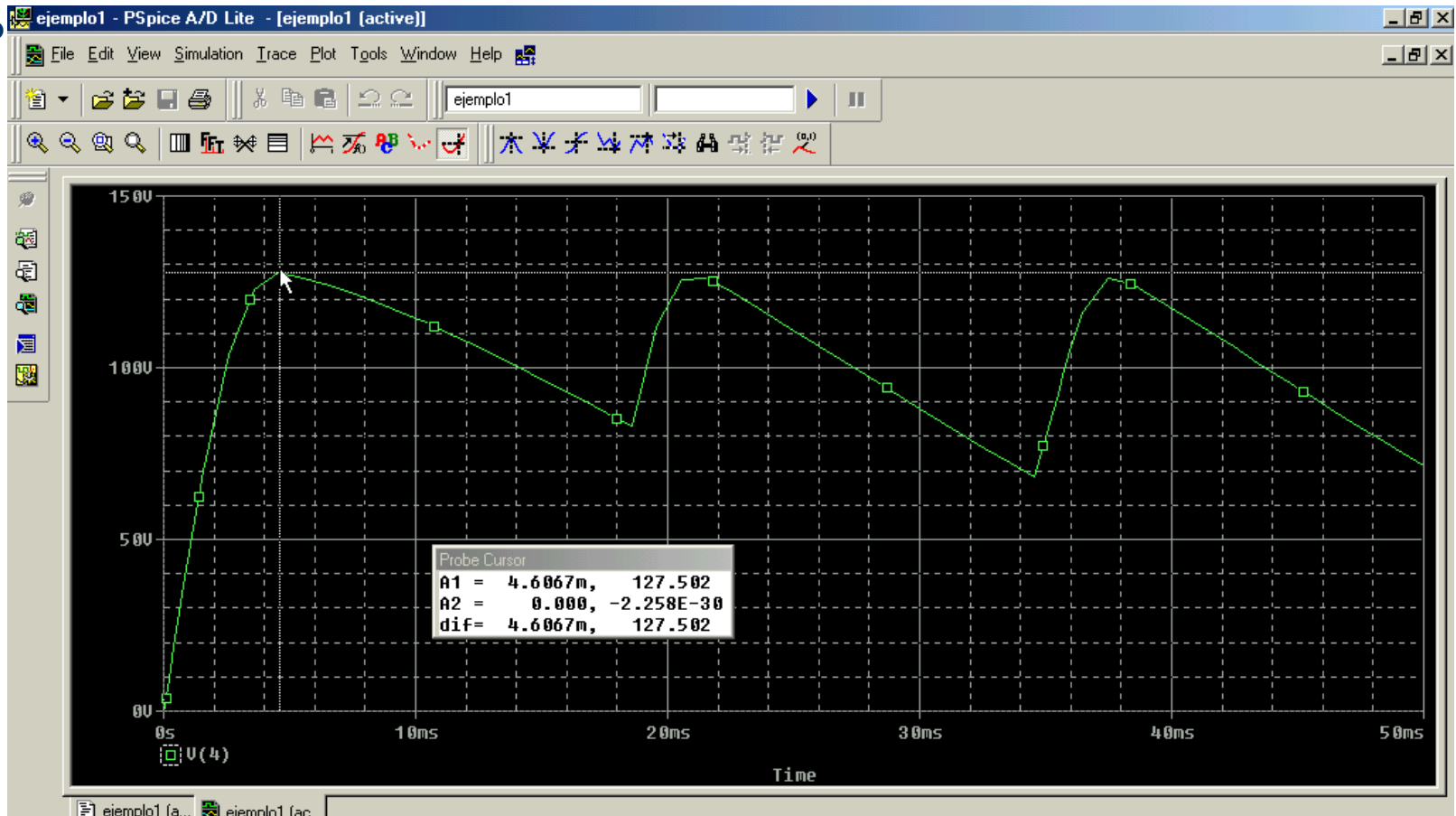
The screenshot displays the PSpice AD Lite Edition software interface. The main window shows a text editor with the following circuit description:

```
* CIRCUITO RECTIFICADOR EJEMPLO1.CIR.  
* FUENTE DE VOLTAJE, COLGADA ENTRE LOS NODOS 1 Y TIERRA, QUE GENERA UNA  
* SEÑAL SINUSOIDAL CON UNA TENSION DE OFFSET NULA, UNA AMPLITUD DE 127 VOLTIOS  
* DE 50HZ Y UNA FRECUENCIA DE 60Hz  
V1 5 0 SIN(0 127 60)  
D1 5 4 D1 ; DIODO RECTIFICADOR  
C1 4 0 220UF ; CONDENSADOR DE FILTRO  
L1 4 3 100MH ; INDUCTANZA DE FILTRO  
R1 3 0 100H ; RESISTENCIA DE CARGA  
* FINAL DEL CIRCUITO  
.MODEL D1 D (IS=2.2E-15 BV=1600V TT=0) ; MODELO DEL DIODO (LIBPERIA)  
.TRAN 10ms 50ms 0 ; PARA REALIZAR ANALISIS TRANSITORIO  
.PROBE ; FUNCION PARA GRAFICAR  
.END ; FIN DEL CIRCUITO
```

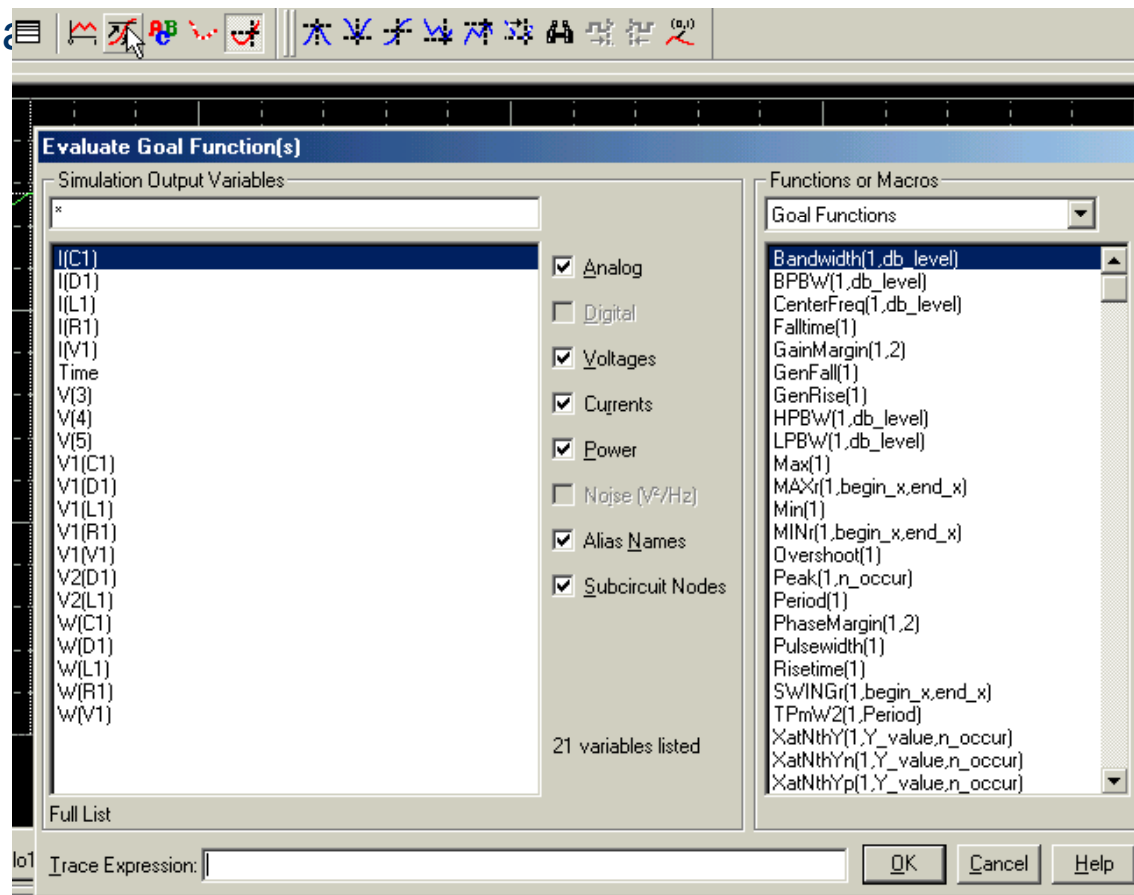
The bottom status bar shows the simulation progress: "CIRCUITO RECTIFICADOR EJEMPLO1.CIR. Reading and checking circuit. Circuit read in and checked, no errors. Calculating bias point for Transient Analysis. Bias point calculated. Transient Analysis. Transient Analysis finished. Simulation complete." The status bar also indicates the file path, time (.05), and zoom level (100%).

- Corriendo la simulación

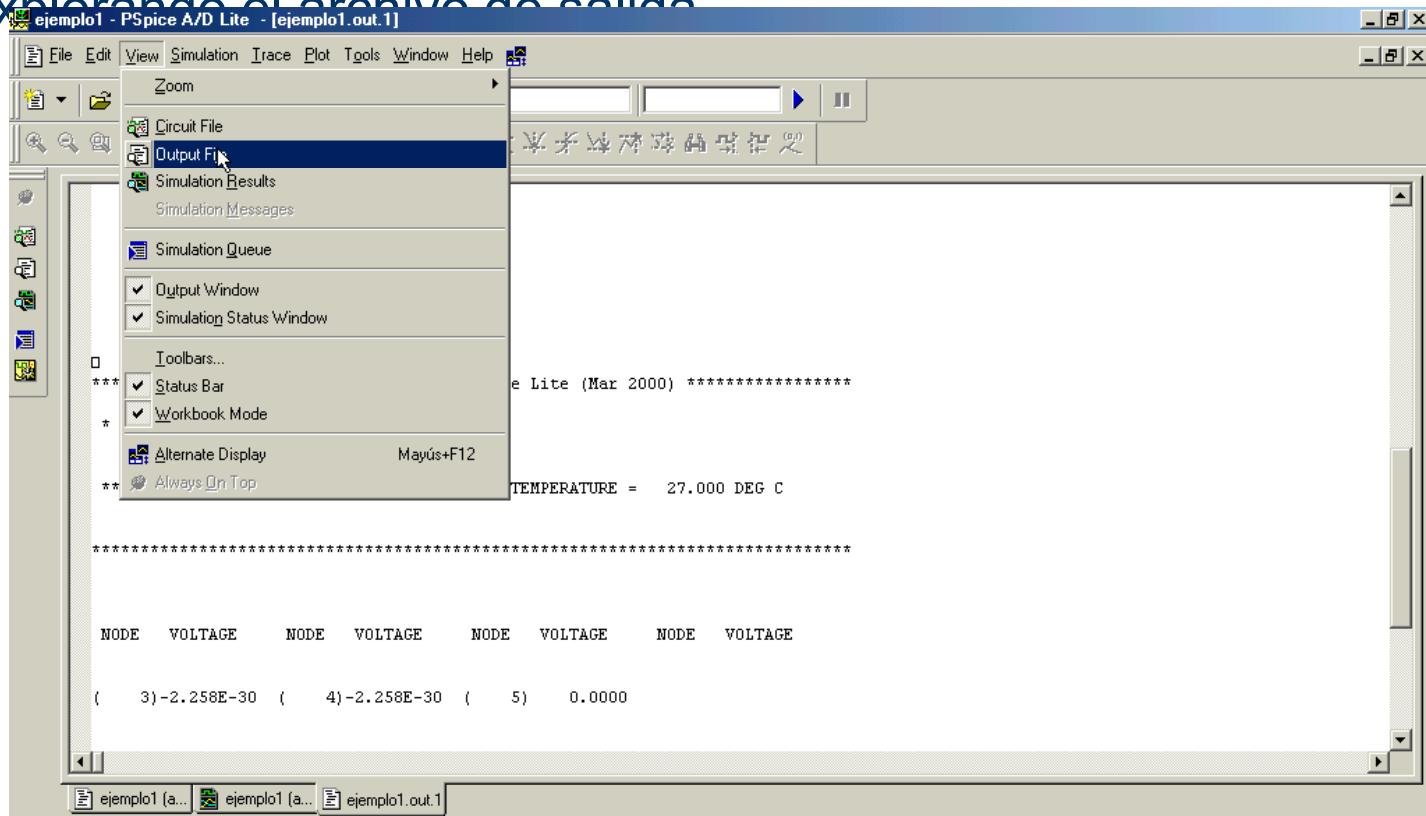




- Cambia



- Explorando el archivo de salida





## Reglas sobre los archivos de texto que describen los circuitos.

2. La última línea será la sentencia .END (de final).
3. Las líneas que sean un comentario deben empezar con un asterisco ( \* ).
4. Las líneas que sean una continuación de la sentencia de la línea anterior deben empezar con un signo de suma (+).
5. El orden de las líneas que describen el circuito no importa, excepto para el título, definiciones de subcircuitos y la línea con la sentencia .END.
6. PSpice no diferencia letras mayúsculas de minúsculas, por lo que podemos utilizar cualquiera de ellas.
7. Para separar los distintos parámetros de una sentencia, podemos utilizar espacios, tabuladores o comas, que son equivalentes y no importa cuántos se usen.

