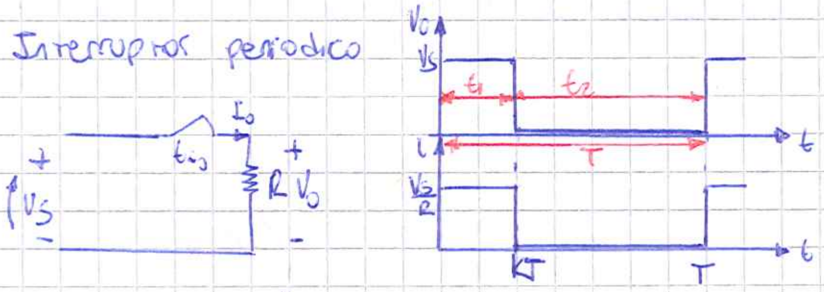
Conversores DC-DC

Interruptor periodico



$T = t_1 + t_2$

$t_1 = KT$

$t_2 = (1-K)\,T$

$$V_a = \frac{1}{T}\int_0^{t_1} V_o\,dt = \frac{t_1}{T} V_S = F t_1 V_S = K V_S$$ Voltaje promedio de salida

$$I_a = \frac{V_a}{R} = \frac{K V_S}{R}$$

$$V_{o\,RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{KT} V_o^2\,dt} = \sqrt{K}\,V_S$$

$$P_i = \frac{1}{T}\int_0^{KT} V_o \cdot i\,dt = \frac{1}{T}\int_0^{KT} \frac{V_o^2}{R}\,dt = \frac{K V_S^2}{R}$$

$$R_i = \frac{V_S}{I_a} = \frac{V_S}{K V_S/R} = \frac{R}{K}$$ → R es variable según el ciclo de trabajo

el ciclo de trabajo (k) se puede variar desde 0 a 1 variando t_1, T o F.
Vo se puede variar de 0 a Vs variando K

1- operación a frecuencia constante: f se mantiene constante y se varia t_1, este control es (PWM). Este es el mas usado

2- operación a frecuencia variable: se cambia la frecuencia de conmutación y se mantiene t_1 (modulación por frecuencia). La desventaja es que este control genera armonicas a frecuencias impredecibles.

generación del ciclo de trabajo

Se genera comparando una señal diente de sierra con un valor de referencia

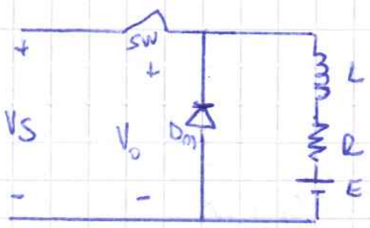
$$V_r = \frac{V_r}{T}\,t \qquad \underset{\text{señal cuadrada}}{V_{cr}} = \frac{V_r}{T} KT \qquad K = \frac{V_{cr}}{V_r} = M \rightarrow \text{Factor de Modulación}$$

Con Vch

$$V_a = K\,(V_S - V_{ch}) \;;\; V_o = \sqrt{K}\,.\,(V_S - V_{CH})$$

$$P_o = K\,\frac{(V_S - V_{CH})^2}{R} \qquad P_i = K\,\frac{V_S(V_S - V_{ch})}{R}$$

convertidor de bajada con carga RL



① SW ON: la corriente de fuente pasa por la carga

② SW OFF: la corriente de carga pasa por Dm (la bobina se carga en ON)

$$V_S = Ri_1 + L\frac{di_1}{dt} + E$$ ecuación inicial para switch on

Resolviendo ec diferencial y $i_1\big|_{t=0} = I_1 \Rightarrow$ $$i(t) = I_1 . e^{-tR/L} + \frac{V_S - E}{R}\left(1 - e^{-tR/L}\right)$$

este análisis es para $0 \leq t \leq t_1$ o lo que es lo mismo $0 \leq t_1 \leq KT$

la corriente de la carga en $t = KT \Rightarrow i_1\big|_{(t=KT)} = I_2$

Para el SW off $$0 = Ri_2 + L\frac{di_2}{dt} + E$$

Con cond. inicial $i_2\big|_{t=0} = I_2$ diciendo que t_0 en realidad es KT (el tiempo donde inicia el sw off)

$$i_2(t) = I_2\, e^{-\frac{tR}{L}} - \frac{E}{R}\left(1 - e^{-\frac{tR}{L}}\right)$$ válido $0 \leq t_2 \leq t_2$ en realidad $KT \leq t_2 \leq T$

$$i_2\big|_{t=t_2} = I_3$$

en condiciones estables $I_1 = I_3$ y la corriente de rizo de carga se obtiene

$$I_2 = I_1\, e^{-KTR/L} + \frac{V_S - E}{R}\left(1 - e^{-KTR/L}\right)$$

$$I_3 = I_1 = I_2\, e^{-(1-K)TR/L} - \frac{E}{R}\left(1 - e^{-(1-K)TR/L}\right)$$

$$I_1 = \frac{V_S}{R}\left(\frac{e^{Kz} - 1}{e^{z} - 1}\right) - \frac{E}{R} \quad ; \quad z = \frac{T.R}{L}$$ Relación del periodo de conmutación

usando $z \Rightarrow$ $$I_2 = \frac{V_S}{R}\left(\frac{e^{-Kz} - 1}{e^{-z} - 1}\right) - \frac{E}{R}$$

corriente de rizo $\Rightarrow$ $$\Delta I = I_2 - I_1 = \frac{V_S}{R}\left(\frac{1 - e^{-Kz} + e^{-z} - e^{-(1-K)z}}{1 - e^{-z}}\right)$$

la corriente de rizo máxima es $$\Delta I_{max} = \frac{V_S}{R}\tanh\frac{R}{4f.L}$$ si $4fL \gg R \Rightarrow \Delta I_{max} = \frac{V_S}{4.f.L}$

todo este análisis es para un paso continuo de corriente, con baja frecuencia y bajo voltaje de salida

Si la corriente es discontinua

$$i_1(t) = \frac{V_S - E}{R}\left(1 - e^{-tR/L}\right)$$

$$t_2 = \frac{L}{R}\ln\left(1 + \frac{R I_2}{E}\right)$$

- Condición para corriente continua: $\frac{e^{kz} - 1}{e^{z} - 1} - \frac{E}{V_S} \geq 0$ $\qquad z = T\frac{R}{L}$

Valor de la relación fem en la carga $\quad x = \frac{E}{V_S} \leq \frac{e^{kz} - 1}{e^{z} - 1}$

Clasificación de los convertidores

- Convertidores de 1º cuadrante: la corriente fluye por la carga. Tanto el voltaje como la corriente son positivos (se dice que funciona como rectificador)

Se analiza con esto $\quad V_0 = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{kT} V_0^2\,dt} = \sqrt{k}\,V_S$

$$P_i = k\frac{V_S^2}{R}$$

- 2º cuadrante: la corriente sale de la carga. V_L^+ pero corriente negativo (un convertidor de subida con carga RL es un ejemplo de este tipo de convertidores)

- Convertidor de 1º y segundo cuadrante: la corriente de carga puede ser positiva o negativa el voltaje en la carga siempre es positivo (puede funcionar como rectificador o inversor)

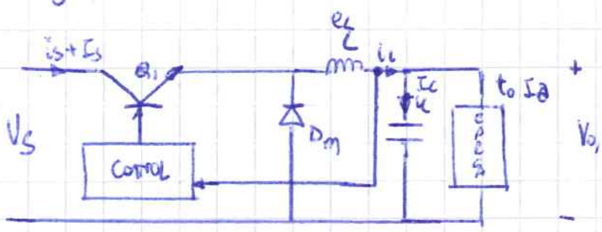
- Convertidor de 3º y 4º cuadrante: el voltaje en la carga siempre es negativo, la corriente puede ser positiva o negativa

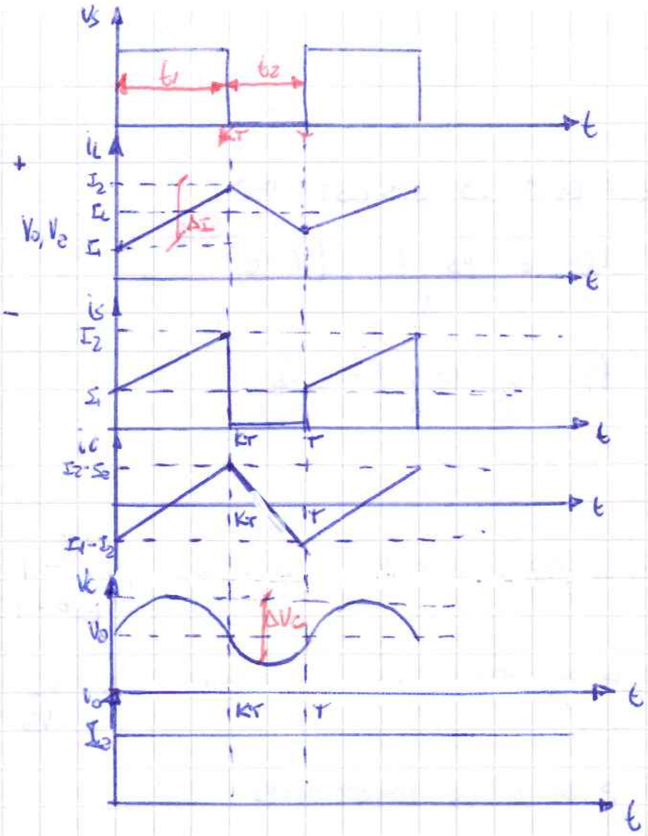
- Convertidor de 4 cuadrantes: se puede combinar tensión y corriente tanto negativas como positivas. Este convertidor es la base del inversor monofásico en puente.

$V_L + V_e$ $I_L - V_e$ INVERSOR	$V_L + V_e$ $I_L + V_e$ RECTIFICADOR
$V_L - V_e$ $i_L - V_e$ RECTIFICADOR	$V_L - V_e$ $I_L + V_e$ INVERSOR

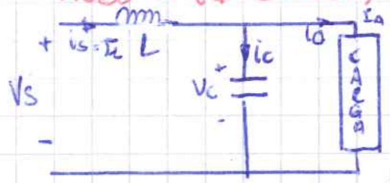
NOTA

Reguladores reductores

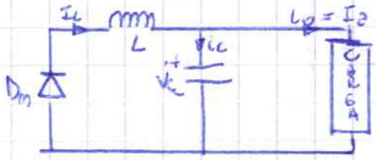




MODO 1 (Q1 saturado)



MODO 2 (Q1 corte)



$$e_L = L\frac{di}{dt} \qquad V_s - V_a = L\frac{I_2 - I_1}{t_1} = L\frac{\Delta I}{t_1}$$

$$t_1 = \frac{\Delta I \cdot L}{V_s - V_a} \qquad -V_a = -L\frac{\Delta I}{t_2} \Rightarrow t_2 = \frac{\Delta I \cdot L}{V_a}$$

$$\Delta I = I_2 - I_1 \Rightarrow \Delta I = \frac{(V_s - V_a)\,t_1}{L} = \frac{V_a \cdot t_2}{L}$$

$$t_1 = kT \; ; \; t_2 = (1-k)T \; ; \; V_a = V_s\frac{t_1}{T} = kV_s$$

$$V_s \cdot I_s = V_a \cdot I_a = k\,V_s\,I_a \Rightarrow I_s = kI_a$$

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I\,L}{V_s - V_a} + \frac{\Delta I\,L}{V_a} = \frac{\Delta I\,L \cdot V_s}{V_a\,(V_s - V_a)}$$

$$\Delta I = \frac{V_a\,(V_s - V_A)}{f\,L\,V_s} = \frac{V_a\,k\,(1-k)}{fL}$$

$$i_L = i_c + i_0 \qquad i_c = \frac{\Delta I}{4}$$

$$V_c = \frac{1}{C}\int i_c\,dt + V_c|_{(t=0)} \Rightarrow \Delta V_c = V_c - V_c|_{(t=0)}$$

$$\Delta V_c = \frac{1}{C}\int_0^{T/2}\frac{\Delta I}{4}\,dt = \frac{\Delta I\,T}{8C} = \frac{\Delta I}{8fC}$$

$$\Delta V_c = \frac{V_a (V_s - V_a)}{8 L C f^2 V_s} = \frac{V_s\, k(1-k)}{8 L C f^2}$$

