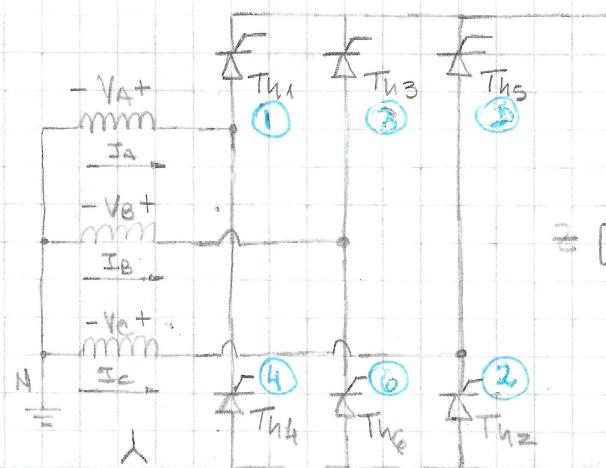
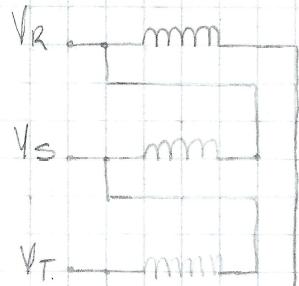


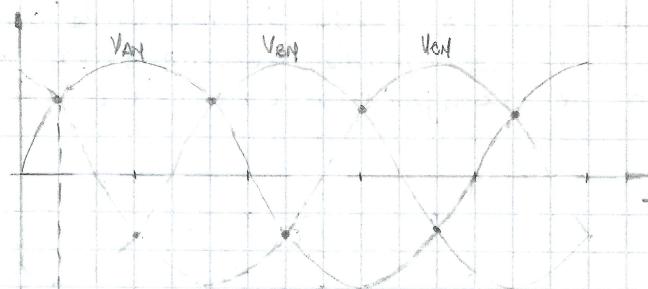
① RECTIFICADOR TRIFASICO TOTALMENTE CONTROLADO
(Teorico)



Valido hasta
220 [kW]

$0 \leq \alpha \leq 180^\circ$

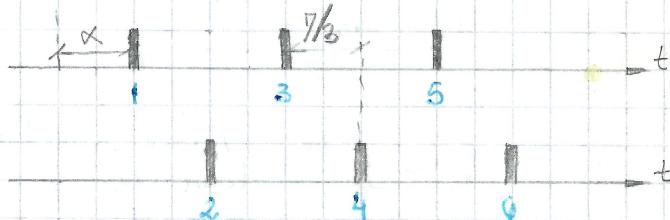
(teorico)



V_o(t)
I Cuadrante
(rectificador)

- I quadrant

II Cuadrante
(inversor)



α : Angulo de Encendido

- Secuencia: ① $V_{AN} > V_{CN}$ ③ $V_{BN} > V_{AN}$ ⑤ $V_{CN} > V_{BN}$
 ② $-(V_{CN} > V_{BN})$ ④ $-(V_{AN} > V_{CN})$ ⑥ $-(V_{BN} > V_{AN})$

- Gracias a las simetrias de las fases no existe componente de continua, lo cual mejora el rendimiento en el transformador.

- Para tener un arranque seguro se debe garantizar alguna de las siguientes condiciones. Primero, cuando se dispara un tiristor el anterior ya deberia estar desparado. O se debe disparar un tren de pulsos durante 60° .