## NOMBRES DE LOS ELEMENTOS Y NODOS DE CONEXIÓN

- Los nombres de los elementos deben comenzar con una letra, que identifica el tipo de elemento al que pertenecen, seguidos del nombre del elemento en sí, pudiendo ser letras, números o los caracteres \$, \_, \*, /, %, y aunque pueden tener hasta 131 caracteres de longitud, es aconsejable no superar los 8.

ELEMENTO DEL CIRCUITO	SÍMBOLO
Resistencias.	R
Condensadores.	C
Bobinas.	L
Acoplamiento magnético (transformadores).	K
Interruptores controlados por tensión.	S
Interruptores controlados por intensidad.	W
Diodos.	D
Transistores bipolares.	Q
Transistores de efecto de campo JFET.	J
Transistores de efecto de campo MOSFET.	M
Transistores de efecto de campo GaAsFET.	B
Fuentes de tensión independientes.	V
Fuentes de intensidad independientes.	I
Fuentes de tensión controladas por tensión.	E
Fuentes de intensidad controladas por intensidad.	F
Fuentes de intensidad controladas por tensión.	G
Fuentes de tensión controladas por intensidad.	H

## VALORES DE LOS ELEMENTOS

- Los valores de los componentes, los escribiremos en notación de punto flotante estándar (ej.  $1E-3 = 1 \times 10^{-3}$ ), y opcionalmente con sufijos multiplicadores y escalas, unidos al valor sin dejar espacios intermedios.
- Estos son los sufijos multiplicadores reconocidos por PSPICE:

SUFIJO	NOMBRE	POTENCIA
f	FENTO	$10^{-15}$
p	PICO	$10^{-12}$
n	NANO	$10^{-9}$
u	MICRO	$10^{-6}$
m	MILI	$10^{-3}$
K	KILO	$10^{+3}$
MEG	MEGA	$10^{+6}$
G	GIGA	$10^{+9}$
T	TERA	$10^{+12}$
MIL	0.001''	$25.4 * 10^{-6}$

- Por ejemplo:
- $1050000 = 1.05\text{MEG} = 1.05\text{E}3\text{K} = 0.00105\text{G}$
- Todos representan el mismo valor en PSpice.
- Si los sufijos tienen otras letras, por ejemplo en 10mA y 60Hz, las letras adicionales serán ignoradas.
- Los sufijos para las unidades normalmente utilizados son:

Sufijo	Nombre
V	Voltios
A	Amperios
HZ	Hertzios
OHM	Ohmios
H	Henrios
F	Faradios
DEG	Grados

## *PARÁMETROS*

- En ciertas aplicaciones es conveniente usar parámetros globales (es decir, una variable), en lugar de valores numéricos; así, al darle un valor a un determinado parámetro, este valor aparecerá en todos los lugares donde esté ese parámetro.
- Los parámetros pueden ser definidos usando la sentencia `.PARAM`, y serán globales a todo el circuito, incluidos los subcircuitos; es decir, se podrán utilizar en la definición de componentes en todo el circuito.
- Para definir parámetros locales, válidos sólo dentro de un subcircuito, habrá que hacerlo cuando se defina el subcircuito (esto es, en la misma sentencia) y darles un valor por defecto a cada uno. A la hora de llamar al subcircuito para insertarlo en el circuito principal, se podrán cambiar los valores por defecto de los parámetros locales. Incluso el valor de un parámetro puede ser otro parámetro.

- Cuando un valor numérico es sustituido por un parámetro, este se escribirá entre llaves, {PARÁMETRO}. Por ejemplo, si las resistencias R3 y R5 de un circuito dado tienen el mismo valor, digamos 1KW, podemos definir las mediante las sentencias:

- 
- R3    4            6            1K; Resistencia colocada entre los nodos 4 y 6, de valor 1K.
- R5    3            8            1K; Resistencia colocada entre los nodos 3 y 8, de valor 1K.

- 
- o bien, utilizando un parámetro, podemos definir las mediante:

- 
- .PARAM            CARGA=1K; Definición del parámetro con su valor correspondiente.
- R3    4            6            {CARGA}
- R5    3            8            {CARGA}

-

# EXPRESIONES Aritméticas

- Además de parámetros, los valores de los elementos se pueden sustituir por expresiones aritméticas que pueden contener parámetros.
- Siguiendo el ejemplo del apartado anterior, si la resistencia R4 tiene un valor de 4K, se puede definir como:
- $R4 = 10 \{4 * CARGA\}$ ; Resistencia colocada entre los nodos 7 y 10, de valor 4K.
- Las expresiones deben tener una longitud máxima de una línea de texto y pueden tener contener las operaciones básicas de suma (+), resta (-), multiplicación (\*) y división (/) además de los paréntesis necesarios y las funciones mostradas en la siguiente tabla:

FUNCIÓN	COMENTARIO
ABS(X)	Valor absoluto de X.
SQRT(X)	Raíz cuadrada de X.
EXP(X)	Función $e^x$ .
LOG(X)	Logaritmo en base e de X, $\ln(X)$ .
LOG10(X)	Logaritmo en base 10 de X, $\log(X)$ .
PWR(X,Y)	Función $ X ^Y$ .
SIN(X)	Función $\sin(X)$ , expresado X en radianes.
COS(X)	Función $\cos(X)$ , expresado X en radianes.
TAN(X)	Función $\tan(X)$ , expresado X en radianes.
ATAN(X)	Función $\arctg(X)$ , con resultado en radianes.
ARCTAN(X)	Función $\arctg(X)$ , con resultado en radianes.

## *Sentencia .IC*

- La sentencia .IC se usa para establecer las condiciones iniciales para el punto de trabajo, tanto de pequeña señal como para el análisis transitorio. La sintaxis de la sentencia es:
  - 
  - `.IC V(nodo) = valor`
  -
- El (valor) es una tensión asignada al (nodo) durante el cálculo del punto de trabajo. Una vez calculado el mismo, durante el análisis transitorio la tensión del (nodo) puede ir variando, dependiendo de las fuentes del circuito. Esta sentencia de establecimiento de condiciones iniciales no afecta al análisis .DC.
- **EJEMPLO:**
- Definir unas condiciones iniciales para el circuito, de forma que la tensión de los nodos 2, 20 y 4 sean 4V, 0V y -1.3V respectivamente, una vez calculado el punto de trabajo:
- `.IC V(2)=4 V(20)=0 V(4)=-1.3`



## SENTENCIAS DE LOS ANÁLISIS TRANSITORIO

- A continuación entraremos en el estudio de las sentencias de PSPICE que nos permiten especificar los análisis transitorios al circuito. Éstos son, el análisis transitorio o de respuesta a lo largo del tiempo y el análisis de la descomposición de una forma de onda en la serie de Fourier.
- **Análisis transitorio (respuesta en el tiempo)**
- Para introducir un análisis transitorio en la descripción del circuito, usaremos la sentencia:
- `.TRAN(/OP)* (paso pres) (tiempo final) (tiempo inicial)* (paso calc)* (UIC)*`
- Paso pres.- incremento de tiempo para presentar los resultados
- Tiempo final.-Tiempo final de simulación
- Tiempo inicial.-Tiempo inicial (usado cuando es distinto de cero)
- Paso calc.- Define el paso para relizar los calculos (El paso interno para realizar los cálculos tiene un valor por defecto de (tiempo final)/50. )
- UIC.- Se utiliza paraq incluir las condiciones iniciales del capacitor e inductor
- Si incluimos en la sentencia `.TRAN` la opción `/OP`, obtendremos en la salida una información detallada sobre este punto de trabajo.

## EJEMPLOS:

- Definir una análisis transitorio del circuito de forma que se presenten los resultados del mismo desde el instante inicial hasta el instante de tiempo  $T=100\text{nSg}$ , con un intervalo de presentación de resultados de  $1\text{nSg}$ :
  - 
  - `.TRAN 1NS 100NS`
  -
- Definir una análisis transitorio al circuito de forma que aparezcan en la salida los resultados desde el instante de tiempo  $T=20\text{nSg}$  hasta el instante  $T=100\text{nSg}$ , con un intervalo de presentación de  $1\text{nSg}$ , así como un listado de la información del punto de trabajo. Para el análisis se deberán utilizar las condiciones iniciales de carga de los condensadores y bobinas:
  - 
  - `.TRAN/OP 1NS 100NS 20NS UIC`
  -
- Definir un análisis transitorio de forma que se presenten los resultados desde el instante de tiempo inicial hasta el instante  $T=10\mu\text{Sg}$ , con un intervalo de presentación de datos de  $1\text{nSg}$ , y asegurándonos que el intervalo de tiempo entre cálculos no sobrepasa los  $0.1\text{nSg}$ :
  - 
  - `.TRAN 1N 10U 0.1N`

## ELEMENTOS PASIVOS

transformadores o inductancias acopladas. Estos componentes se definen con las letras R, C, L y K, respectivamente. Los cuales se modelan idealmente de la siguiente manera.

ELEMENTO	DESCRIPCION
Rxxx	RESISTENCIA
Cxxx	CONDENSADOR
Lxxx	INDUCTANCIA
Kxxx	INDUCTANCIAS MUTUAS

Donde xxx representan otras letras o números.  
 Los formatos para especificar cada uno de los componentes pasivos es como sigue:

R(nombre) (nodo +) (nodo -) (valor)

L(nombre) (nodo +) (nodo -) (valor) (IC = condiciones iniciales)\*

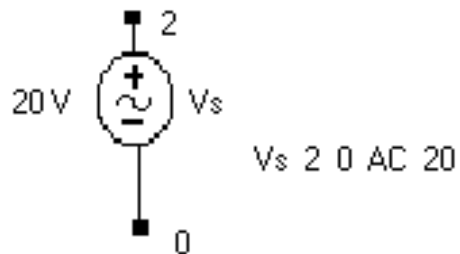
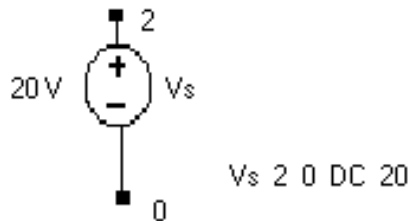
C(nombre) (nodo +) (nodo -) (valor) (IC = condiciones iniciales)\*

# *Fuentes independientes.*

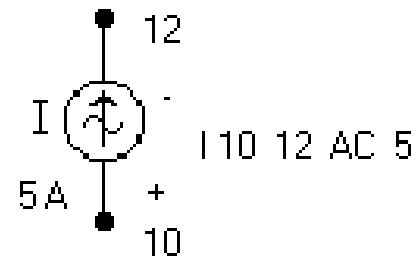
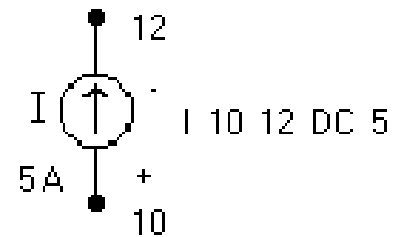
- La sintaxis general para definir una fuente independiente es como sigue:
- 
- (nombre) (nodo +) (nodo -) (tipo) (especificaciones)
- 
- Donde en la opción “tipo” contiene las siguientes opciones para una señal de directa y de alterna
- 
- (DC (valor)) (AC (amplitud) (fase))
- 
- La primera letra del nombre identifica a la fuente de la siguiente manera.
- Vxxx indica una fuente independiente de voltaje.
- Ixxx indica una fuente independiente de corriente.

# Ejemplos

Fuentes independientes de Voltaje



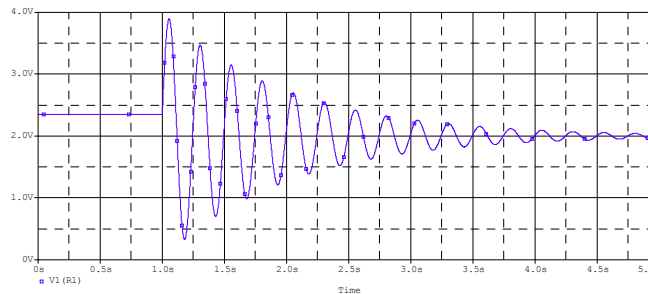
Fuentes Independientes de Corriente



## Señal sinusoidal

- Una fuente de voltaje sinusoidal se describe con el término:
- $SIN((voff) (vAMPL) (freq) (td) (df) (fase))$
- ejemplo.- Vs 2 0 sin(2 2 4 1 1 10)
- Donde aparecen los términos:

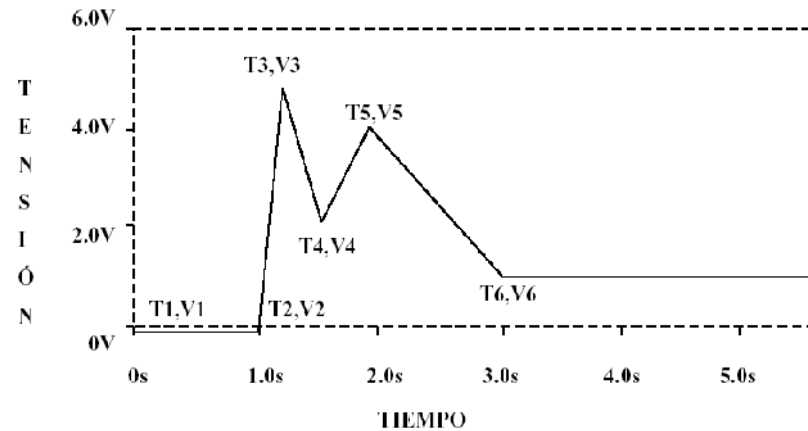
PARÁMETRO	SIGNIFICADO	VALOR POR DEFEC.
(voff)	Tensión de offset en voltios.	Ninguno.
(vAMPL)	Tensión de pico en voltios.	Ninguno.
(freq)	Frecuencia.	1/TIEMPO FINAL Hz
(td)	Tiempo de retardo.	0 Sg
(df)	Factor de amortiguamiento.	0 Sg <sup>-1</sup>
(fase)	Desfase de la señal.	0 grados



- El tiempo de retardo es el tiempo en que empieza a atenuarse la señal. Desde 0 a (td) la señal tendrá un valor constante de  $voff + (1/2)(vAMPL)$ .