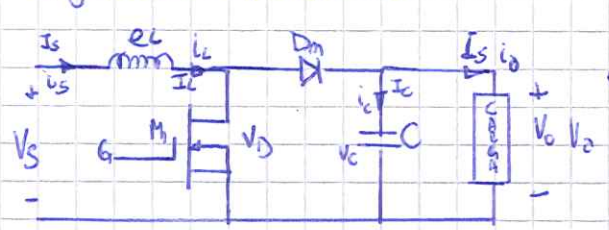
Condición para corriente continua en el inductor y voltaje continuo en el capacitor

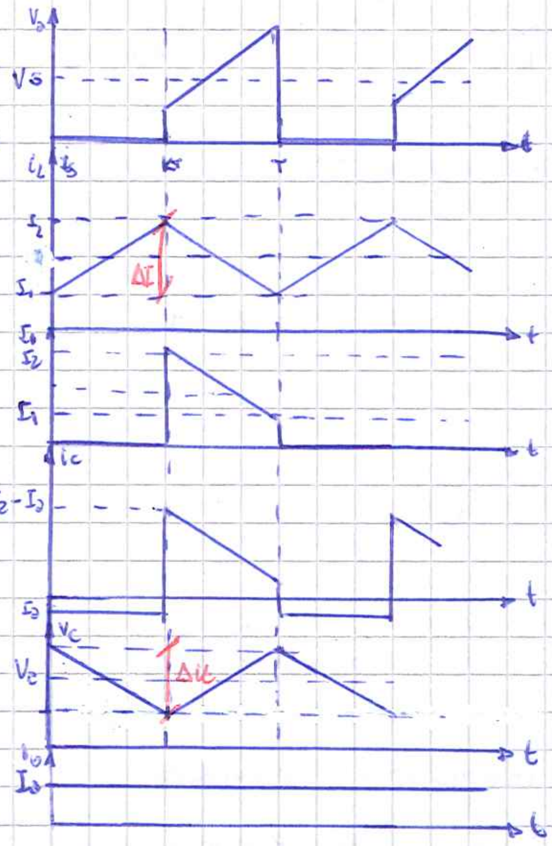
$$\Delta I = 2 I_L \qquad \frac{V_s (1-k) k}{f L} = 2 I_L = 2 I_a = \frac{2 k V_s}{R}$$

$$L_c = L = \frac{(1-k) R}{2f}$$

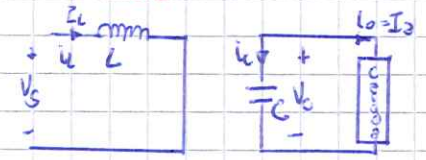
$$\frac{V_s (1-k) k}{8 L C f^2} = 2 V_a = 2 k V_s \qquad C_c = C = \frac{1-k}{16 L f^2}$$

Reguladores elevadores

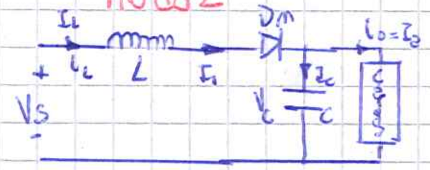




Modo 1



Modo 2



$$V_s = L \frac{I_2 - I_1}{t_1} = L \frac{\Delta I}{t_1}$$

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_s} \qquad V_s - V_a = -L \frac{\Delta I}{t_2} \qquad t_1 = \frac{\Delta I L}{V_a - V_s}$$

$$\Delta I = \frac{V_s t_1}{L} = \frac{(V_a - V_s) t_2}{L}$$ Como $t_1 = kT$ y $t_2 = (1-k)T$

$$V_a = V_s \frac{T}{t_2} = \frac{V_s}{1-k} \qquad 1-k = \frac{V_s}{V_a} \qquad t_1 = \frac{V_a - V_s}{V_a f}$$

NOTA

Suponiendo que no hay perdidas $V_s . I_s = V_a I_a = V_s I_a (1-k)$

$$I_s = \frac{I_a}{1-k}$$

$$T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_s} + \frac{\Delta I L}{V_a - V_s} = \frac{\Delta I L V_a}{V_s (V_a - V_s)} \Rightarrow \Delta I = \frac{V_s (V_a - V_s)}{f L V_a} = \frac{V_s k}{f L}$$

$$\Delta V_c = V_c - V_c \big|_{t=0} = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_c \, dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_1} I_a = \frac{I_a t_1}{C} \quad \text{como } t_1 = \frac{V_a - V_s}{V_a f}$$

$$\Delta V_c = \frac{I_a (V_a - V_s)}{V_a f C} = \frac{I_a k}{f C}$$

- Condicion para corriente continua en el inductor y tension continua en el capacitor

$$\frac{k V_s}{f L} = 2 I_L = 2 I_s = \frac{2 V_s}{(1-k) R}$$

$$L_{critico} = \frac{k (1-k) R}{2 f}$$

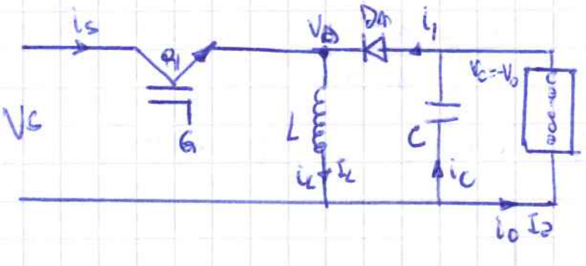
$$\frac{I_a k}{C f} = 2 V_a = 2 I_a . R$$ → si voltaje prom capacitor $V_c \Rightarrow \Delta V_c = 2 V_a$

$$C_{critico} = \frac{k}{2 f R}$$

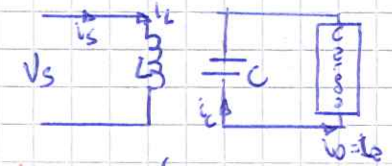
Por una cuestion de estabilidad en la salida, se requiere usar un capacitor y un inductor de filtro de mayor tamaño que en el reductor

Reguladores reductores y elevadores

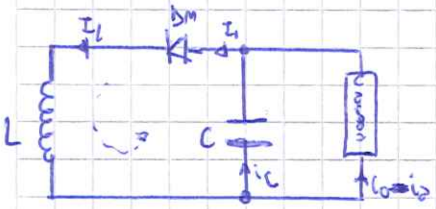
Tienen la propiedad de elevar o bajar la tensión de salida, la polaridad es inversa a la de la entrada. Tambien se los conoce como reguladores inversores.

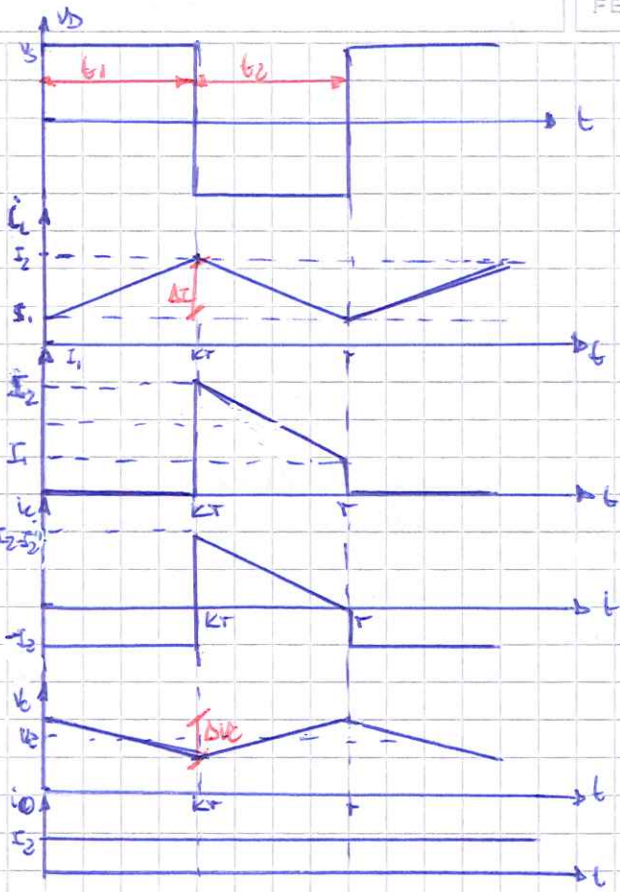


Modo 1 (Acumulo energía en L)



Modo 2 (Le hago circular)





$$V_S = L\frac{I_2 - I_1}{t_1} = L\frac{\Delta I}{t_1}$$

$$t_1 = \frac{\Delta I L}{V_S}$$

$$V_a = -L\frac{\Delta I}{t_2} \Rightarrow t_2 = -\frac{\Delta I L}{V_a}$$

Como $\Delta I = I_2 - I_1 \Rightarrow \Delta I = \frac{V_S t_1}{L} = \frac{-V_a t_2}{L}$

Como $t_1 = kT$ y $t_2 = (1-k)t$

$$(1-k) = \frac{-V_s}{V_a - V_s}$$

$$t_1 = \frac{V_a}{(V_a - V_s)f}$$

Suponiendo el circuito sin perdidas $V_S I_S = -\frac{V_a I_a k}{(1-k)}$ entonces

$$I_s = \frac{I_a k}{1-k}$$

Como $T = \frac{1}{f} = t_1 + t_2 = \frac{\Delta I L}{V_S} + \frac{\Delta I L}{V_a} = \Delta I L\frac{(V_a - V_s)}{V_a V_S}$

$$\Delta I = \frac{V_S V_a}{f L (V_a - V_s)} = \frac{V_s k}{f L}$$

Cuando Q está encendido y $t = t_1$, $I_c = I_a$ entonces

$$\Delta V_C = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_c\,dt = \frac{1}{C}\int_0^{t_1} I_a\,dt \Rightarrow \Delta V_C = \frac{I_a t_1}{C}$$

Sustituyendo $\Delta V_C = \frac{I_2 \cdot V_2}{(V_2 - V_S) f C} \Rightarrow \Delta V_C = \frac{I_2 K}{f C}$

- condición de continuidad

- $\Delta I = 2 I_L \Rightarrow \frac{K V_S}{f L} = 2 I_L = 2 I_2 = \frac{2 K V_S}{(1-K) R}$