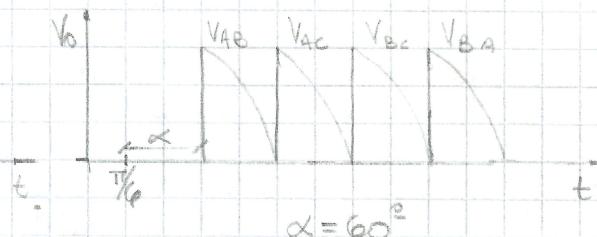
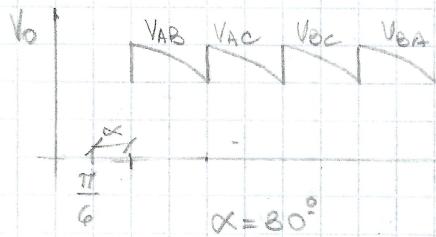
- Ecuaciones: $V_{AN} = V_{max} \cdot \sin(\omega t)$; $V_{BN} = V_{max} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$

$$V_{CN} = V_{max} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right); V_{AB} = \sqrt{3} \cdot V_{max} \cdot \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

Ll corrimiento del primer cruce.

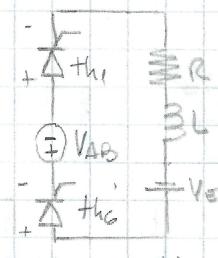
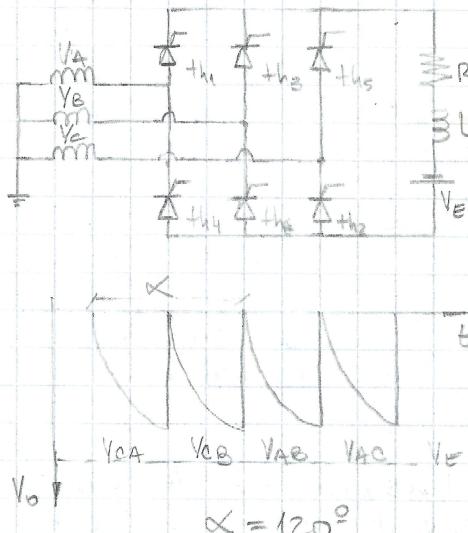
$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi/6} \int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} V_{AB} \cdot d(\omega t) \Rightarrow V_{AV} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max} \cos \alpha$$

$$V_{AV}|_{\alpha=0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{max}; \quad V_{AVN} = \frac{V_{AV}}{V_{AV}|_{\alpha=0}} = \cos \alpha \rightarrow \text{Tensión de Salida Normalizada.}$$



- La corriente de carga no puede ser negativa dado que los tiristores son unidireccionales. Si la carga es resistiva pura entonces la tensión instantánea no puede ser negativa, por lo que el convertidor completo se comporta como un rectificador semicontrolado.

✓ * CARGA RLE (INVERSOR)



Funciona con:

$$90^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$$

Tiene que haber una fuente (V_E) que asegure que los tiristores de 1 fase estén polarizados en directa.

α no puede ser mayor que 180° porque no cumpliría la condición de disparo.

Para evitar problemas se toma un α_{max} . Este contempla los tiempos de apagado (t_f) y de conmutación (v) de los tiristores.

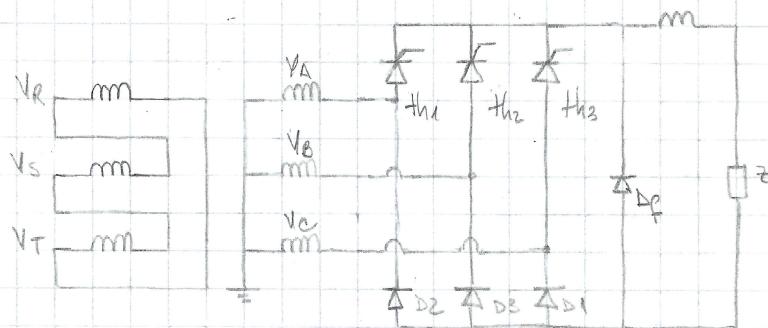
$$\alpha_{max} = 180^\circ - t_f [^\circ] - v [^\circ]$$

$$\alpha_{max} \leq 150^\circ$$

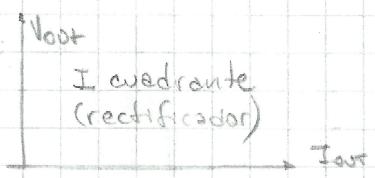
- Armónicos: Son función de la cantidad de pulsos (p).