## Señal definida por tramos

- Una fuente de tensión definida por el usuario por tramos rectos, se describe mediante el término:
- $PWL((t1) (v1) (t2) (v2) \dots (tn) (vn))$



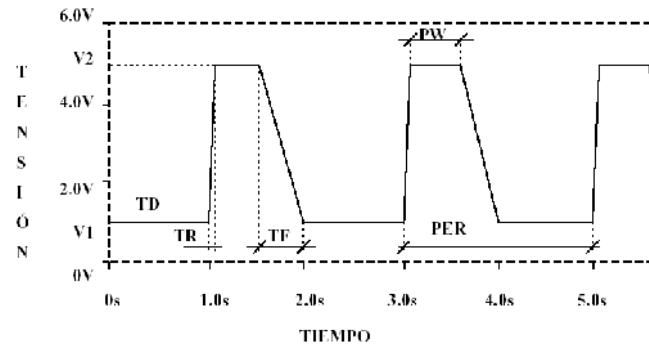
Donde aparecen los parámetros:

Parámetro	Significado
$t_n$	Tiempo de un punto en segundos
$V_n$	Voltaje de un punto en volts

## Señal pulsante

- Una fuente de voltaje pulsante, como la mostrada en la figura anterior, se define con el término:

PULSE ((V1) (V2) (td) (tr) (tf) (pw) (per))

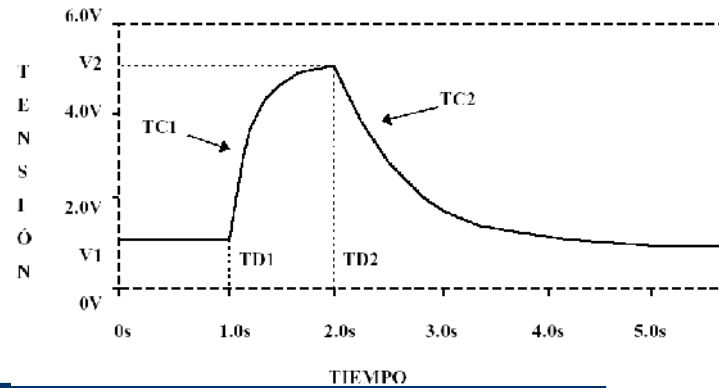


Donde aparecen los siguientes parámetros:

PARÁMETRO	SIGNIFICADO	VALOR POR DEFEC.
(V1)	Tensión inicial en voltios.	Ninguno.
(V2)	Tensión del pulso en voltios.	Ninguno.
(td)	Tiempo de retardo.	0 Sg
(tr)	Tiempo de subida.	PASO PRES Sg
(tf)	Tiempo de bajada.	PASO PRES Sg
(pw)	Duración del pulso (estado alto).	TIEMPO FINAL Sg
(per)	Periodo de la señal.	TIEMPO FINAL Sg



## Señal exponencial



- Una fuente de voltaje exponencial, como la mostrada en la figura anterior, se define con el siguiente término:  
 $EXP((V1) (V2) (TD1) (TC1) (TD2) (TC2))$
- Donde los términos mostrados aparecen en la siguiente tabla:

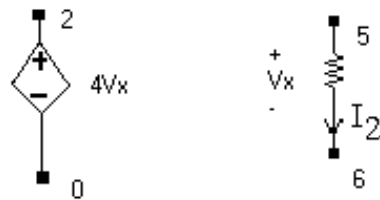
PARÁMETRO	SIGNIFICADO	VALOR POR DEFEC.
(V1)	Tensión inicial en voltios.	Ninguno.
(V2)	Tensión de pico en voltios.	Ninguno.
(TD1)	Tiempo de retardo para la subida.	0 Sg.
(TC1)	Constante de tiempo de subida.	PASO PRES Sg.
(TD2)	Tiempo de retardo para la bajada.	(td1)+PASO PRES Sg.
(TC2)	Constante de tiempo de bajada.	PASO PRES Sg.

# FUENTES CONTROLADAS

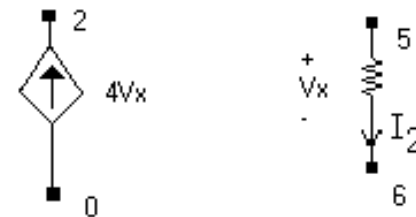
- **Fuentes de tensión y de corriente controladas por tensión**

- Para introducir una fuente de tensión controlada por tensión en la descripción del circuito, utilizaremos una de las siguientes sentencias:

- E(nombre) (nodo+) (nodo-) (nodo control+) (nodo control-) (ganancia)



E1 2 0 5 6 4

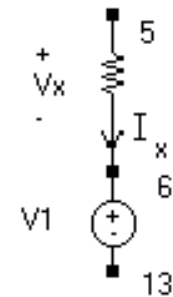
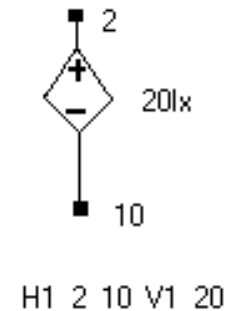
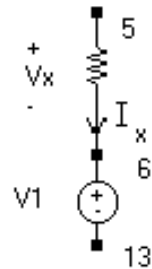
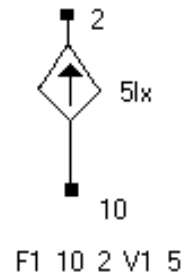


G1 0 2 5 6 4

- Para introducir una fuente de corriente controlada por voltaje se antepone la letra G enés de la E del nombre de la fuente.

## Fuentes de corriente y de voltaje controladas por corriente

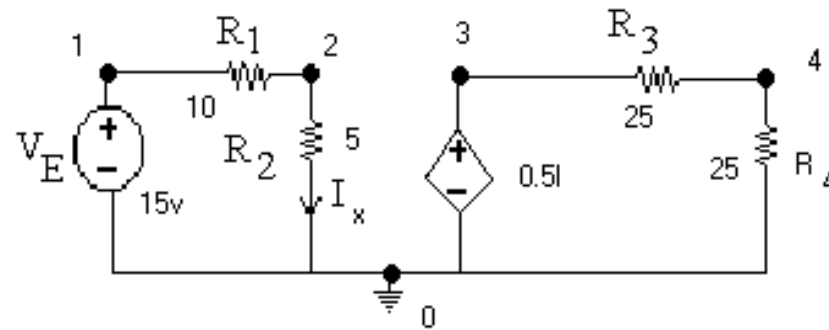
- Para introducir en la descripción del circuito una fuente de corriente controlada por corriente, utilizaremos una de las siguientes sentencias:
- F(nombre) (nodo+) (nodo-) (fuente de control) (ganancia)



- Para introducir una fuente de voltaje controlada por corriente se antepone la letra H envés de la F del nombre de la fuente controlada.

# Ejemplo

- \*Ejemplo de c



\*Ejemplo de circuito

```
VE 1 0 15V
```

```
H 3 0 VX 0.5
```

```
R1 1 2 10
```

```
R2 2 0 5
```

```
R3 3 4 25
```

```
R4 4 0 25
```

```
VX 20 0 0
```

```
.OP
```

```
.END
```

\*\*\*\* SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C

\*\*\*\*\*

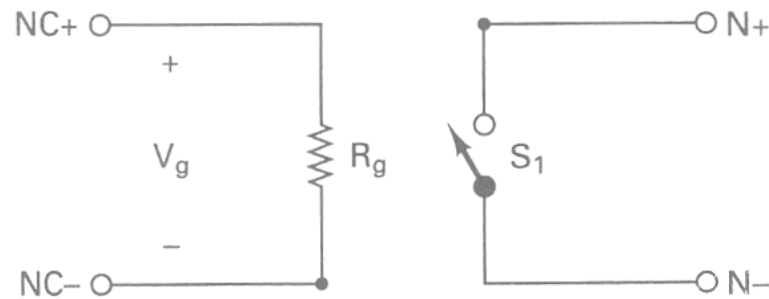
NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE	NODE	VOLTAGE
( 1)	15.0000	( 2)	5.0000	( 3)	.5000	( 4)	.2500
( 20)	0.0000						

VOLTAGE SOURCE CURRENTS  
NAME CURRENT

VE	-1.000E+00
VX	1.000E+00

TOTAL POWER DISSIPATION 1.50E+01 WATTS

## Modelo de un interruptor controlable por voltaje

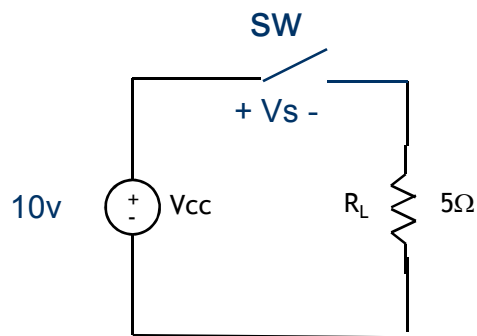


- Se modela como una resistencia controlada por voltaje, la resistencia entre el nodo + y el nodo - depende del voltaje entre la entrada + y la entrada -.
- Formato
- SXXX... N+ N- NC+ NC- nombre
- Para definir el modelo  
.model nombre del modelo vswitch (parámetro=valor)

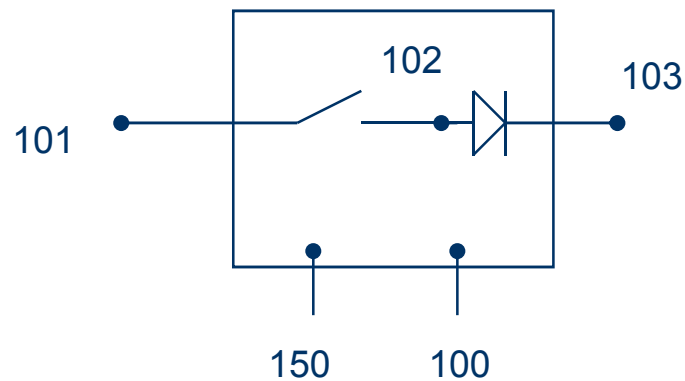
Parámetro	Significado	Valor por default
Ron	Resistencia de conducción	1 $\Omega$
Roff	Resistencia de apagado	1 M $\Omega$
Von	Voltaje de control para encendido	1 V
Voff	Voltaje de control para apagado	0 V

# Ejemplo

- Considere el siguiente circuito y simular que el interruptor se cierra en  $t=0$  y se abre en  $t=100 \mu\text{s}$  y se vuelve a cerrar en  $t=150 \mu\text{s}$ .

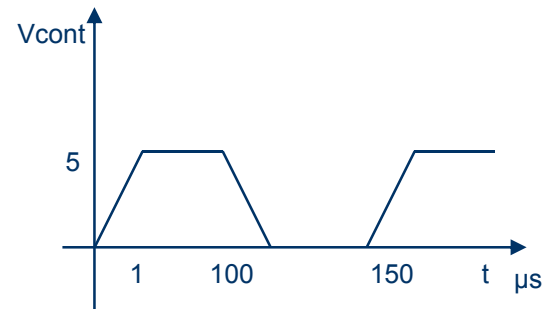
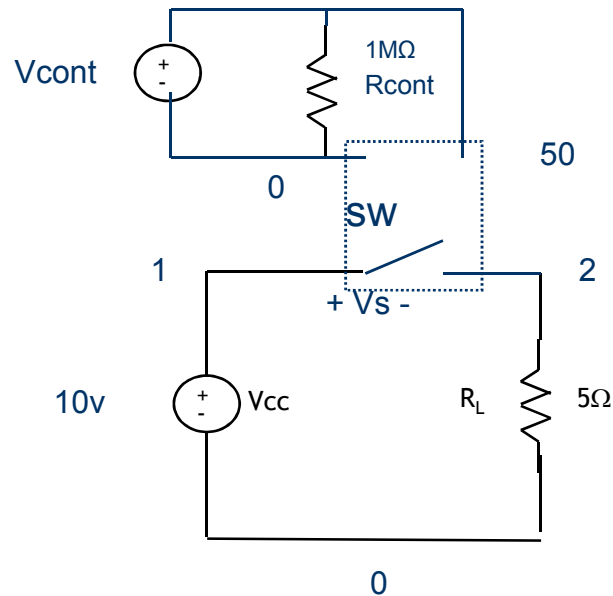


modelo del interruptor





# Circuito para pspice



$V_{cont}$  se usan para accionar el interruptor, utilizando una fuente tipo pulso.