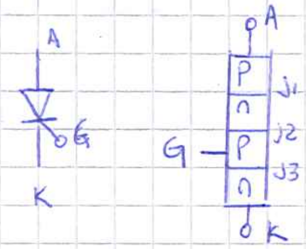
$L_{crítico} = \frac{(1-k) R}{2f}$

- $\Delta V_C = 2 V_2 \Rightarrow \frac{I_2 K}{C f} = 2 V_2 = 2 I_2 \cdot R$

$C_{crítico} = \frac{K}{2 f \cdot R}$

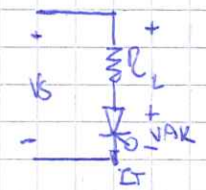
Tiristores

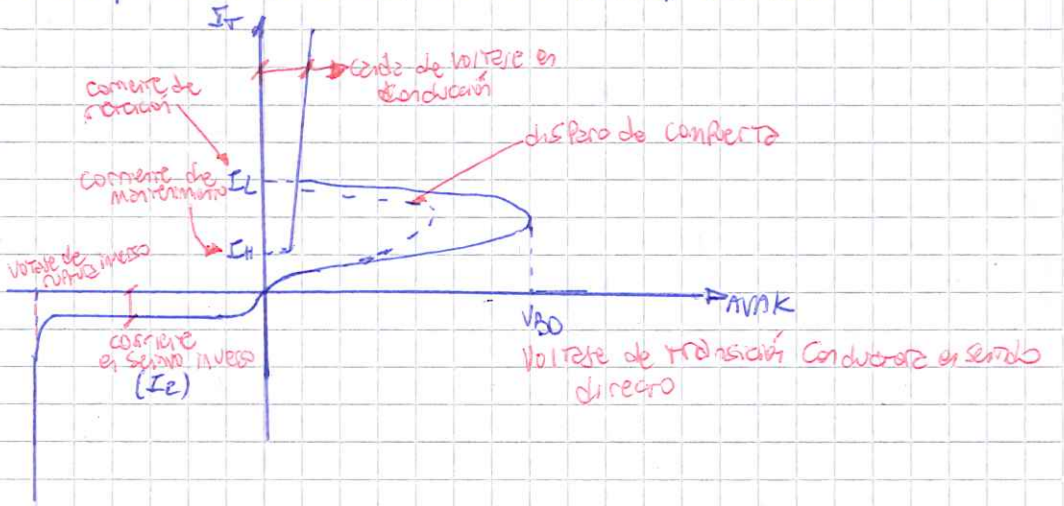
Un tiristor es un dispositivo semiconductor con 4 capas PNPN y 3 terminales: ánodo, cátodo y compuerta



Cuando el voltaje del ánodo se hace positivo con respecto al del cátodo, J_1 y J_3 están en directa y J_2 en inversa solo pasa una corriente de fuga (corriente de estado apagado). La ruptura por avalancha se produce aumentando la tensión en inversa entre ánodo y cátodo hasta dañar J_2, este voltaje es V_{BO}.

Como J_1 y J_3 están en directa hay una gran corriente anódica directa entonces el dispositivo está en estado conductor, la caída de voltaje se debe a la caída óhmica entre capas (la R interna es muy pequeña). Para limitar la corriente se usa una RL externa el valor de corriente tiene que ser mayor a I_L (corriente de retención) para mantener activo al tiristor.





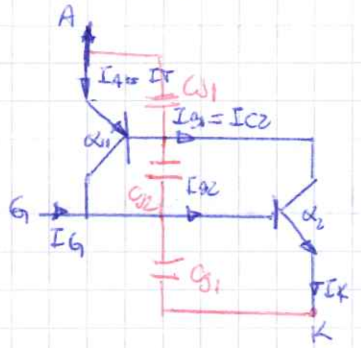
corriente de retención: corriente mínima para mantener el tiristor encendido inmediatamente después de haberse activado y retirar la señal de compuerta

En conducción el tiristor es un diodo en directa, si la corriente disminuye debajo de I_H el tiristor entra en un estado de bloqueo (está en sentido inverso), cuando está en este estado circula una I_R

el tiristor se puede encender aumentando $V_{AK} > V_{BO}$ pero de esta forma podríamos destruirlo

en la práctica $V_{AK} < V_{BO}$ y activamos con un pulso sobre G

Modelo de tiristor con transistores



$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$ α = Ganancia interna

$I_{C1} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1}$ $I_{C2} = \alpha_2 I_K + I_{CBO2}$

$I_A = I_{C1} + I_{C2} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} + \alpha_2 I_K + I_{CBO2}$

$I_K = I_A + I_G \Rightarrow I_A = \dfrac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1-(\alpha_1+\alpha_2)}$

C_{J1}, C_{J2} y C_{J3} son capacidades parásitas de junturas

$$i_{J2} = \frac{d(q_{J2})}{dt} = \frac{d}{dt}(C_{J2} \cdot V_{J2}) - V_{J2}\frac{dC_{J2}}{dt} + C_{J2}\frac{dV_{J2}}{dt}$$

Activación del tiristor

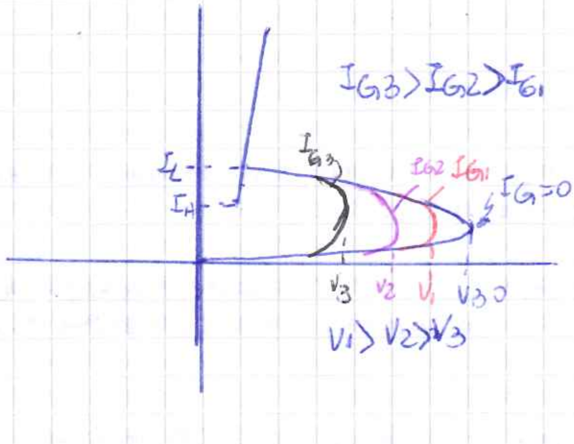
Térmica: si la temp de un tiristor es alta el aumento de pares electrón-hueco que aumenta las corrientes de fuga. Este tipo de activación puede causar avalancha térmica

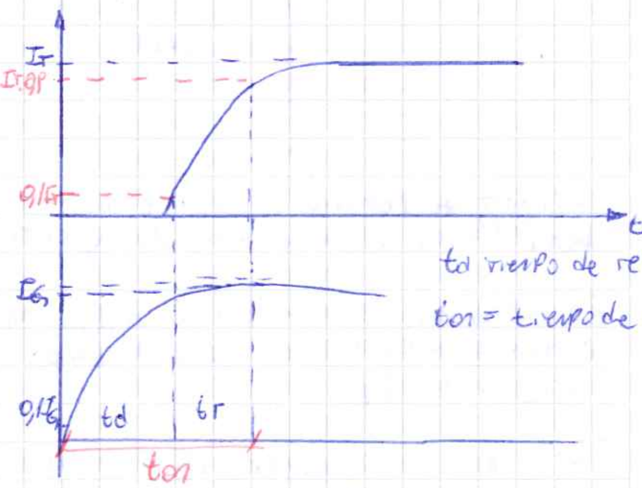
Luz: incidiendo luz sobre las junturas en la oblea de silicio

alto voltaje: voltaje mayor a V_{BO}, esto puede romper el tiristor

dV/dT: si aumenta con rapidez el V_{AK}, la corriente de carga de las uniones capacitivas pueden activar el tiristor. Si la rapidez es muy elevada se puede romper el dispositivo

Corriente de compuerta
~~voltaje~~ si el tiristor está en directa la inyección de corriente de compuerta (al aplicar voltaje positivo) se enciende el tiristor. Al aumentar la corriente I_G disminuye VBO





td tiempo de retardo
ton = tiempo de conexión

Se deben tener en cuenta 3 puntos para diseñar el circuito de control

1. la señal de compuerta debe retirarse después de encendido el transistor p/minimizar pérdidas de potencia (pulso apenas más largo que Ton)
2. aunque el tiristor esté en inversa no debe haber señal de compuerta (evitar aumento de I de fuga)
3. Pulso de compuerta > Ton

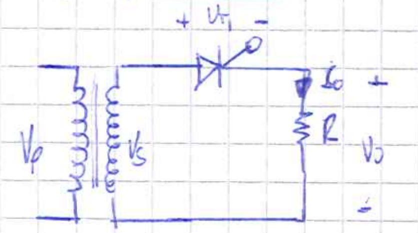
Rectificadores Controlados

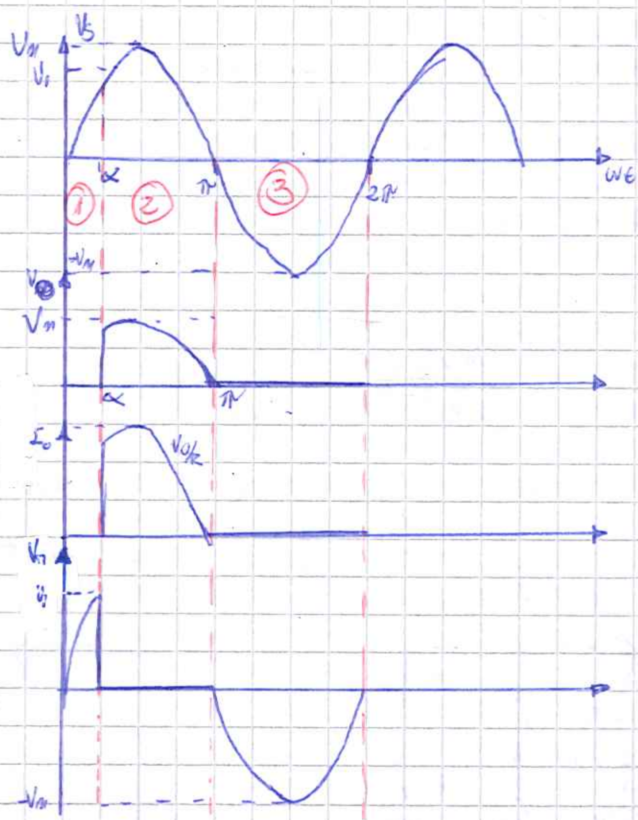
Para obtener voltajes de salida controlados se usan tiristores por control de fase en lugar de diodos en circuitos rectificadores. El control se hace variando el angulo de retardo o disparo de los tiristores, se activa con un pulso corto y se desactiva por conmutación natural.

Ventajas: eficiencia superior al 95 %.
Desventaja: un poco mas dificil de analizar

Clasificación → Monofásicas → Semiconvertidor / Convertidor completo / dual (no lo vemos)
Clasificación → Trifasicos (no lo vemos)

Semiconvertidor





$V_S = V_m \operatorname{sen} \omega t$

funcionamiento

1) Entre 0 y α el tiristor está polarizado en directa pero no conduce ya que no esta disparado

2) Cuando ωt = α, dispara el tiristor y conduce, en la carga aparece el voltaje de entrada.