$$V = k \cdot p \pm l \quad \text{con } k = 1, 2, 3, \dots$$

✓ * RECTIFICADOR TRIFASICO SEMICONTROLADO



Valido hasta
120 [kW]



$$0 \leq \alpha \leq 180^\circ$$

Existe 2 modos de operación:

- MODO CONTINUO (CCM)

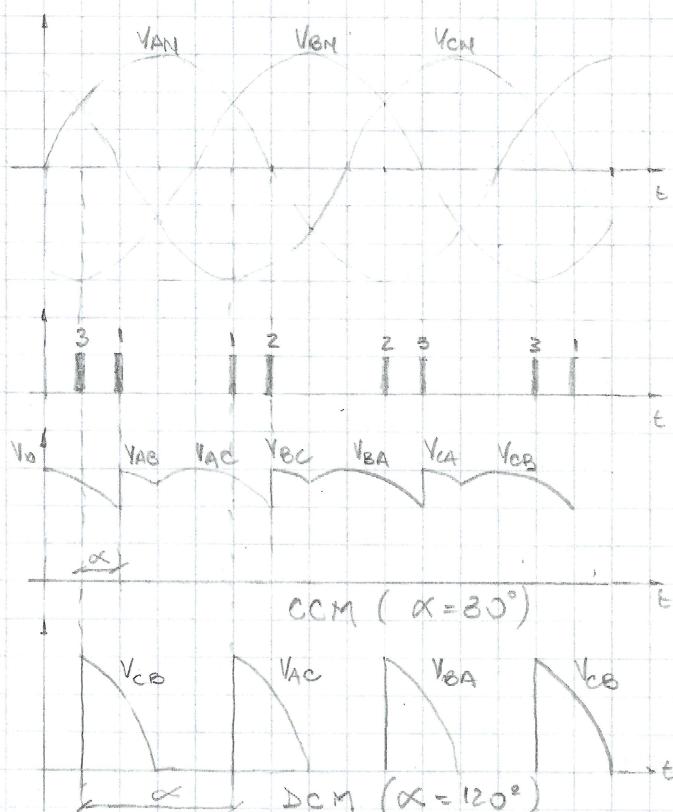
$$\alpha < \left(\pi - \frac{2\pi}{3}\right) \text{ cantidad de tiristores}$$

$$V_{AV} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{max} \cdot (1 + \cos \alpha)$$

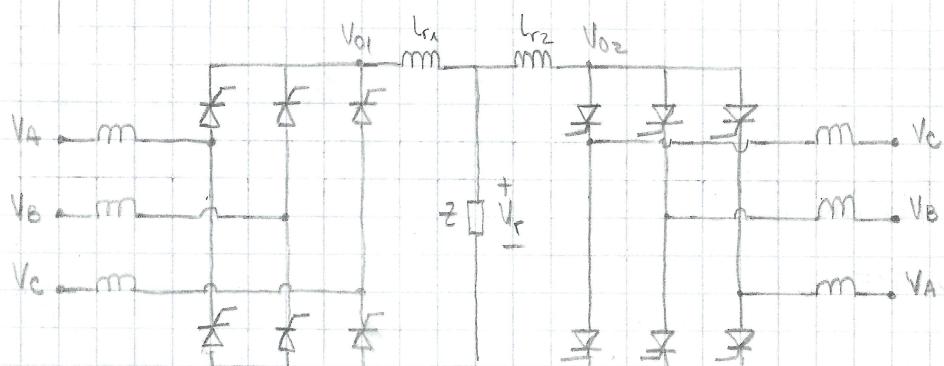
- MODO DISCONTINUO (DCM)