Pulse (v1 v2 TD TR TF PW PER)

\*Circuito de CD con interruptor y carga resistiva

```
.subckt switch 101 103 150 100
```

\*definición del interruptor controlable

```
sw 101 102 150 100 AC_switch
```

```
DSW 102 103 power_diode
```

```
.model AC_switch Vswitch (Ron 0.01)
```

```
.model power_diode D(CJO=0.001ff IS=1E-6 RS=0.01)
```

```
.ENDS
```

```
Vcont 50 0 pulse (0 5 0 1u 1u 99u 150u)
```

```
Rcont 50 0 1MEG
```

```
Vcc 1 0 DC 100
```

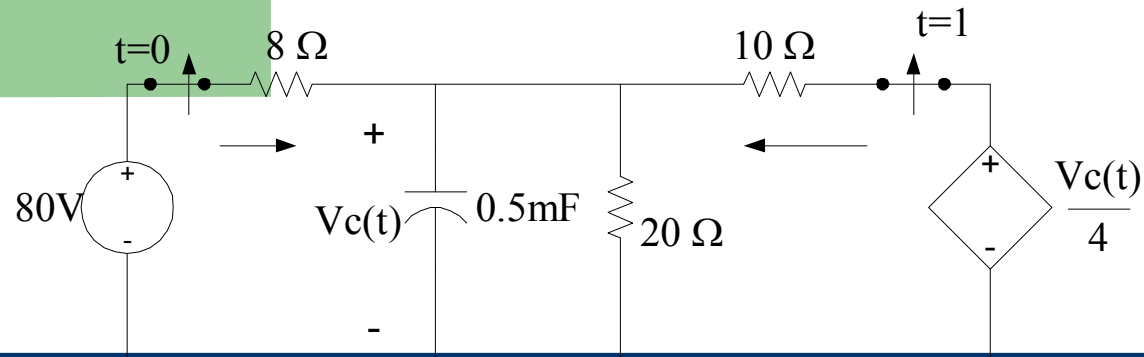
```
XSW 1 2 50 0 switch
```

```
RL 2 0 5
```

```
.tran 0.5us 200us 0s 0.5us
```

```
.probe
```

```
.end
```



\*circuito RC ejemplo 3

Vs1 1 0 80

E1 5 0 3 0 0.25

R1 2 3 8

R2 3 0 20

R3 3 4 10

C1 3 0 0.5m IC=40

\* definición del interruptor que abre en t=0

Sa 1 2 a 0 Smod

Va a 0 pwl(0,1 1u,0)

\* Definición del interruptor que opera en t=1

Sb 4 5 b 0 Smod

Vb b 0 pwl(1,1 1.000001,0)

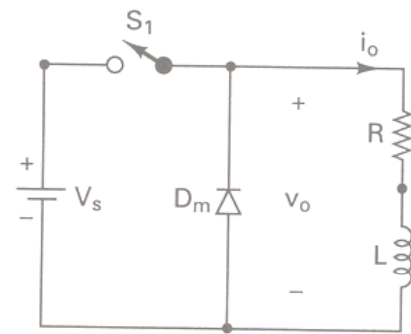
.model Smod Vswitch

.tran 30m 30m

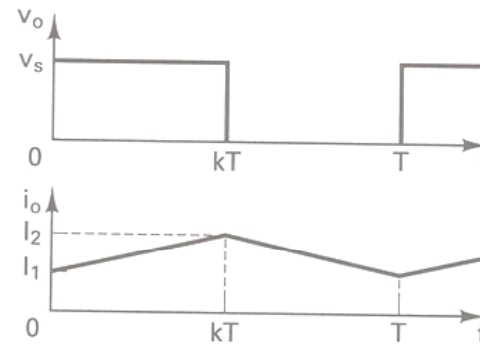
.probe

.end

# CONVERTIDOR DC-DC

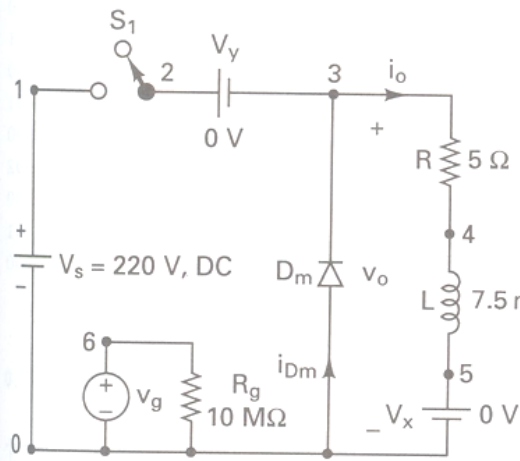


(a) Circuit

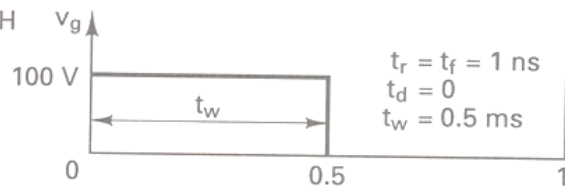


(b) Output voltage and current

Figure 11-1 Dc switch chopper.



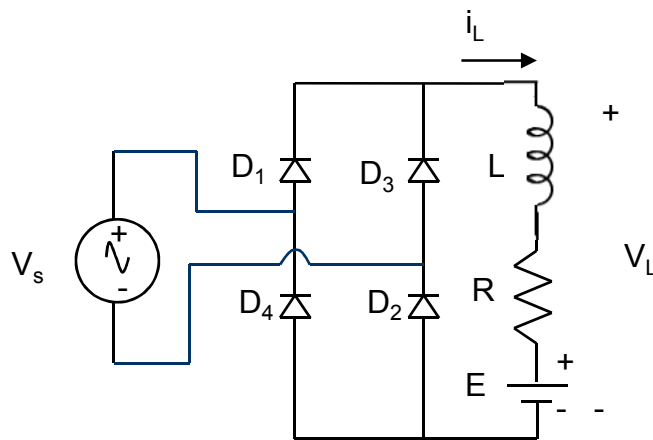
(a) Circuit



(b) Gate voltage

# Rectificador monofásico de onda completa con carga RL y fuente de cd.

Este circuito se utiliza para modelar una carga típica en un entorno industrial, algunas posibles aplicaciones de este modelo son de un motor de Cd y un cargador de baterías.



$$v_0(t) = V_0 + \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} V_n \cos(n\omega t + \pi)$$

$$V_0 = \frac{2V_m - E}{\pi}$$

$$V_n = \frac{2V_m}{\pi} \left( \frac{1}{n-1} - \frac{1}{n+1} \right)$$

$$I_0 = \frac{V_0 - E}{R} = \frac{2V_m - E}{\pi R}$$

$$I_n = \frac{V_n}{Z_n} = \frac{V_n}{|R + jn\omega L|}$$

# Análisis de Fourier

- **Análisis de FOURIER**

Para introducir un análisis de Fourier en la descripción del circuito usaremos la sentencia:  
.FOUR (frecuencia fundamental) (variables de salida)

$$V(\theta) = c_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} [c_n \text{sen}(n\theta + \phi_n)]$$

Recuérdese que una señal periódica puede expresarse en una serie de Fourier como:

Donde:  $q = 2\text{pft}$  (siendo  $f = \text{frecuencia en Hz}$ ).

$C_0$  = componente DC de la señal.

$C_n$  = componente del armónico número  $n$ .

$\phi_n$  = fase del armónico número  $n$ .

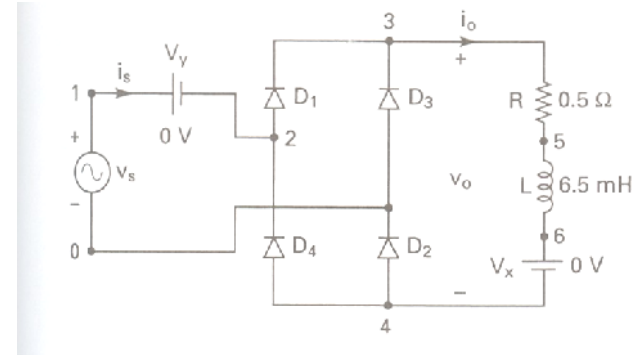
De PSpice puede proporcionar más de 10 coeficientes de Fourier si la instrucción .FOUR se especifica de la siguiente manera:

.FOUR (frecuencia fundamental) (numero de coeficientes) (variables de salida)

Distorsión armónica total

$$THD_1 \% = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} \times 100\%$$

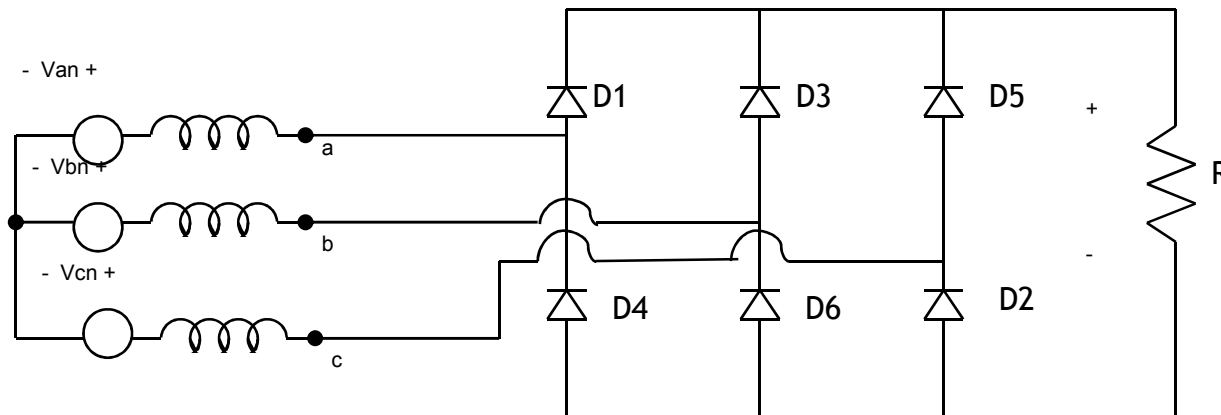
## Archivo de simulación



- \*CIRCUITO RECTIFICADOR DE ONDA COMPLETA Y CARGA RL CON FUENTE DE CD
- VS 1 0 SIN(0 169.7 60)
- R 3 5 0.5
- L 5 6 6.5MH
- VX 6 4 DC 0; FUENTE DE VOLTAJE PARA MEDIR LA CORRIENTE DE LA CARGA
- VY 1 2 DC 0; FUENTE PARA MEDIR LA CORRIENTE DE ENTRADA
- D1 2 3 DMOD
- D3 0 3 DMOD
- D2 4 0 DMOD
- D4 4 2 DMOD
- .MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=1200V IBV=13E-3 CJO=2PF TT=1US)
- .TRAN 10US 150MS 33.33MS 10US
- .FOUR 60HZ I(VY)
- .PROBE
- \*.OPTIONS ABSTOL=1N RELTOL=0.01 VNTOL=1M ITL5=10000; PARAMETROS DE CONVERGENCIA
- .END

# Rectificador trifásico

- El generador trifásico de tensión está equilibrado y la secuencia de fases es a-b-c. En el análisis inicial del circuito se supondrá que el generador y los diodos son ideales.



$$V_{an} = V_m \text{sen}(377t - 30^\circ)$$

$$V_{bn} = V_m \text{sen}(377t - 150^\circ)$$

$$V_{cn} = V_m \text{sen}(377t + 90^\circ)$$

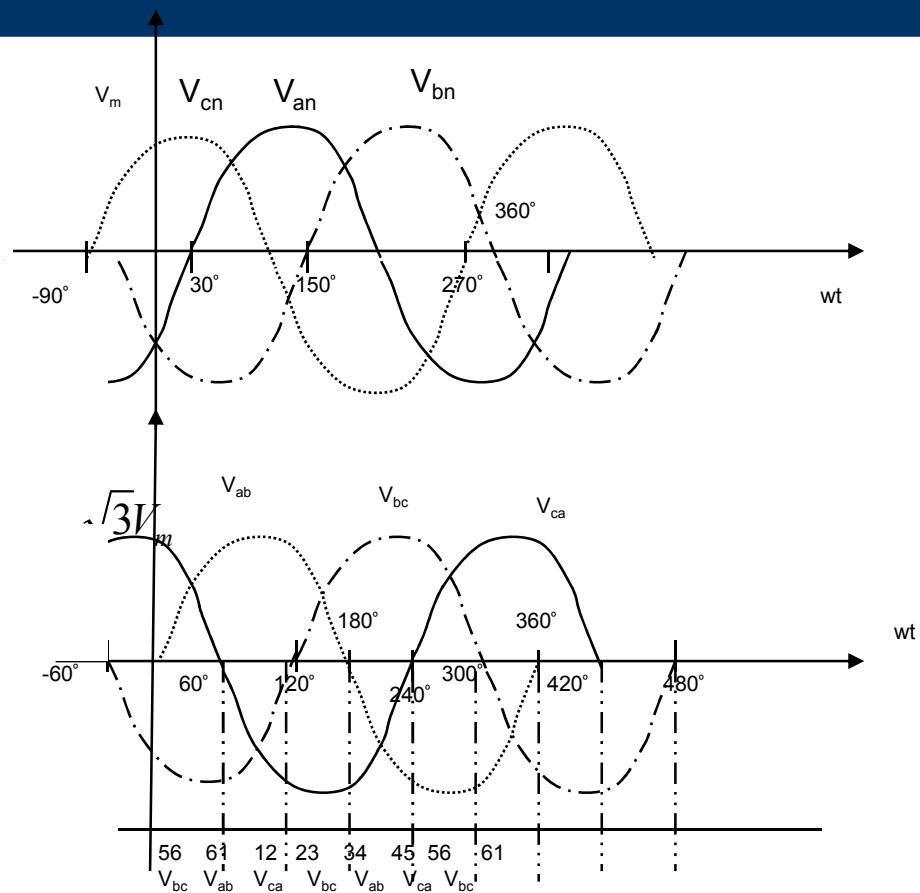
$$V_{ab} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(377t)$$