3) Cuando ωt = π el tiristor queda en inversa y se apaga

Este convertidor no se usa mucho en aplicaciones industriales porque tiene mucho rizado en bajas frecuencias.

$$V_{cd} = V_{med} = \frac{1}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} V_m \operatorname{sen}\omega t \, d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi}(-\cos\omega t)\Big|_{\alpha}^{\pi} = \frac{V_m}{2\pi}(1+\cos\alpha)$$

Voltaje maximo de salida = $V_{dm} = \frac{V_m}{\pi}$ osea V_{CD} cuando $\alpha = 0$

SECUENCIA DE DISPARO

① generar un pulso de señal en el cruce de cero y V_s

② retardar el pulso del α deseado y aplicarlo a la compuerta de T_1

Tanto V_o como I_o no son sinusoides

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)}$$

$$V_{rms} = \frac{V_m}{2}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)}$$

Rendimiento. $\eta = \frac{P_{cd}}{P_{ca}}$

$$P_{CD} = \frac{V_m}{2\pi}(1+\cos\alpha) \cdot \frac{V_m}{2\pi}(1+\cos\alpha) \cdot \frac{1}{R} = \left(\frac{V_m}{2\pi}\right)^2 \cdot \frac{1}{R}(1+\cos\alpha)^2$$

$$P_{Ca} = V_{rms} \cdot I_{rms} = \left(\frac{V_m}{2}\right)^2 \cdot \left[\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)\right] \cdot \frac{1}{R}$$

Si $\alpha = \frac{\pi}{2}$ $\qquad \eta = \frac{(0{,}1592\, V_m)^2}{(0{,}3536\, V_m)^2} = 20{,}27\,\%$

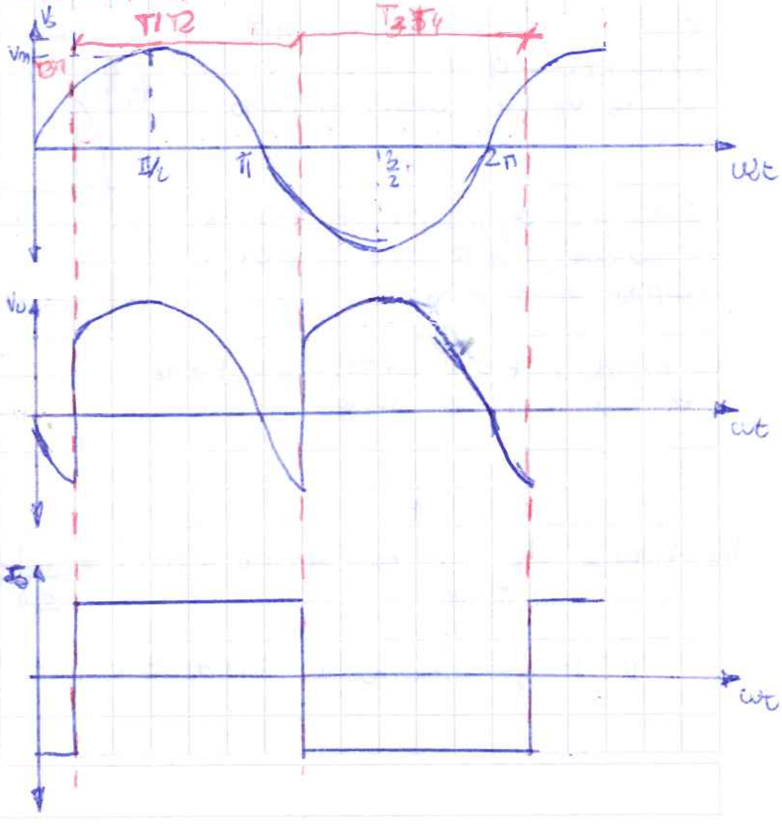
$$FF = \frac{V_{rms}}{P_{ca}} = \frac{\frac{V_m}{2}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen}2\alpha}{2}\right)}}{\frac{V_m}{2\pi}(1+\cos\alpha)} = \frac{\pi\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\pi-\alpha+\frac{\operatorname{sen}2\alpha}{2}\right)}}{1+\cos\alpha}$$

con $\alpha = \frac{\pi}{2}$ $\qquad FF = 2{,}221$

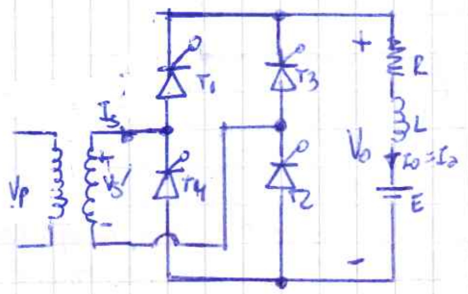
$$RF = \sqrt{FF^2 - 1} = 1{,}983$$

$$TUF = \frac{P_{CD}}{V_s \cdot I_s} \overset{\text{con } \alpha = \pi/2}{=} 0{,}1014 \Rightarrow \frac{1}{TUF} = 9{,}86$$

Cuanto mayor es α disminuye el rendimiento.



Conversor completo



1) Cuando $\omega t = \alpha$ disparan T_1 y T_2, la salida copia a la entrada, la corriente de salida no corta al pasar por cero, por la energía almacenada en la bobina, que la mantiene.

2) T_3 y T_4 se activan en $\omega t = \alpha + \pi$ y sucede lo mismo, solo que la corriente va hacia el lado contrario

NOTA: la corriente va a ser continua solo si L es lo suficientemente grande para que la corriente se mantenga entre los disparos de los tiristores.

Este circuito tiene 2 cuadrantes de disparo:

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) = \frac{2V_m}{2\pi} \cdot \left[-\cos \omega t\right]_{\alpha}^{\pi+\alpha}$$

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

Voltaje normalizado de salida $V_n = \frac{V_{cd}}{V_{dn}} = \cos\alpha$

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \cdot \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} = V_s$$

Con una carga puramente resistiva, los tiristores T_1 y T_2 conducen de α a π y T_3 y T_4 de $\alpha + \pi$ a 2π (la corriente es discontinua

Factor Potencia de entrada

$$i_s(t) = a_0 + \sum_{n=1,2,..}^{\infty} \left(a_n \cos(n\omega t) + b_n \operatorname{sen}(n\omega t) \right)$$

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i_s(t) \, d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a \, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a \, d(\omega t) \right] = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{2\pi+\alpha} i_s(t) \cos(n\omega t) \, d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a \cos \, d(\omega t) - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a \cos(n\omega t) \cdot d(\omega t) \right]$$

$a_n = \frac{4 I_a}{n\pi}$ para n impar y $a_n = 0$ para n par

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+2\pi} i(t) \operatorname{sen}(n\omega t) \, d(\omega t) = \frac{1}{\pi} \left[\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a \operatorname{sen}(n\omega t) \, d\omega t - \int_{\pi+\alpha}^{2\pi+\alpha} I_a \operatorname{sen}(n\omega t) \, d\omega t \right]$$

$b_n = \frac{4 I_a}{n\pi}$ para n impar y $b_n = 0$ para n par

Como $a = 0$ $\Rightarrow$

$$\boxed{\begin{gathered} i_s(t) = \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n) \\ \phi_s = \operatorname{arc\,tan} \frac{a_n}{b_n} = -n\alpha \end{gathered}}$$

ϕ_n es el ángulo de desplazamiento en la n-enésima armónica.

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{(a_n^2+b_n^2)} = \frac{4 I_a}{\sqrt{2}\, n\pi}$$

$$I_{sn} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{n\pi}$$ corriente de salida (rms) de la n-esima potencia

Valor de la corriente fundamental $I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{\pi}$

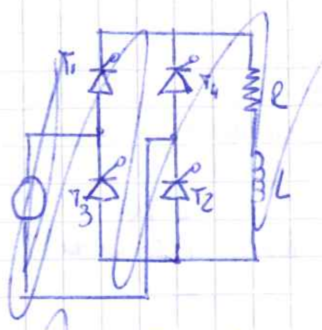
Corriente de entrada es $I_s = \left(\sum_{n=1,3,5\ldots}^{\infty} I_{sn}^2\right)^{1/2}$ o también $I_s = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_a^2\, d(\omega t)\right]^{1/2} = I_a$

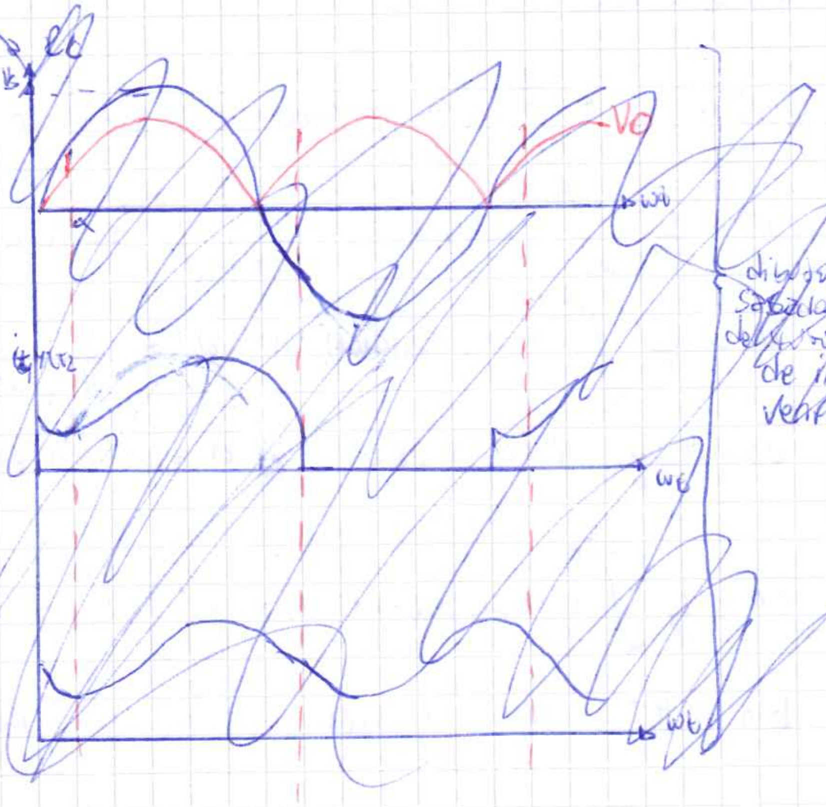
$$HF = \left[\left(\frac{I_s}{I_{s1}}\right)^2 - 1\right]^{1/2} \qquad DF = \cos\phi_1 = \cos(-\alpha)$$

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s}\cos(-\alpha) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi}\cos\alpha$$

Nota la I fundamental de la corriente de entrada es 90,03% de I_a y $HF = 48,34\%$

~~Convertidor completo con carga RL~~





diodos salida de ... de invertir verificar

~~El funcionamiento es similar al caso anterior, lo que cambia es la corriente de salida~~

Analisisa de la corriente

modo 1: Conducen T_1 y T_2

$$L\frac{di_L}{dt} + Ri_L + E = \sqrt{2}\,V_s \operatorname{sen}\omega t \quad \text{para } i_L \geq 0$$

Solución: $i_L = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\operatorname{sen}(\omega t-\theta) + A_1 e^{-(R/L)t} - \frac{E}{R}$ para $i_L \geq 0$

con $Z = \sqrt{R^2+(\omega L)^2}$ $\quad \theta = \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)$

$A_1 \Rightarrow$ cuando $\omega t = \alpha$ $\; i_L = I_{L0}$

$$A_1 = \left[I_{L0} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\operatorname{sen}(\alpha-\theta)\right] e^{\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\alpha}{\omega}\right)}$$

$$i_L = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\operatorname{sen}(\omega t-\theta) - \frac{E}{R} + \left[I_{L0} + \frac{E}{R} - \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z}\operatorname{sen}(\alpha-\theta)\right] \cdot e^{\frac{R}{L}\left(\frac{\alpha}{\omega}-t\right)} \quad (2)$$

en condición de estado permanente $i_L(\omega t = \pi+\alpha) = I_{L1} = I_{L0}$

$$I_{L0} = I_{L1} = \frac{\sqrt{2}\,V_s}{Z} \cdot \frac{-\operatorname{sen}(\alpha-\theta) - \operatorname{sen}(\alpha-\theta)\cdot e^{-\left(\frac{R}{L}\right)\cdot\left(\frac{\pi}{\omega}\right)}}{1-e^{-(R/L)\cdot(\pi/\omega)}} - \frac{E}{R} \quad \text{para } I_{L0} \geq 0 \quad (1)$$

el valor crítico de α es cuando $I_0 = 0$ usando el método iterativo se pueden determinar valores de θ, R, L, E y V_s

corriente de un tiristor $I_R = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_\alpha^{\pi+\alpha} i_L^2\, d(\omega t)}$ $\qquad I_{Rms} = \sqrt{(I_R^2 + I_R^2)} \Rightarrow I_{Rms} = \sqrt{2}\, I_R$

$$I_A = \frac{1}{2\pi}\int_\alpha^{\pi+\alpha} i_L\, d(\omega t)$$ corriente del tiristor (o forma de salida)

$I_{dc} = I_A + I_A = 2 I_A$ Corriente promedio de salida

Corriente discontinua en la carga

el valor crítico de α (α_c) es en el que $I_{L0} = 0$

$\frac{\text{Ecuación (1)}}{\sqrt{2}V_s/Z}$ con $\frac{R}{Z} = \cos\theta$ y $\frac{\omega L}{R} = \tan\theta$ se obtiene

NOTA

$$I_{Lo} = 0 = \frac{V_s\sqrt{2}}{Z}\, \text{sen}(\alpha-\theta)\cdot\left[\frac{1+e^{-\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\pi}{\omega}\right)}}{1-e^{-\left(\frac{R}{L}\right)\left(\frac{\pi}{\omega}\right)}}\right]+\frac{E}{R}$$

$$\alpha_c = \theta - \text{arcsen}\left[\frac{1-e^{-\left(\frac{\pi}{\tan\theta}\right)}}{1+e^{-\left(\frac{\pi}{\tan\theta}\right)}}\cdot\frac{x}{\cos\theta}\right] \qquad x = \frac{E}{\sqrt{2}\,V_s}, \ \theta \text{ es el angulo de impedancia}$$

cuando $\alpha \geq \alpha_c \Rightarrow I_{Lo} = 0$

La ecuacion (2) solo para entre $\alpha \leq \omega t \leq \beta$ cuando $\omega t = \beta \Rightarrow I_{Lo} = 0$

Las ecuaciones son las mismas que para sacar β en el rectificador de onda completa (capitulo 3)

$$\text{sen}(\beta-\theta) + \left[\frac{x}{\cos\theta} - \text{sen}(\alpha-\theta)\right]\cdot e^{\frac{\alpha-\beta}{\tan\theta}} - \frac{x}{\cos\theta} = 0$$

La resolucion es por metodo iterativo (en el libro pag 85 hay una tabla con resultados para esta ecuacion)

Secuencia de disparo

(1) generar un pulso de señal en el cruce del voltaje positivo de alimentación V_s con cero, retardar el pulso en α deseado para que se activen T_1 y T_2

(2) generar otro pulso den $\alpha + \pi$ para activar T_3 y T_4

NOTA: Variando α de 0 a π puedo variar V_o entre $\frac{-2V_m}{\pi}$ y $\frac{2V_m}{\pi}$ solo si es inductiva la carga y I continua

Si la carga es puramente resistiva $0 \leq \alpha \frac{\pi}{2}$ produciendo $0 \leq V_o \leq \frac{2V_m}{\pi}$

este convertidor solo opera en 2 cuadrantes con alta carga inductiva.

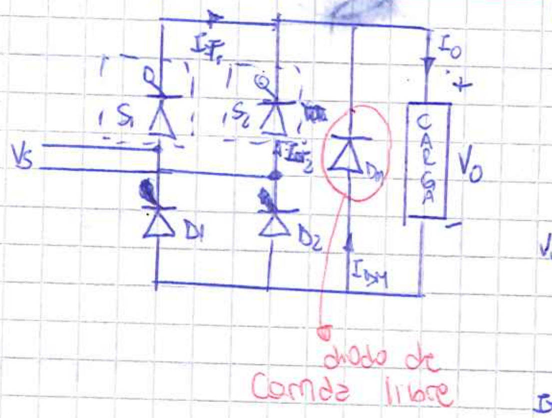
Mejoras al Factor de potencia.

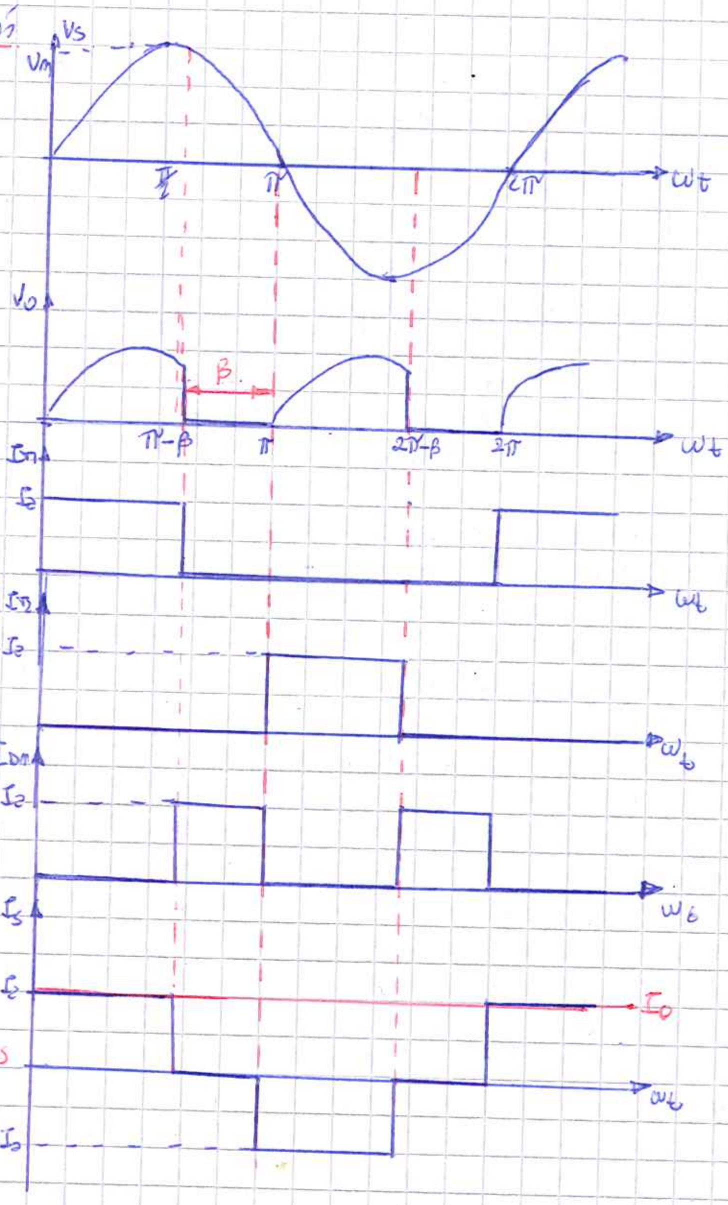
Los convertidores controlados por fase dependen del α, como su FP que es bajo en especial en el intervalo de bajos voltajes de salida. También generan armonicos en la alimentación.

Forzando la conmutación puede mejorarse el FP y reducir los armonicos. Hay varios métodos nosotros solo estudiamos 2

- Control por angulo de extinción
- Control por angulo simetrico

Control por ángulo de extinción





Como interruptores S_1 y S_2 conviene usar GTO (transistor que se puede apagar con un pulso negativo de compuerta)

① S_1 se abre en $\omega t = 0$ y se cierra por conmutación forzada en $\omega t = \pi - \beta$

② S_2 activa en $\omega t = \pi$ y cierra en $\omega t = 2\pi - \beta$

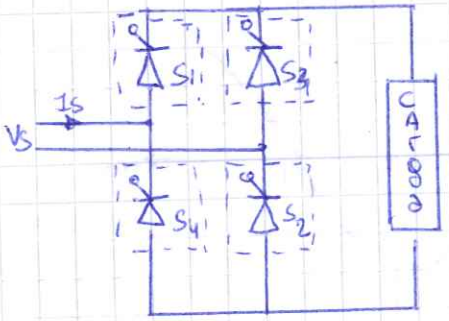
el voltaje de salida se controla variando el ángulo de disparo

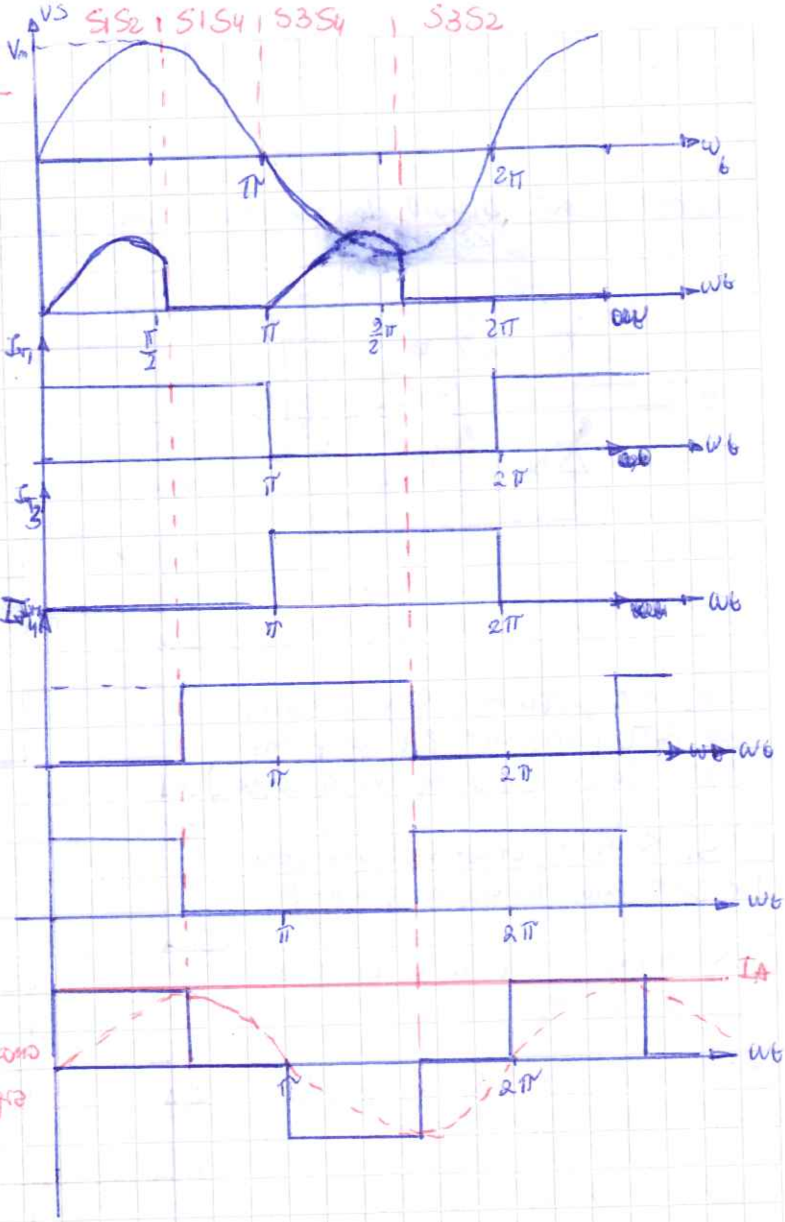
el factor de desplazamiento está en adelanto (en algunas aplicaciones es positivo para compensar caídas de línea)

$$V_{cd} = \frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi-\beta} V_m \operatorname{sen}(\omega t)\, d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi}(1+\cos\beta) \qquad 0 \le \beta \le \pi \Rightarrow 0 \le V_{cd} \le \frac{2V_m}{\pi}$$

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi}\int_0^{\pi-\beta} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t\, d(\omega t)\right]^{1/2} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\pi-\beta+\frac{\operatorname{sen}2\beta}{2}\right)}$$

Convertidor monofásico completo c/ conmut. forzada





① S_1, S_2, S_3 y S_4 son interruptores de conmutación forzada, cada uno conduce durante 180°

② S_1 y S_2 entre $\omega t = 0$ a $\omega t = \pi - \beta$ (durante el medio ciclo positivo)

③ S_3 y S_4 $\omega t = \pi$ hasta $\omega t = 2\pi - \beta$ (durante el medio ciclo negativo)

La secuencia de disparo es S_1S_2, S_1S_4, S_3S_4 y S_3S_2

Cada interruptor conduce 180° y actúa como semi convertidor, la corriente libre se logra con 2 interruptores de la misma rama