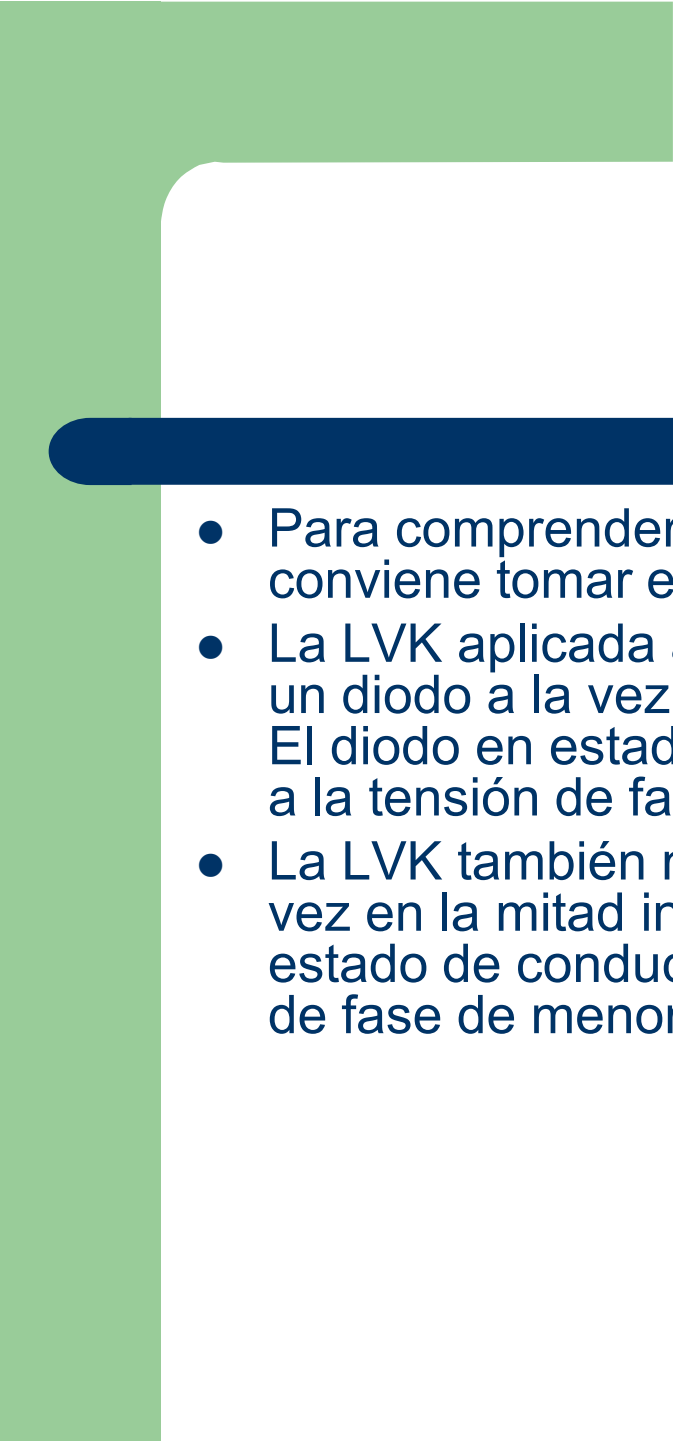

$$V_{bc} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(377t - 120^\circ)$$

$$V_{ca} = \sqrt{3}V_m \text{sen}(377t - 240^\circ)$$

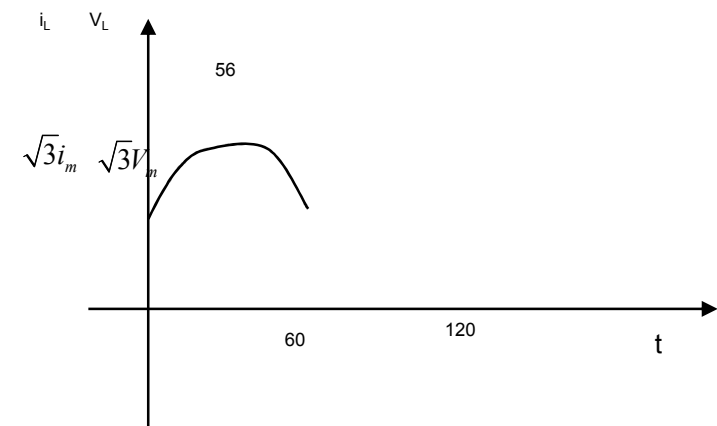
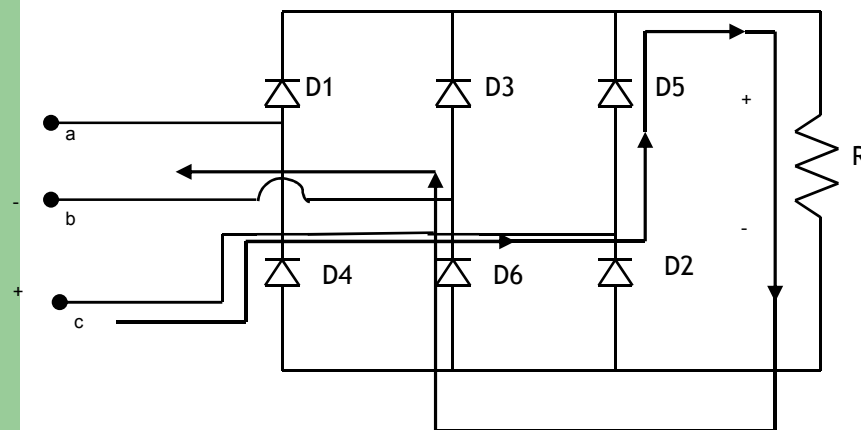


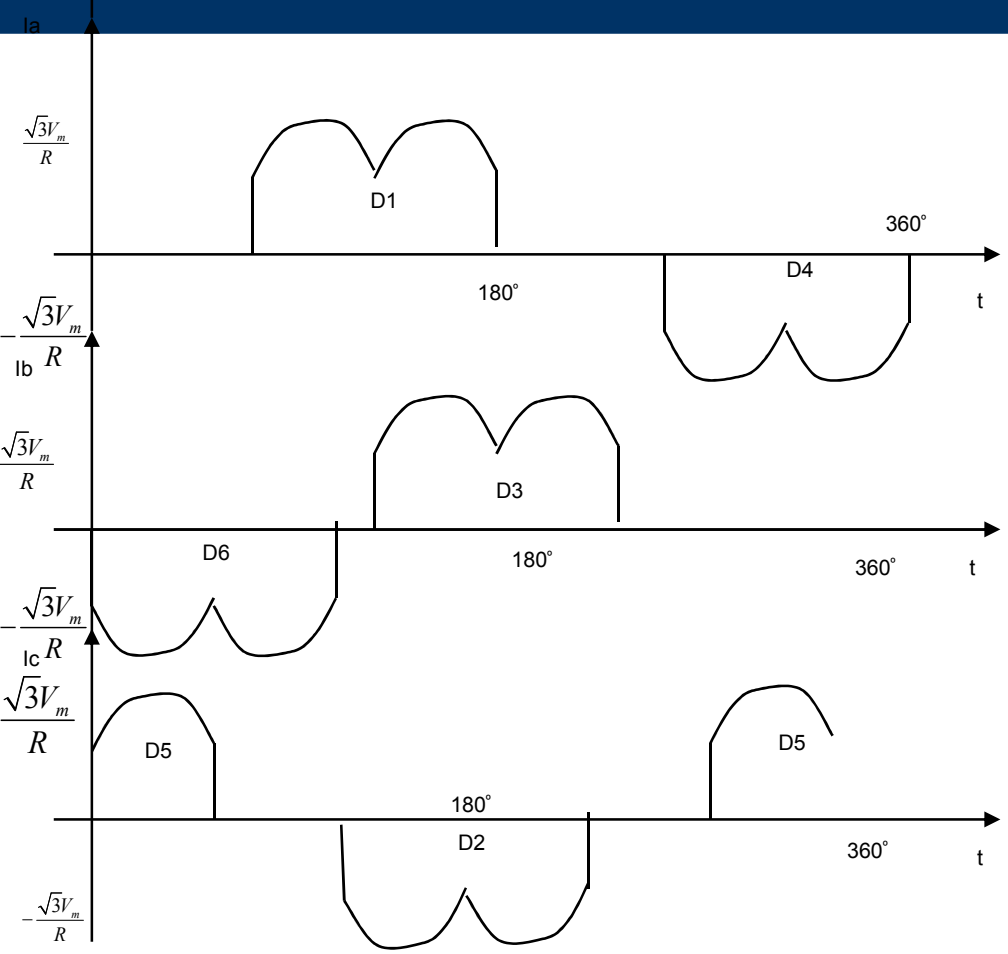
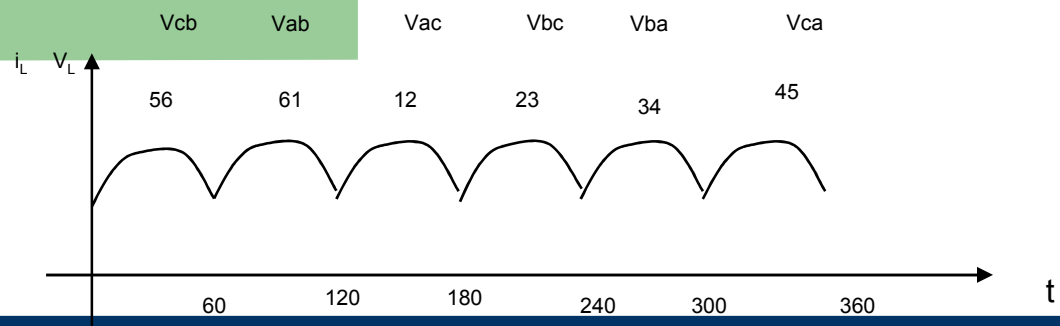
# Formas de onda



- 
- 
- Para comprender mejor el funcionamiento del circuito, conviene tomar en cuenta lo siguiente:
  - La LVK aplicada al circuito muestra que sólo puede conducir un diodo a la vez en la mitad superior del puente (D1, D3 y D5). El diodo en estado de conducción tendrá su ánodo conectado a la tensión de fase de mayor valor en ese instante.
  - La LVK también muestra que sólo puede conducir un diodo a la vez en la mitad inferior del puente (D2, D4 y D6). El diodo en estado de conducción tendrá su cátodo conectado a la tensión de fase de menor valor en ese instante.

- Si analizamos de 0 a 60°, observamos que el voltaje instantáneo de línea a línea más grande es  $V_{bc}$  (en su semiciclo negativo), el cual producirá una corriente a través de los diodos 5 y 6.





- Para calcular el valor eficaz de la señal de salida podemos considerar la figura 2.28, en donde cambiando la referencia del eje del tiempo se puede considerar la señal como cosenoidal.

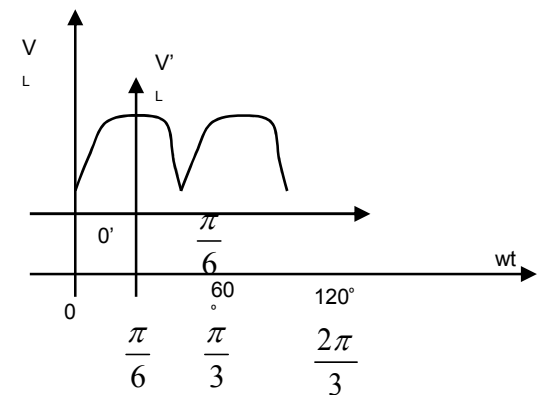
Como

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt}$$

Entonces

$$v(t) = \sqrt{3}V_m \cos \omega t$$

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi} 3V_m^2 \cos^2(\omega t) d\omega t}$$



Usando la identidad trigonométrica

$$\cos^2 A = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2A$$

Aplicando

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{6}{\pi} (3V_m)^2 \left[ \frac{\omega t}{2} + \frac{\text{sen}2\omega t}{4} \right]_0^{\frac{\pi}{6}}}$$

Desarrollando

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{18V_m^2}{\pi} \left( \frac{\frac{\pi}{6}}{2} + \frac{\text{sen}\left(\frac{2\pi}{6}\right)}{4} - 0 \right)}$$

Simplificando

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{18V_m^2}{\pi} \left( \frac{\pi}{12} + \frac{\sqrt{3}}{8} \right)}$$

Finalmente

$$V_{rms} = V_m \sqrt{\frac{3}{2} + \frac{9\sqrt{3}}{4\pi}} = 1.6554V_m$$

Por otro lado la corriente rms del diodo es

$$I_r = \sqrt{\frac{4}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} I_m^2 \cos^2(\omega t) d\omega t}$$