Las ecuaciones de voltaje son las mismas que las del caso anterior

$$V_{cd} = \frac{V_m}{\pi}(1+\cos\beta) \qquad V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\pi - \beta + \frac{\operatorname{sen} 2\beta}{2}\right)}$$

el rendimiento es parecido al de control de ángulo de fase, solo que este FP está en adelanto

Control por ángulo simétrico

El circuito es el mismo que el anterior ~~solo que~~ (control por ángulo de extinción) solo que el

① S1 se abre en $\omega t = \frac{\pi - \beta}{2}$ y se cierra en $\omega t = \frac{\pi + \beta}{2}$

② S_2 activa en $\omega t = \frac{3\pi + \beta}{2}$

el DF es unitario, mejora el FP

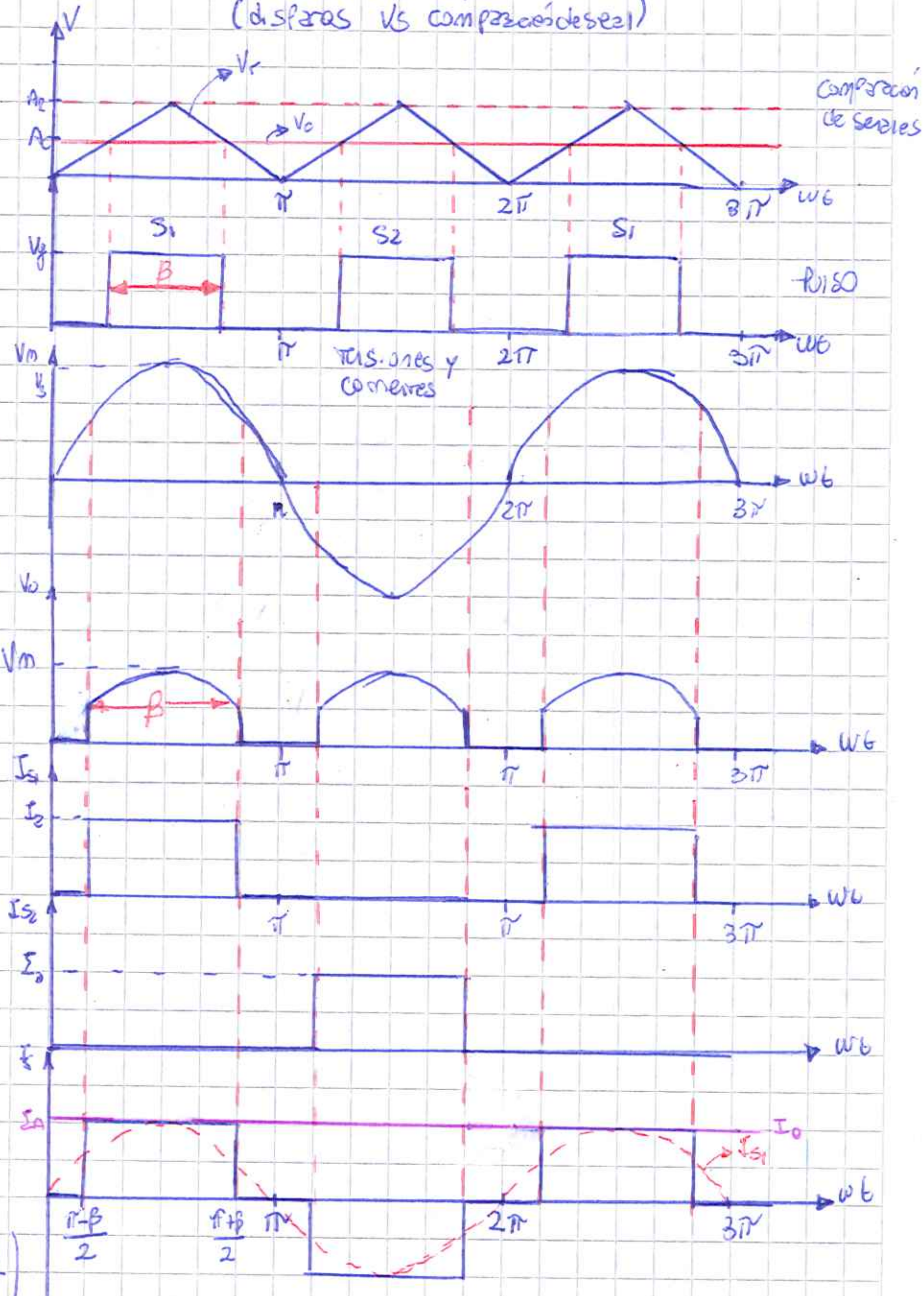
$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi}\int_{\frac{\pi-\beta}{2}}^{\frac{\pi+\beta}{2}} V_m \operatorname{sen} \omega t \, d\omega t$$

$$V_{dc} = \frac{2V_m}{\pi}\operatorname{sen}(\beta/2)$$

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\frac{\pi-\beta}{2}}^{\frac{\pi+\beta}{2}} V_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}\sqrt{\frac{1}{\pi}(\beta + \operatorname{sen}\beta)}$$

Señales de compuerta (disparos vs comparación de señal)



determinación del rendimiento

i_s se calcula por Fourier

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,5\ldots}^{\infty} \sqrt{2}\, I_n \operatorname{sen}(n\omega t + \phi_n)$$

$$\phi_n = \operatorname{arc\,tg}\frac{a_n}{B_n} = 0$$

$$a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} i_s(t)\cos n\omega t \, d(\omega t) = 0$$

$$b_n = \frac{4 I_a}{n\pi}\operatorname{sen}\frac{n\beta}{2} \quad \text{con } n \text{ impar}$$

$$I_{sn} = \frac{1}{\sqrt{2}}\sqrt{(a_n^2 + b_n^2)} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{n\pi}\operatorname{sen}\left(\frac{n\beta}{2}\right)$$

$$I_{S1} = \frac{2\sqrt{2}\, I_a}{\pi}\operatorname{sen}\frac{\beta}{2} \qquad I_S = I_a\sqrt{\frac{\beta}{\pi}}$$

$$HF = \sqrt{\left(\frac{I_S}{I_{S1}}\right)^2 - 1} \Rightarrow HF = \sqrt{\frac{\pi\beta}{4(1-\cos\beta)} - 1}$$

$$DF = \cos\phi_1 = 1 \qquad FP = \left(\frac{I_{S1}}{I_S}\right) DF \Rightarrow FP = \frac{2\sqrt{2}}{\sqrt{\beta\pi}}\cdot\operatorname{sen}\left(\frac{\beta}{2}\right)$$

$$PF = \frac{I_{S1}}{I_S}$$

NOTA: FP aumenta bastante pero también lo hace HF

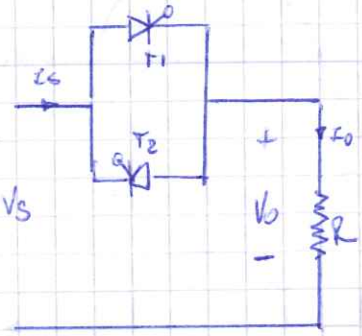
Controladores de alterna

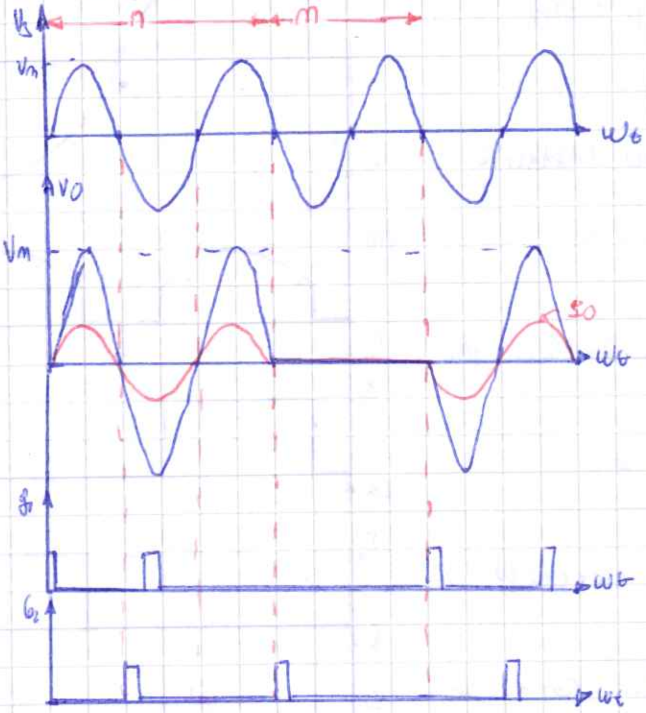
Si se conecta un interruptor de tiristor entre la fuente y la carga, se puede controlar el flujo, haciendo variar el valor Rms.
Las aplicaciones mas comunes son: calefacción industrial, cambio de trasformador con carga, control de alumbrado, control de motores polifasicos.

Control ON-OFF (encendido-apagado)

Los interruptores se conectan a la carga a la fuente de CA durante unos ciclos y se apagan durante otros ciclos

n ciclos ON → t_n: tiempo de encendido
m ciclos OFF → t_o: tiempo de apagado





$FP = \sqrt{K}$

$V_s(t) = V_m \operatorname{Sen} \omega t$

$V_s(t) = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{Sen} \omega t$

$$V_o = \sqrt{\frac{n}{2\pi(n+m)} \cdot \int_0^{2\pi} 2\, V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)}$$

$$K = \frac{n}{n+m}$$

$$V_o = V_s \sqrt{\frac{n}{n+m}} = V_s \sqrt{K}$$

$$VA = V_s \cdot I_s \qquad FP = \frac{P_o}{VA} = \sqrt{K}$$

$$I_A = \left[\frac{n}{2\pi(n+m)} \int_0^{\pi} I_m^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2} \Rightarrow I_A = \frac{I_m \cdot n}{\pi(n+m)} = \frac{K I_m}{\pi}$$

$$I_R = \frac{I_m}{2} \sqrt{K}$$

Notas

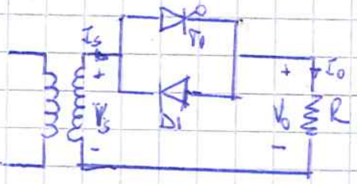
FP y V_0 varian con $\sqrt{k}$ ⇒ si k es bajo FP es malo

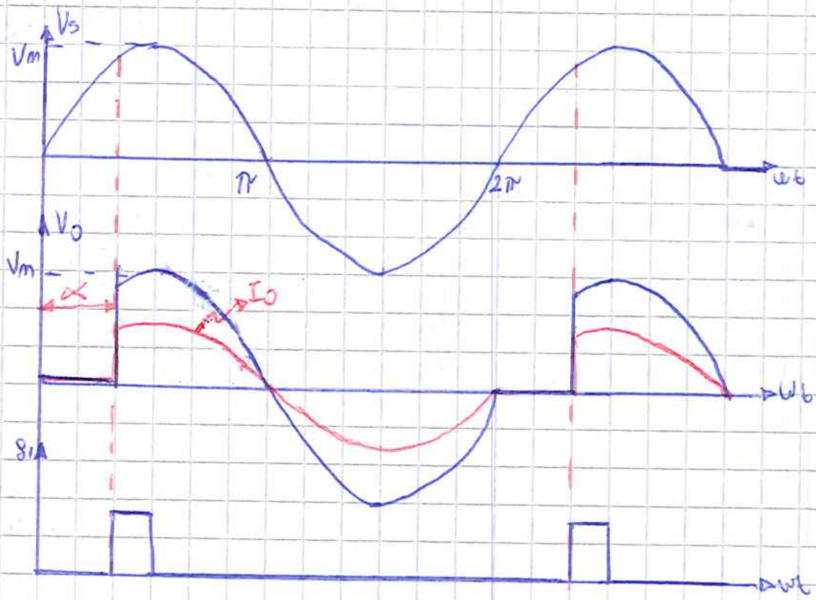
Si T es el periodo (m+n) T es el periodo de control de encendido y tiene que ser menor que la constante de tiempo de la carga

NO SE DEBE CALCULAR FP con $FP=\sqrt{k}$ si n y m son DIAS puede dar resultados erroneos

Este tipo de control se usa en aplicaciones donde hay una gran inercia mecanica o termica.