Resolviendo

$$I_r = 0.518I_m$$

El valor del voltaje promedio es -

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{3}V_m \cos(\omega t) d\omega t$$

$$V_{cd} = \frac{6}{\pi} \sqrt{3}V_m [\text{sen}(\omega t)]_0^{\frac{\pi}{6}} = \frac{\sqrt{3}(6)}{\pi} V_m \left( \text{sen}\left(\frac{\pi}{6}\right) \right)$$

$$V_{cd} = \frac{\sqrt{3}(6)}{\pi} \left(\frac{1}{2}\right) V_m = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m$$

$$V_{cd} = 1.654V_m$$

- Este rectificado de 6 pulsos introduce armónicos de orden 5,7,11,13,..., las componentes armónicas se expresan en términos de la fundamental.

$$I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h}$$

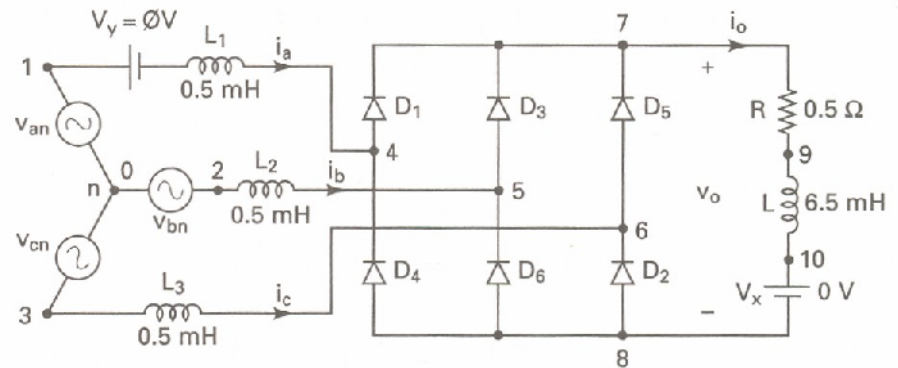
- Donde
- h.- orden de la armónica

- La cual esta en términos de la componente fundamental.

$$I_{s1} = \frac{1}{\pi} \sqrt{6} I_D = 0.78 I_D$$



# Simulación



- \*CIRCUITO RECTIFICADOR TRIFASICO
- VAN 1 0 SIN(0 169.7 60)
- L1 1 4 0.5MH
- VBN 2 0 SIN(0 169.7 60 0 0 120)
- L2 2 5 0.5MH
- VCN 3 0 SIN(0 169.7 60 0 0 240)
- L3 3 6 0.5MH
- R 7 9 0.5
- L 9 10 6.5MH
- VX 10 8 DC 0
- D1 4 7 DMOD
- D3 5 7 DMOD
- D5 6 7 DMOD
- D2 8 6 DMOD
- D6 8 5 DMOD
- D4 8 4 DMOD
- .MODEL DMOD D(IS=2.22E-15 BV=1200V); IBV=13E-3 CJO=2PF TT=1US)
- .TRAN 10US 50MS 33.33MS 10US
- .PROBE
- \*.OPTIONS ABSTOL=1.0N RELTOL=0.01 VNTOL=1M ITL5=4000
- .END

# Referencias

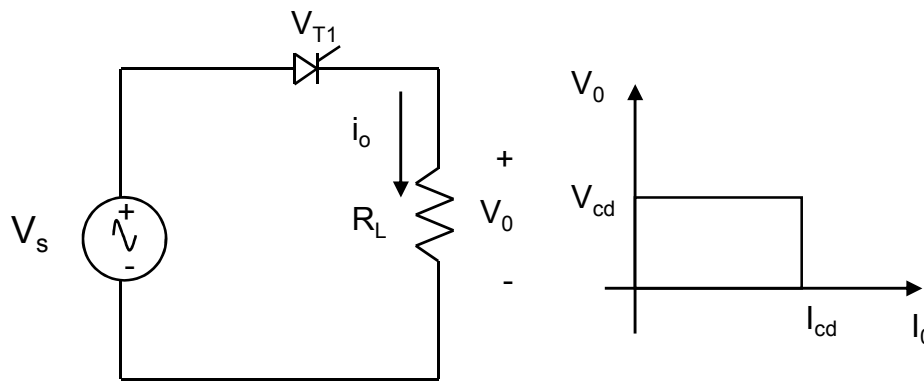
- 1.- ELECTRONICA DE POTENCIA  
SEGUNDA EDICIÓN 1995  
MUHAMMAD H. RASHID  
ED. PRENTICE HALL.
- 2.- ELECTRONICA DE POTENCIA  
DANIEL W. HART  
ED. PRENTICE HALL 1997
- 3.- POWER ELECTRONICS  
NED MOHAN  
THIRD EDITION 2003  
ED. WILEY
- 4.- POWER SEMICONDUCTORES  
S. B. DEWAN  
WILEY 1975
- 5.- SPICE FOR POWER ELECTRONICS AND ELECTRIC POWER  
MUHAMMAD H. RAHID  
ED. PRENTICE HALL 1993
- 6.- POWER ELECTRONICS  
MARVIN J. FISHER  
PWS-KENT PUBLISHING COMPANY 1991
- 7.- ELECTRÓNICA DE POTENCIA  
JOSÉ MANUEL BENAVENT GARCÍA  
UNIVERSIDAD POLITECNICA DE MADRID-ALFAOMEGA 2000
- 8.- POWER ELECTRONICS SYSTEMS THEORY AND DESIGN  
JAI. P. AGRAWAL  
ED. PRENTICE HALL 2001
- 9.- ELECTRÓNICA DE POTENCIA BÁSICA  
ENRÍQUEZ HARPER  
ED. LIMUSA 2006
- 10.- ELECTRONICA INDUSTRIAL  
J.A. GUALDA  
ED. ALFAOMEGA
- 11.- ELECTRONICA INDUSTRIAL MODERNA  
THIMOTY J. MALONEY  
ED. PEARSON 2006

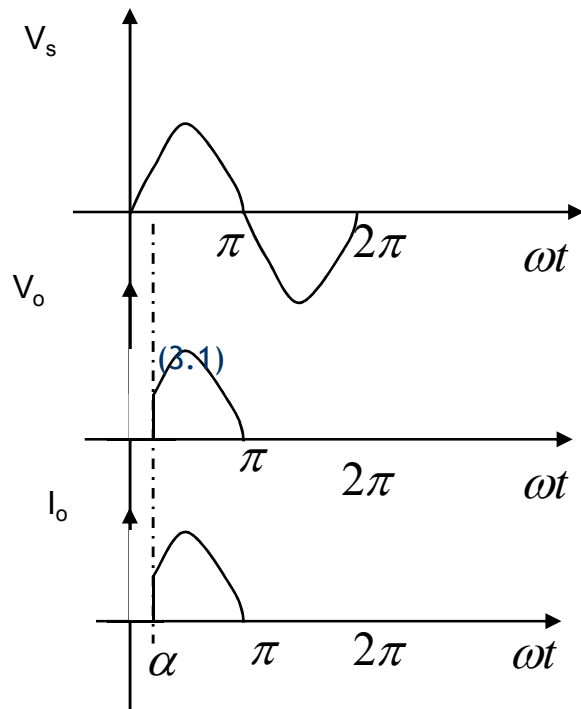
# ELECTRÓNICA DE POTENCIA

## Capítulo III CIRCUITOS DE CONMUTACIÓN FORZADA

# Convertidores monofásicos

## Rectificador controlado de media onda





Para calcular el voltaje promedio de este convertidor hacemos lo siguiente:

$$V_{cd} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \text{sen}(\omega t) d\omega t$$

Realizando operaciones

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi} (-\cos \omega t) \Big|_{\alpha}^{\pi}$$

$$V_{cd} = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$I_{cd} = \frac{V_{cd}}{R_L}$$

El voltaje de salida rms está dado por

$$V_{Orms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \text{sen}^2(\omega t) d\omega t}$$

Usando identidades trigonométricas, obtenemos:

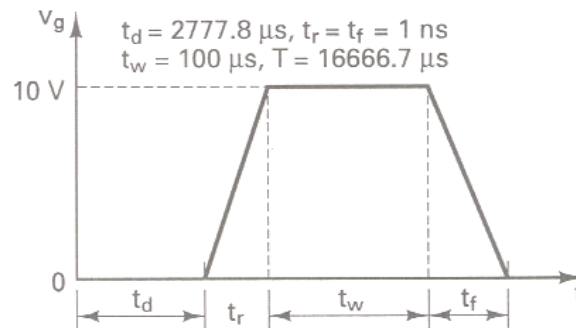
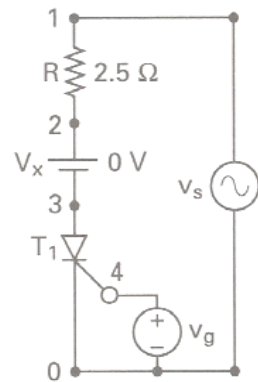
$$V_{Orms} = \sqrt{\frac{V_m^2}{4\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) d\omega t}$$

Realizando la integral

$$V_{Orms} = \frac{V_m}{2} \sqrt{\left[ \frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\text{sen}2\alpha}{2} \right) \right]}$$

# Simulación en Pspice

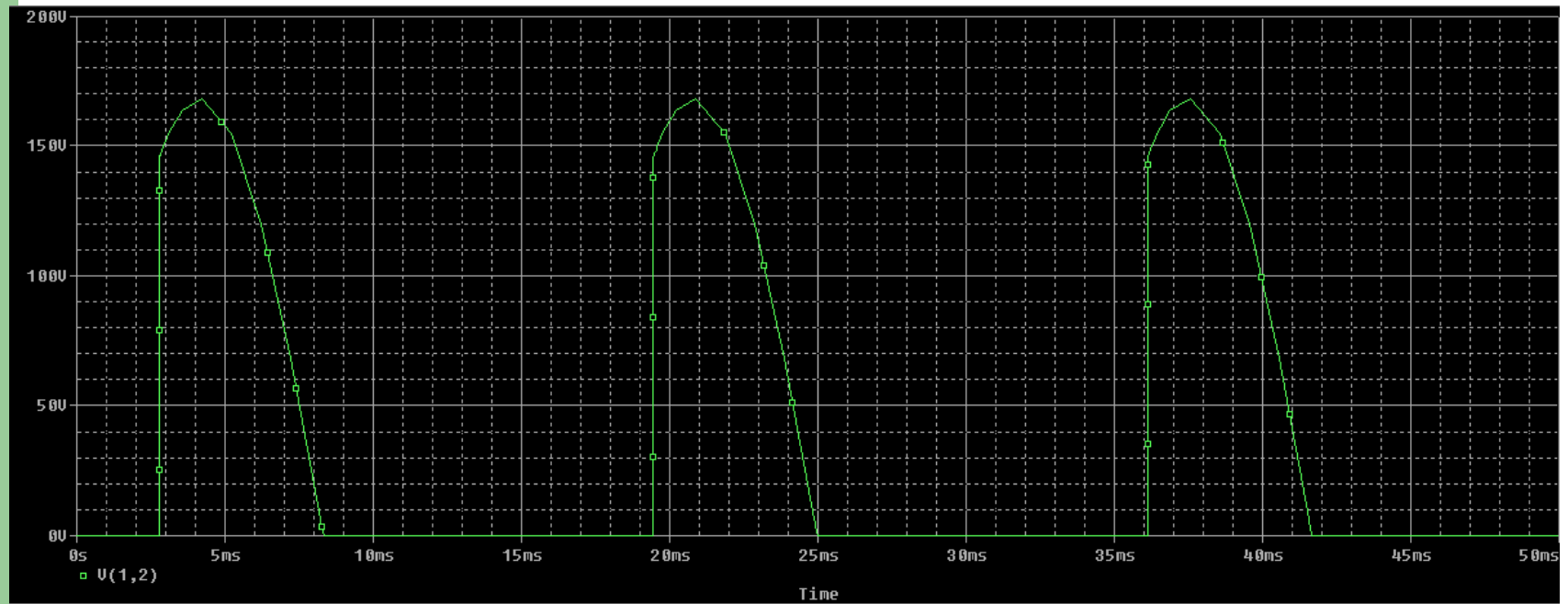
- Para el rectificado de media onda controlado mostrado en la figura, considere un  $\alpha = 60^\circ$  para una fuente de CA de 60 HZ el cual equivale a un retardo en el pulso aplicado al gate de  $2777.8\mu\text{s}$ , si el voltaje pico es de 169.7 y  $R=2.5\Omega$ .



- \*Ejemplo de un rectificador controlado de media onda carga resistiva
- \*Subcircuito para simular un SCR
- .SUBCKT SCR 1 2 3
- \* MODEL ANODO CATODO +CONTROL -CONTROL
- S1 SMOD 1 5 ;SWITCH 6 2
- RG 3 4 50
- VX 4 2 DC 0V
- VY 5 7 DC 0V
- DT 7 2 DMOD
- RT 6 2 1
- CT 6 2 10UF
- F1 2 6 POLY(2) VX 11
- .MODEL SMOD VSWITCH 0 (RON=0.0105 ROFF=10E+5 50 VON=0.5V VOFF=0V) BV=1200V TT=0
- .MODEL DMOD D (IS=2.2E-15)
- .ENDS SCR
- \*Parámetros de la señal de control triangular creada a partir de una señal cuadrada
- \*Descripción del circuito pulsador reductor a simular
- Vs 169.7v 60Hz) 1 0 SIN (0 ;voltaje de alimentación de CD
- \*definición de la fuente de control
- R 1 2 2.5
- Vg 4 0 PULSE(0 10V 2777.8US 1N 1N 100US 16666.7us)
- VX 2 3 DC 0
- XT1 3 0 4 0 SCR
- .TRAN 1US 50MS
- .PROBE
- .END

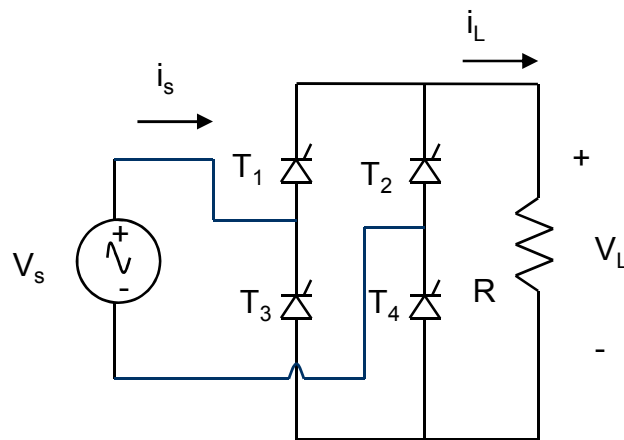


- Voltaje en la carga

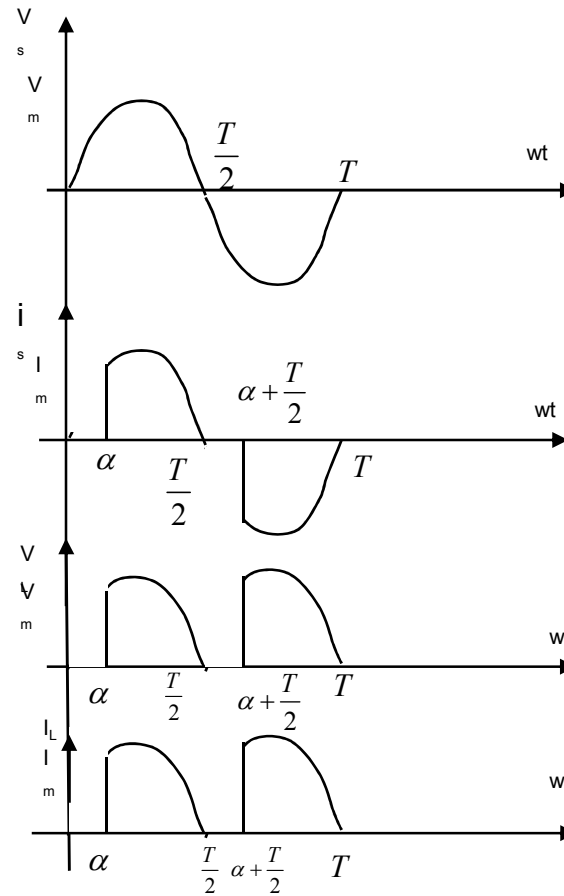


# Rectificador controlado de onda completa

- Considere un rectificador no controlado de onda completa con carga resistiva, en donde los diodos han sido reemplazados por SCR's, como el que se muestra en la figura 3.3. En este circuito los SCR's son controlados y disparados en parejas con un ángulo de retraso  $\alpha$ .



# Formas de onda



# Ecuaciones

Voltaje y corriente promedio

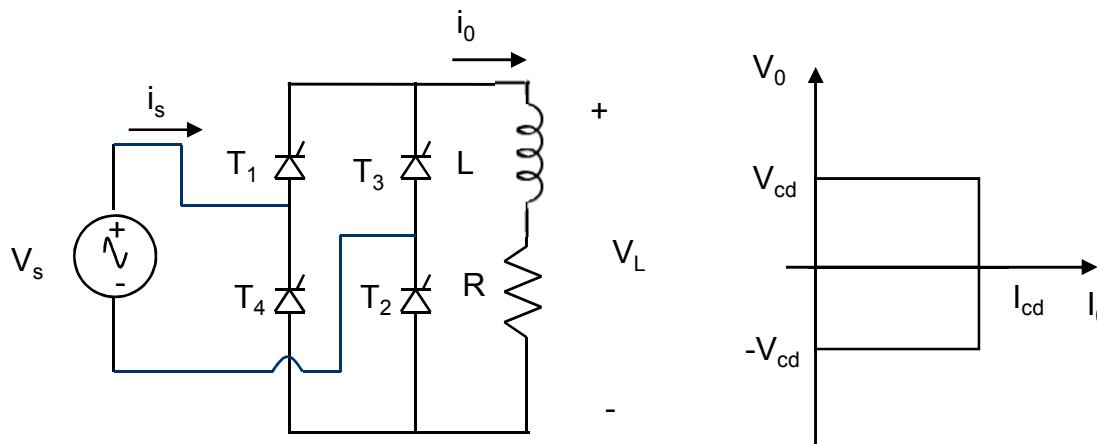
$$V_{cd} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad I_{cd} = \frac{V_{cd}}{R}$$

Corriente y voltaje rms

$$I_{0rms} = \frac{V_m}{R} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\text{sen}(2\alpha)}{4\pi}}$$

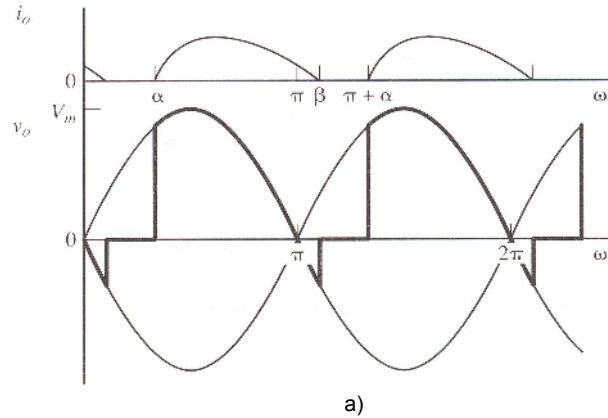
$$V_{0rms} = I_{0rms} R$$

# Rectificador controlado de onda completa y carga RL

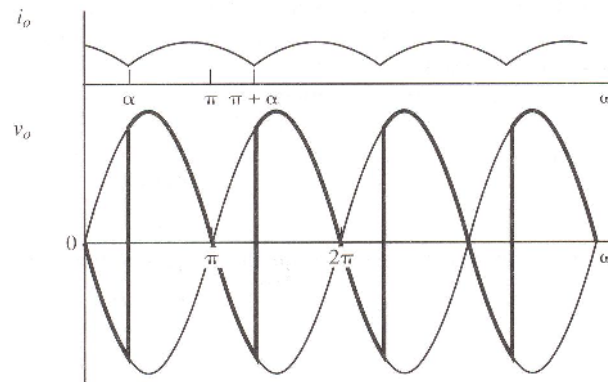


# Formas de onda

a) caso discontinuo para la corriente



b) caso continuo para la corriente.



Para determinar el voltaje y corriente de salida en el caso de corriente continua se utiliza la serie de Fourier, dada por.-

$$V_0(t) = V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cos(n\omega t + \phi_n)$$

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \text{sen}(\omega t) d\omega t$$

Resolviendo

$$V_{cd} = \frac{2V_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi+\alpha} = \frac{V_m}{\pi} [-\cos(\pi + \alpha) + \cos \alpha]$$

Por identidades trigonométricas  $\cos(\pi + \alpha) = -\cos \alpha$

$$V_{cd} = \frac{2V_m}{\pi} \cos(\alpha)$$

Las amplitudes de los términos de alterna se calculan a partir de

$$V_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

Donde

$$a_n = \frac{2V_m}{\pi} \left[ \frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} \right]$$

$$b_n = \frac{2V_m}{\pi} \left[ \frac{\text{sen}(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\text{sen}(n-1)\alpha}{n-1} \right]$$

Para  $n=2,4,6,\dots$



- La serie de Fourier para la corriente se determina utilizando superposición. La amplitud de la corriente para cada frecuencia se obtiene utilizando:

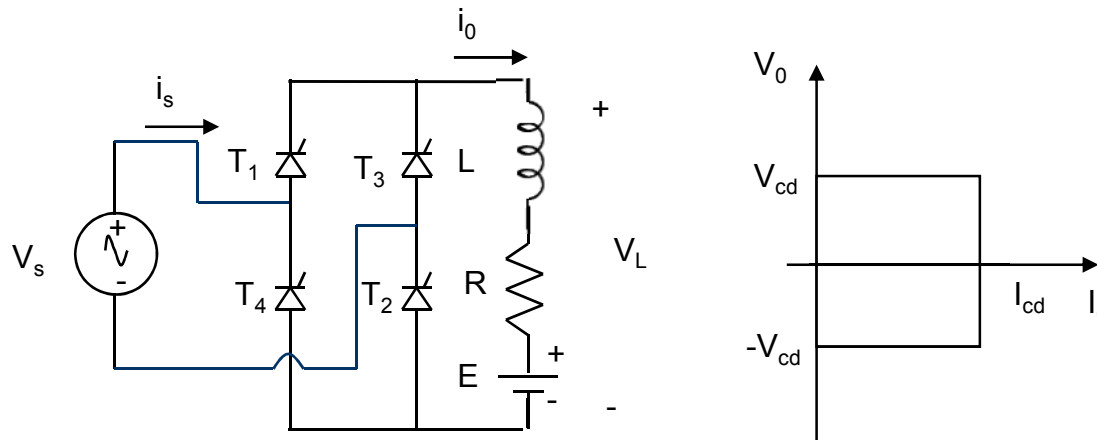
$$I_{0rms} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=2,4,6\dots}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}}\right)^2}$$

Donde

$$I_0 = \frac{V_0}{R}$$

$$I_n = \frac{V_n}{Z_n} = \frac{V_n}{|R + jn\omega L|}$$

# Rectificador controlado de onda completa con carga RL y Fuente de CD.



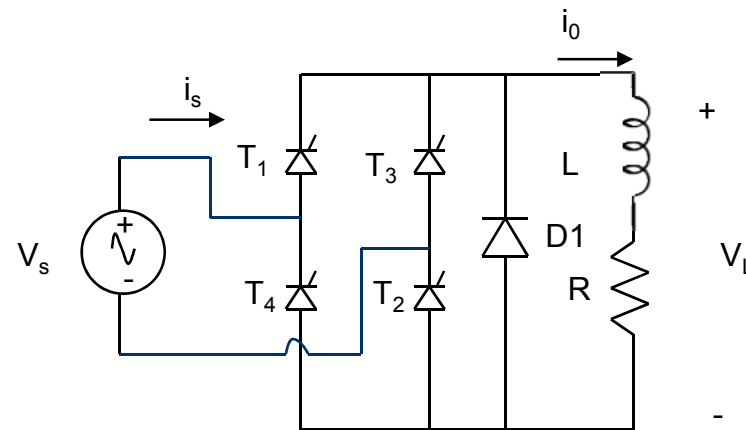
En el caso de la corriente continua, la tensión y corriente de salida del puente es. -

$$V_0 = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha \quad I_0 = \frac{V_0 - E}{R}$$

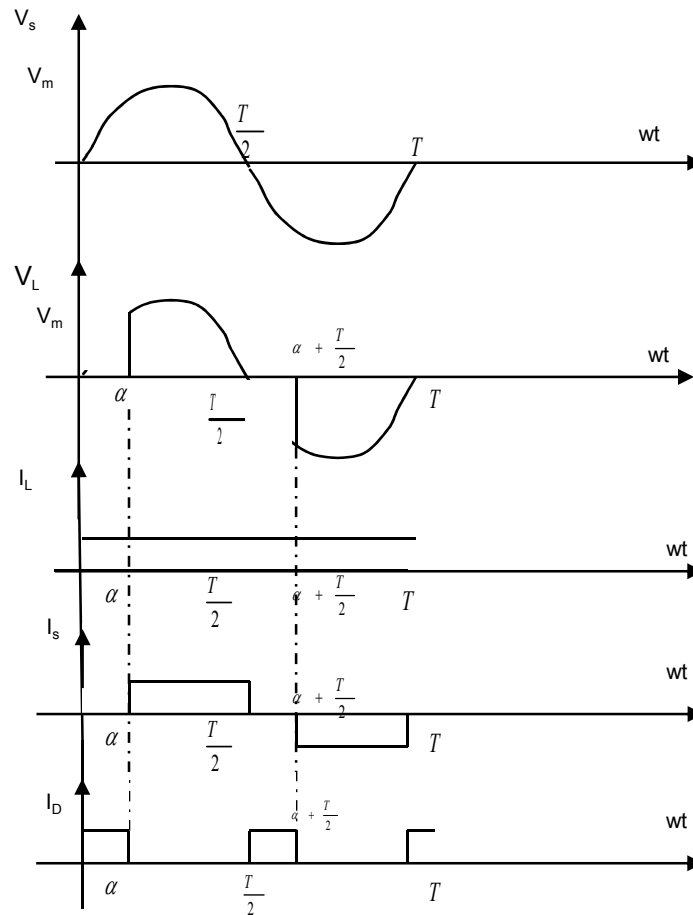
Los términos del voltaje de CA no cambian con respecto al rectificador controlado con carga RL

## Rectificador controlado de onda completa con carga RL con diodo volante.

- Si modificamos el circuito anterior incluyendo un diodo volante en paralelo con la carga RL. La presencia del diodo D1 previene valores negativos en  $V_o$ , pues está condición el diodo queda polarizado directamente.