Control por angulo de fase





el flujo de potencia a la carga se controla con el angulo de disparo del transistor T_1

debido a D1, el intervalo de control solo puede variar entre 70.7% y 100%. El voltaje de salida y la corriente de entrada son asimetricos y contienen una componente de continua.

Este circuito es un controlador monofasico de media onda solo adecuado para cargas resistivas de baja potencia

$$V_s = V_m \operatorname{sen} \omega t = \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t$$

$$V_0 = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\left[\int_\alpha^\pi 2 V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t) + \int_\pi^{2\pi} 2 V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]}$$ resolviendo

$$V_0 = V_s \sqrt{\frac{1}{2\pi}\left(2\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)}$$

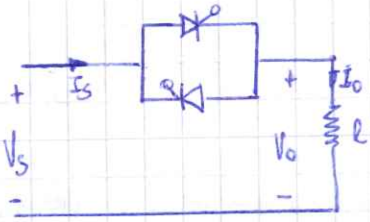
$$V_{DC} = \frac{1}{2\pi}\left[\int_\alpha^\pi \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t) + \int_\pi^{2\pi} \sqrt{2}\, V_s \operatorname{sen} \omega t \, d(\omega t)\right]$$

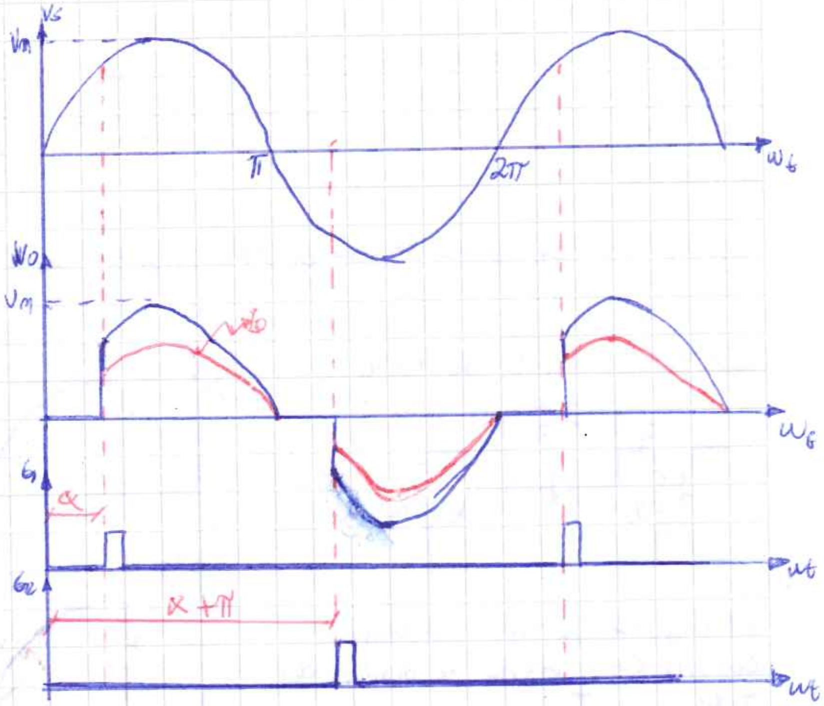
$$V_{DC} = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi}(\cos\alpha - 1)$$

NOTA

Controladores monofásicos Bidireccionales con Cargas resistivas

El signo negativo de la corriente I_D, en el control unidireccional, puede generar una sobrecarga en la entrada (si hay un trafo de entrada), se puede resolver usando un control bidireccional (o de onda completa)



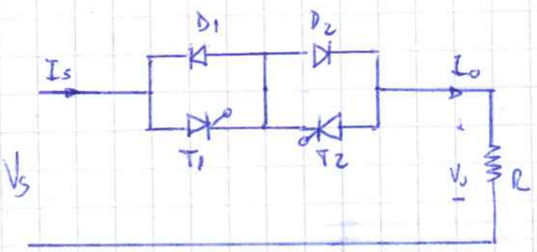


$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi}\int_{\alpha}^{\pi} 2\, V_s^2 \operatorname{sen}^2 \omega t \, d(\omega t)\right]^{1/2}$$

$$V_o = \sqrt{\frac{4 V_s^2}{4\pi}\int_{\alpha}^{\pi}(1-\cos 2\omega t)\, d(\omega t)}$$

$$V_o = V_s\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)}$$

el voltaje V_o puede hacerse variar de V_s a 0 al variar α de 0 a π
para este circuito los circuitos de disparo de T_1 y T_2 se tienen que aislar, para evitar eso se usan diodos conectados en // con los T



T_1 y D_1 conducen al mismo tiempo en el hemiciclo positivo

T_2 y D_2 juntos en hemiciclo ~~positivo~~ negativo

Como hay 2 dispositivos de potencia que conducen juntos aumentan las perdidas y se reduce la eficiencia.

Determinación del rendimiento de controladores monofásicos bidireccionales

$$FP = \frac{P_o}{VA} = \frac{V_o}{V_S} = \sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)}$$

$$I_A = \frac{\sqrt{2}\, V_s}{2\pi \cdot R}(\cos\alpha + 1) \qquad I_R = \frac{V_s}{\sqrt{2}\, R}\sqrt{\frac{1}{\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{2}\right)}$$

NOTA

Fuentes de alimentación

Las fuentes de alimentación en aplicaciones industriales deben cumplir

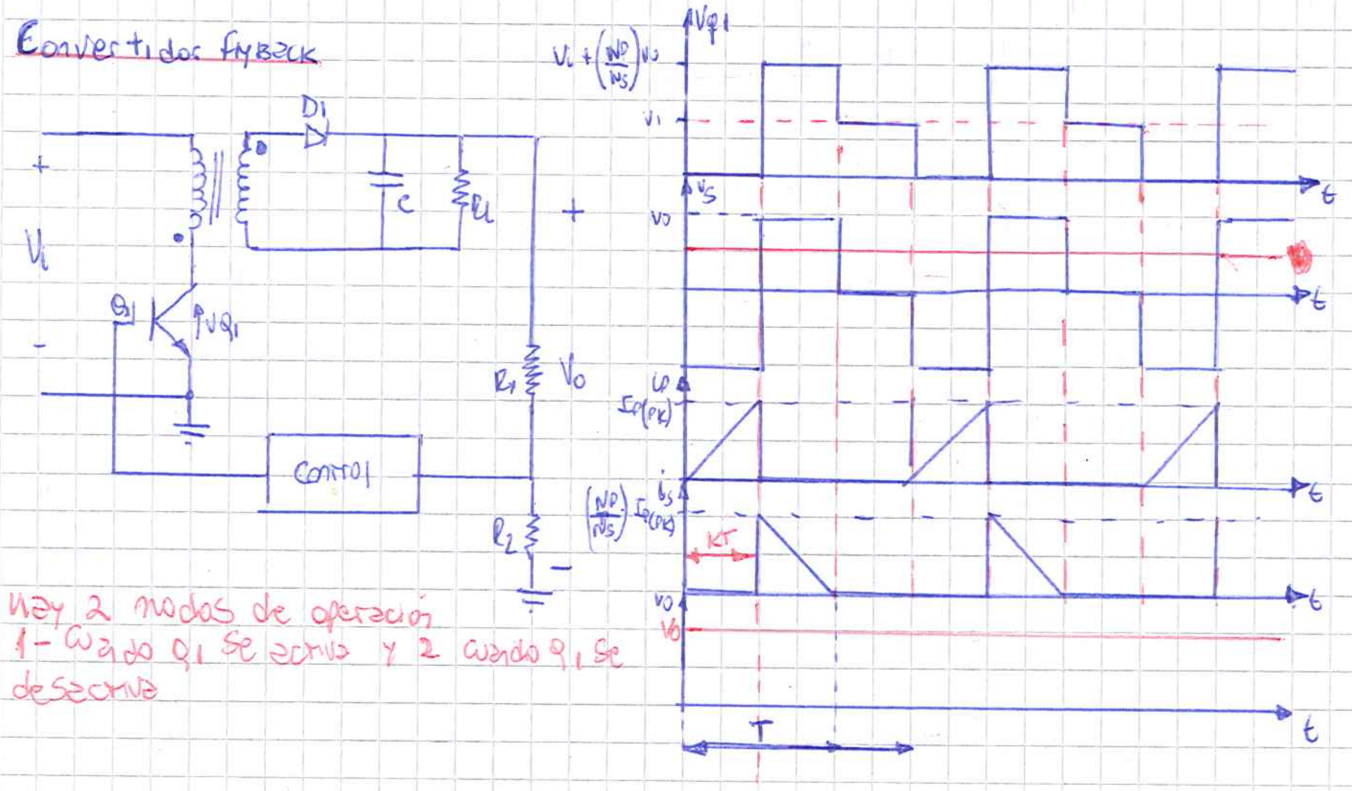
- aislamiento entre la fuente y la carga
- alta densidad de potencia para reducción de tamaño y peso
- Dirección controlada de flujo de potencia
- alta eficiencia de conversión
- forma de onda en la entrada y salida con poca distorsión armónica
- FP controlado (si es fuente de ca)

Los convertidores descritos en el cap. N° 5, 6, 10 y 11 no cumplen con la mayor parte de las especificaciones

Fuentes de continua en modo conmutado:

hay 4 configuraciones comunes: FlyBack, Push-Pull, medio puente y puente completo.

Convertidor flyback



hay 2 modos de operación
1- cuando Q1 se activa y 2 cuando Q1 se desactiva

Modo 1: cuando Q_1 se activa ($0 \leq t \leq KT$). El voltaje a través del devanado primario comienza a acumularse y se almacena, debido al arreglo de polaridad contraria del trafo, no hay transferencia de energía a RL, C mantiene el voltaje de salida y suministra la corriente a la carga (i_L). La corriente del primario aumenta en forma lineal. Al final de este modo, cuando $t = KT$ la corriente del primario es $I_{P(PK)}$.

$$i_P = \frac{V_S . t}{L_P}$$ Inductancia magnetizante del primario

$$I_{P(PK)} = i_P \Big|_{(t=KT)} = \frac{V_S\, KT}{L_P}$$

$$I_{Se(PK)} = \left(\frac{N_P}{N_S}\right) I_{P(PK)}$$

vueltas del primario

vueltas de secundario

Corriente pico del secundario

Modo 2: se desactiva Q_1, se invierte la polaridad de los devanados, porque i_P no puede cambiar de forma instantánea. D_1 se activa por la corriente que le brinda el secundario y carga a C, también suministra corriente a RL
la corriente del secundario disminuye en forma lineal hasta cero (en el modo discontinuo)

$$i_S = I_{Se(PK)} - \frac{V_o}{L_S} . t$$

Como solo hay transferencia de energía de la fuente solo de 0 a KT

$$P_i = \frac{\frac{1}{2} L_P I^2_{P(PK)}}{T} \Rightarrow P_i = \frac{(k\, V_S)^2}{2f . L_P}$$

$$P_o = \eta P_i = \frac{\eta\, (V_S\, k)^2}{2 f L_P} = \frac{V_o^2}{RL}$$

Despejando V_o:

$$V_o = V_S . K \sqrt{\frac{\eta\, RL}{2 f L_P}}$$

Se puede V_o constante manteniendo $V_S . KT = cte$ si $V_{S(min)} \Rightarrow K_{max}$