# Formas de onda



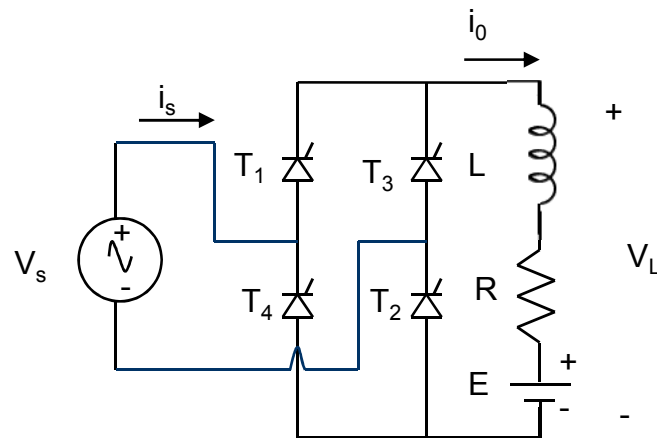
El voltaje promedio en este caso esta dado por. -

$$V_0 = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$V_{0rms} = I_{0rms} R$$

# Convertidor monofásico operando como inversor.

En las secciones anteriores los circuitos operan como rectificadores, en los que el flujo de potencia va del generador a la carga. También es posible que la potencia fluya de la carga al generador de alterna y, en ese caso, el circuito se clasificará como un inversor.



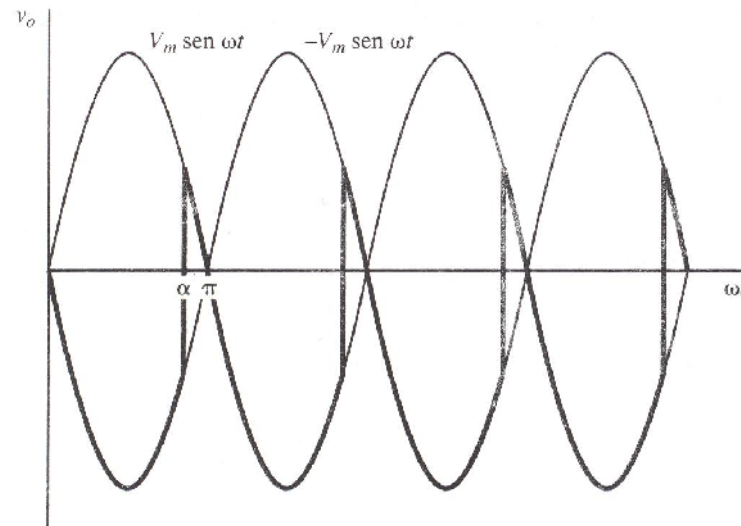
operación como rectificador

$$0 < \alpha < 90^\circ \rightarrow V_0 > 0$$

operación como inversor

$$90^\circ < \alpha < 180^\circ \rightarrow V_0 < 0$$

- En la figura muestra la forma de onda de la tensión para  $\alpha = 150^\circ$  y corriente continua en la bobina.

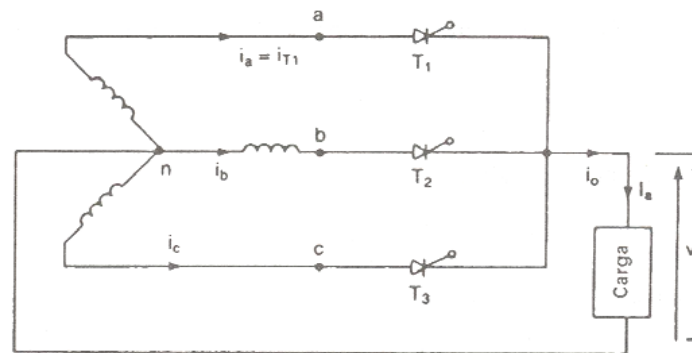


si la bobina es lo suficientemente grande y el puente no tiene pérdidas, la potencia absorbida por el puente y transferida al sistema de alterna es:

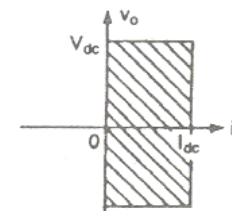
$$P_{\text{puente}} = P_{CA} = -I_0 V_0$$

# Convertidor trifásico de media onda

- Los convertidores trifásicos proporcionan mayor voltaje promedio de salida, y además, la frecuencia de los rizados de voltaje de salida es mayor en comparación con la de los convertidores monofásicos.

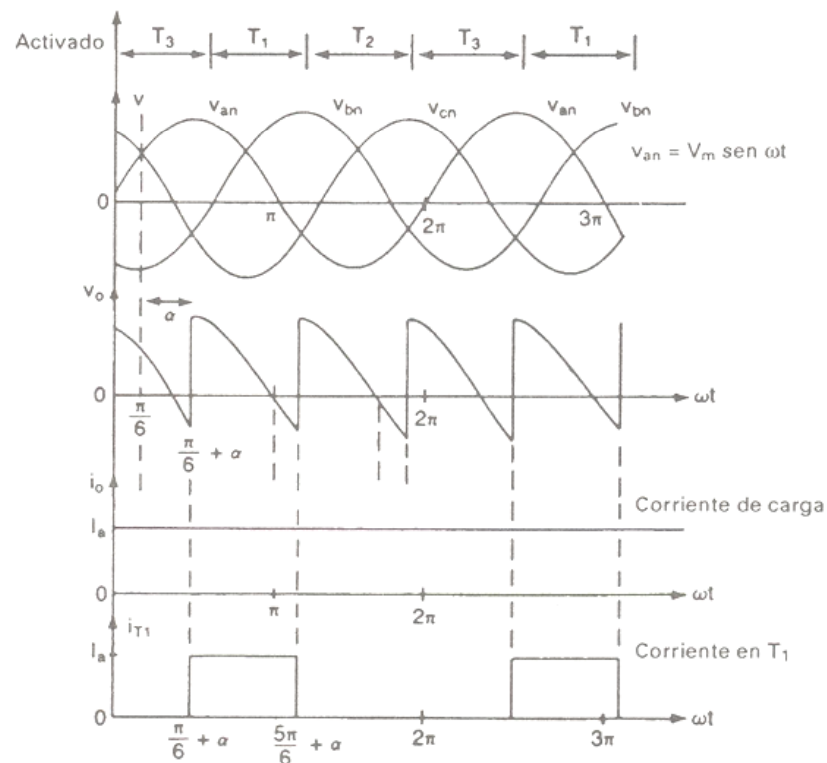


(a) Circuito



(b) Cuadrante

# Formas de onda del convertidor

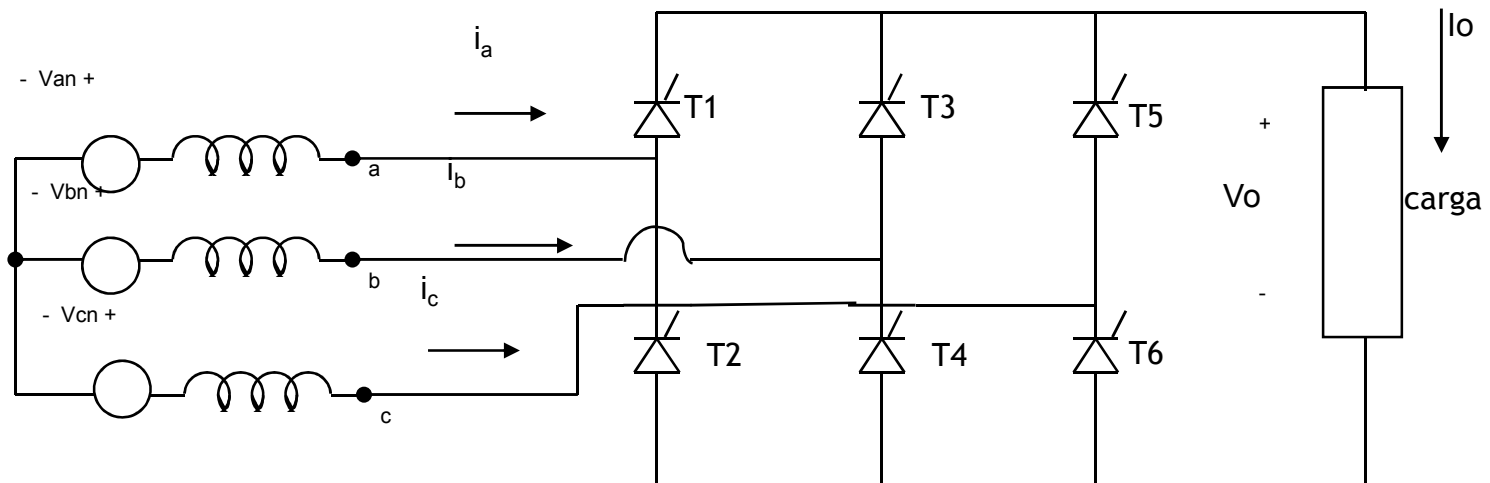


$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \cos \alpha$$

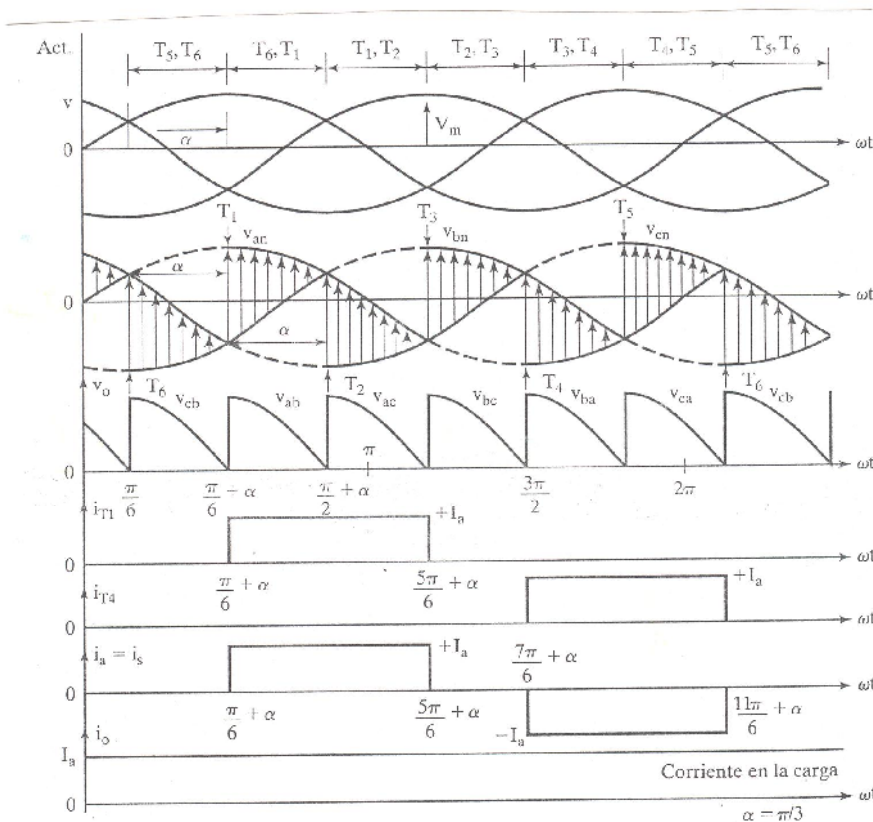
$$V_{rms} = \sqrt{3}V_m \left[ \frac{1}{6} + \frac{\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\alpha \right]^{\frac{1}{2}}$$



# Convertidor trifásico de onda completa



# Formas de onda



las fuentes de alimentación son:

$$V_{an} = V_m \text{sen}(\omega t)$$

$$V_{bn} = V_m \text{sen}\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{cn} = V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$$

Y

$$V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = \sqrt{3}V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = \sqrt{3}V_m \text{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$$

$$V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = \sqrt{3}V_m \text{sen}\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right)$$

El Voltaje promedio de salida es:

$$V_{cd} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos\alpha$$

el Voltaje rms de la salida es

$$V_{0rms} = \sqrt{3} V_m \left( \frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha \right)^{\frac{1}{2}}$$

# Referencias

- 1.- ELECTRONICA DE POTENCIA  
SEGUNDA EDICIÓN 1995  
MUHAMMAD H. RASHID  
ED. PRENTICE HALL.
- 2.- ELECTRONICA DE POTENCIA  
DANIEL W. HART  
ED. PRENTICE HALL 1997
- 3.- POWER ELECTRONICS  
NED MOHAN  
THIRD EDITION 2003  
ED. WILEY
- 4.- SPICE FOR POWER ELECTRONICS AND ELECTRIC POWER  
MUHAMMAD H. RAHID  
ED. PRENTICE HALL 1993
- 5.- POWER ELECTRONICS  
MARVIN J. FISHER  
PWS-KENT PUBLISHING COMPANY 1991
- 6.- ELECTRÓNICA DE POTENCIA  
JOSÉ MANUEL BENAVENT GARCÍA  
UNIVERSIDAD POLITECNICA DE MADRID-ALFAOMEGA 2000
- 7.- POWER ELECTRONICS SYSTEMS THEORY AND DESIGN  
JAI. P. AGRAWAL  
ED. PRENTICE HALL 2001
- 8.- ELECTRÓNICA DE POTENCIA BÁSICA  
ENRÍQUEZ HARPER  
ED. LIMUSA 2006
- 9.- CONVERTIDORES ALTERNA-CONTINUA CON TIRISTORES  
JOAN PERACAULA ROURA  
MARCOSBO BOIXAREU EDITORES 1990