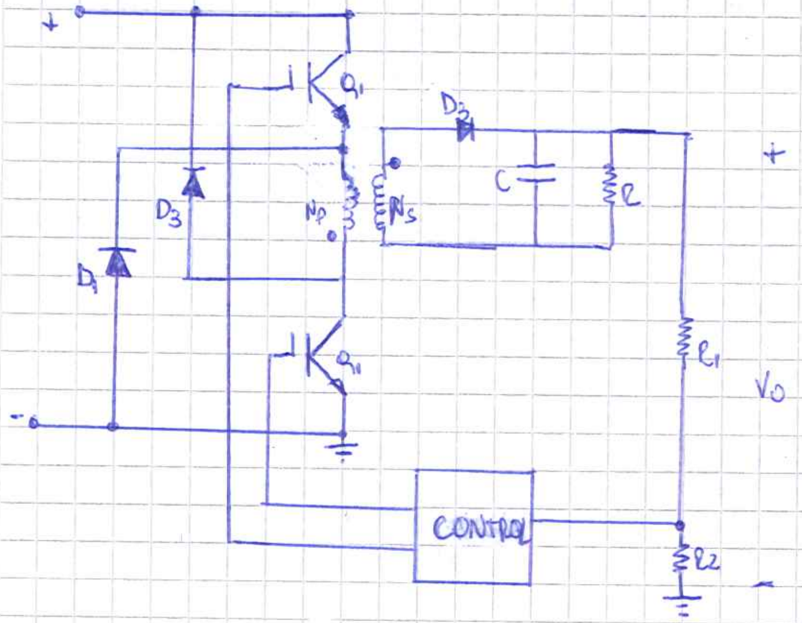
$$K_{max} = \frac{V_o}{V_{S min}} \sqrt{\frac{2 f L_P}{\eta\, RL}}$$

$$V_{Q_1(max)} = V_{S(max)} + \left(\frac{N_P}{N_S}\right) V_o$$

$$I_{C(max)} = I_{P(PK)} = \frac{2 P_i}{K\, V_S} = \frac{2 P_o}{\eta\, V_S\, k}$$

El convertidor Fly Back se usa en aplicaciones de menos de 100 kW, se usa mucho para obtener bajas potencias debido a su simplicidad y bajo costo.

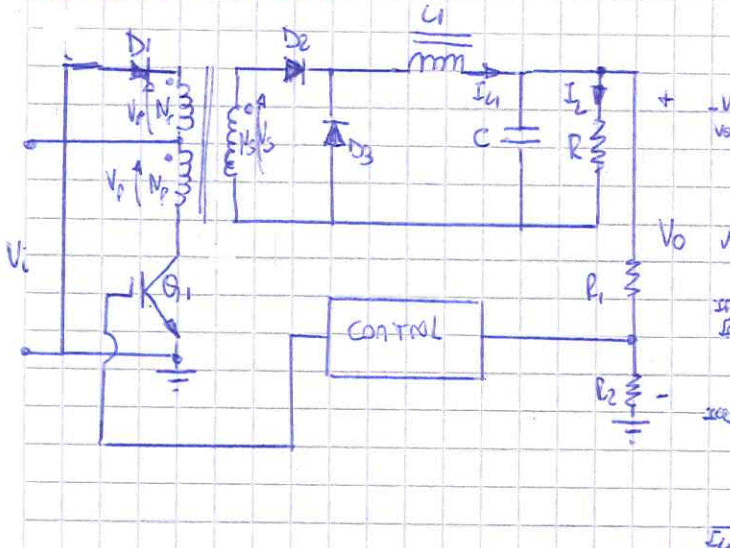
Si el voltaje de salida es demasiado se puede usar el Flyback bilateral Q1 y Q2 se activan y desactivan juntos y D1 y D2 se usan para limitar el maximo de V_s

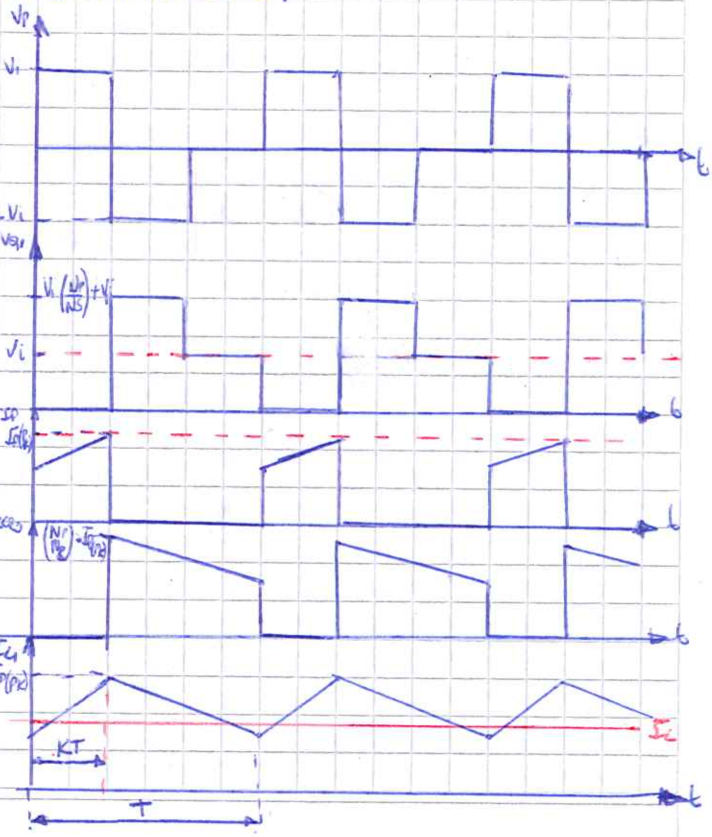


comparación de modos continuo y discontinuo

en modo continuo Q_1 se activa antes que $I_s = 0$, este modo proporciona mayor capacidad de potencia para el mismo $I_{p(pk)}$.
El modo discontinuo tiene un par de desventajas por ejemplo las corrientes pico son mucho mayores a la misma potencia, sin embargo se prefiere este modo por sus ventajas, por ejemplo la inductancia magnetizante, menor en este modo, tiene una respuesta mas rapida y un pico de voltaje transitorio menor, es decir que responde mejor a cambios repentinos en la corriente de carga o voltaje de entrada, ademas el modo continuo es mas dificil de diseñar.

Convertidor directo





Este convertidor es similar al flyback con algunas mejoras, el núcleo del transformador se reajusta con el devanado, la energía almacenada del núcleo del trafo regresa a la fuente y aumenta la eficiencia.

Este convertidor se usa en modo ~~directo~~ continuo en donde es mas simple de controlar.

Modo 1: Cuando se activa Q_1, ~~[illegible]~~ la corriente i_p comienza a acumularse y se transfiere al secundario, al filtro LC y a RL ya que D2 esta en directa.

$$i_p = \frac{N_s}{N_p} i_{se}$$

corriente magnetizante del primario $i_{mag} = \frac{V_s}{L_p} t$

corriente total del primario $i'_{P(PK)} = I_{P(PK)} + \frac{V_s KT}{L_p}$

$$I'_{P(PK)} = I_{P(PK)} + \frac{V_s \cdot KT}{L_p}$$

$$I_{P(PK)} = \left(\frac{N_p}{N_s}\right) I_{L_1(PK)} \qquad V_{se} = \left(\frac{N_s}{N_p}\right) V_s$$

$$V_{L_1} = V_{se} - V_o \Rightarrow \frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L_1}$$

$$I_{L_1}(PK) = i_{L_1}\Big|_{t=KT} = I_{L_1}(0) + \frac{(V_s - V_o)\cdot KT}{L_1}$$

Modo 2: Cuando se desactiva Q_1, se invierte la polaridad del transformador D2 se pone en inversa y D1 y D3 en directa, D3 a través de L_1, energiza a RL. D1 y el devanado terciario hacen que la corriente magnetizante regrese a la entrada.

La corriente $i_{L_1} = i_{D3}$ disminuyen en forma lineal:

$$i_{L_1} = i_{d_3} = I_{L_1(PK)} - \frac{V_o}{L_1} t \quad \text{para } 0 \le t \le (1-K)T$$

$$I_{L_1}(0) = i_{L_1}\Big|_{(t=(1-K)T)} = I_{1PK} - V_o (1-K)\frac{T}{L_1}$$

$$V_o = \frac{1}{T}\int_0^{KT} \frac{N_s}{N_p} V_s \, dt \Rightarrow V_o = \frac{N_s}{N_p} V_s K$$

$$I_{C(max)} = I'_{P(PK)} = \left(\frac{N_p}{N_s}\right) I_{L_1(PK)} + \frac{V_s KT}{L_p} \; ; \; V_{Q_1(max)} = V_{s(max)} + V_{r(max)} = V_{s(max)}\left(\frac{N_p}{N_r} + 1\right)$$

$$V_s KT = V_r (1-K)T$$

HOJA Nº 24

FECHA

$$K_{max} = \frac{1}{1+\frac{N_t}{N_p}}$$

Kmax depende de las vueltas del devanado

el convertidor directo se usa mucho con potencias menores a 200W. Las limitaciones se deben a la incapacidad del transistor para manejar los esfuerzos de tensión y corriente

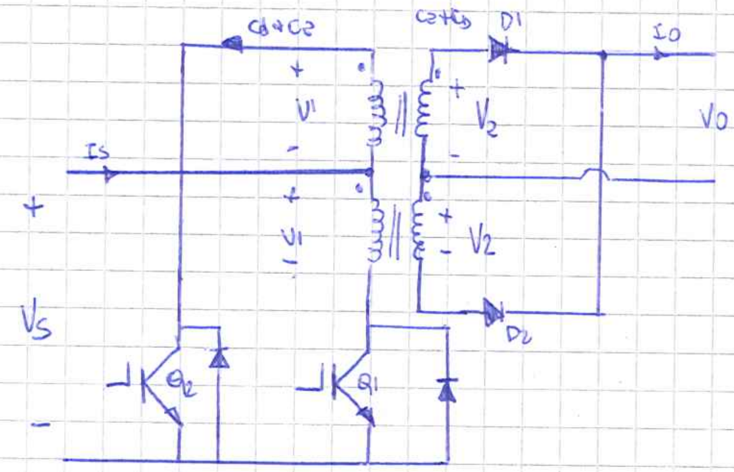
al igual que el flyback tiene un modo bilateral (2 transistores uno arriba y el otro abajo del primario que se activan simultáneamente)

Comparación entre convertidores flyback y directo.

El convertidor directo requiere una carga mínima en la salida, como este no almacena energía en el trafo, se puede disminuir el tamaño para la misma potencia que un flyback.

Debido a L_1 y D_3 la corriente de salida es razonablemente constante, esto hace que se necesite un menor capacitor de salida y su ripple es menor que el flyback.

Convertidor Push-Pull



$V_{oc} = 2V_s$ Voltaje a circuito abierto

$I_A = \frac{I_s}{2}$ corriente promedio del transistor

$V_O = V_2 = \frac{N_s}{N_p} V_1 = 2V_1 = 2V_s$

$I_p = I_s$ corriente pico del transistor

Los transistores Q_1 y Q_2 funcionan con un ciclo de trabajo del 50%, cuando Q_1 se activa aparece Vs a través de la mitad del primario, cuando se activa Q_2 Vs aparece por la otra mitad. El voltaje del devanado primario pasa de $-V_s$ hasta V_s, en el caso ideal la corriente promedio del primario es cero.

El convertidor se activa con una fuente de corriente constante, de modo que la corriente en el primario sea una onda cuadrada

NOTA

NOTA