$$\alpha > \left(\pi - \frac{2\pi}{3}\right)$$

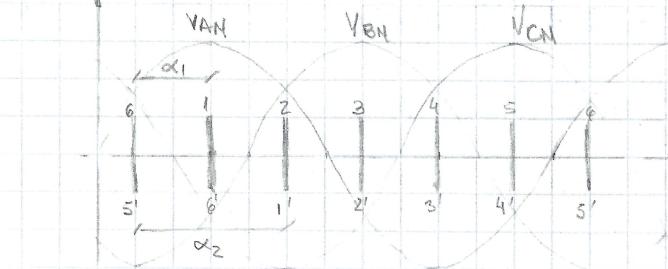
$$V_{AV} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{max} \cdot (1 + \cos \alpha)$$



✓ * RECTIFICADOR DUAL

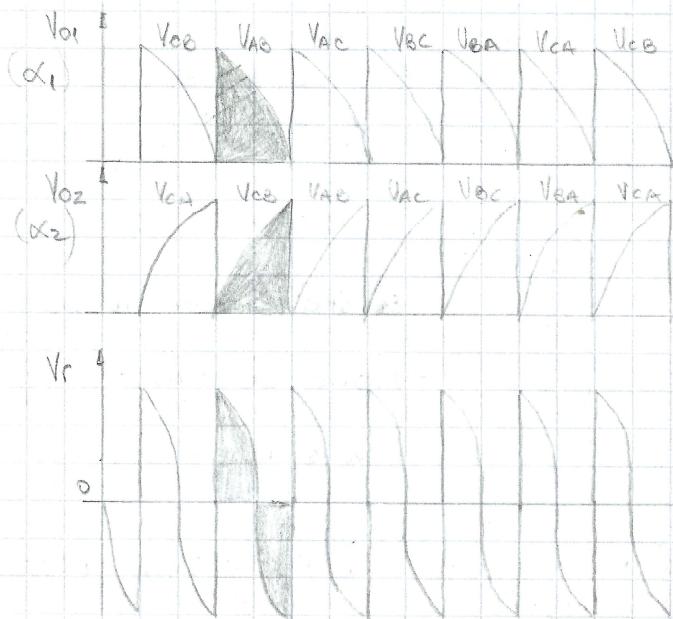


Valido hasta
20 [MW]



II cuadrante
(Inversor) I cuadrante
(rectificador)

III cuadrante
(rectificador) III cuadrante
(Inversor)



$$\alpha = 60^\circ$$

$$V_{AN} = V_{max} \cdot \sin(\omega t)$$

$$V_{BN} = V_{max} \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$\alpha = 120^\circ$$

$$V_{CN} = V_{max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$V_{AB} = \sqrt{3} V_{max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$V_{AC} = \sqrt{3} V_{max} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{2}\right)$$

Analizando y Generalizando:

$$V_r = V_{r1} - V_{r2} = V_{AB} - V_{CB}$$

$$V_r = \sqrt{3} V_{max} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$$

FALTA: Parámetros de Rendimiento
Factor de Potencia.

* PARÁMETROS DE RENDIMIENTO

$$\eta = \frac{P_{AV}}{P_{rms}}, \quad FF = \frac{V_{rms}}{V_{AV}}, \quad CF = \frac{V_{AV}}{V_{max}}$$

Factor de cresta

Factor de Ripple

$$THD_i = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2} = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_{1rms}}\right)^2 - 1}, \quad TUF = \frac{P_{AV}}{V_{rms}(s) \cdot I_{rms}(s)}$$

Factor de utilización
de transistor

Secundario.

→ FACTOR DE POTENCIA

$$\text{Si } Z = R \Rightarrow PF = 1$$

$$\text{Si } Z = R + jX \text{ } \wedge \text{ Señal Senoidal} \Rightarrow PF = \cos \varphi$$

$$\text{Si } Z = R + jX \text{ } \wedge \text{ Señal No Senoidal} \Rightarrow PF = DF \cdot DPF$$

Factor de distorsión

Factor de potencia de desplazamiento

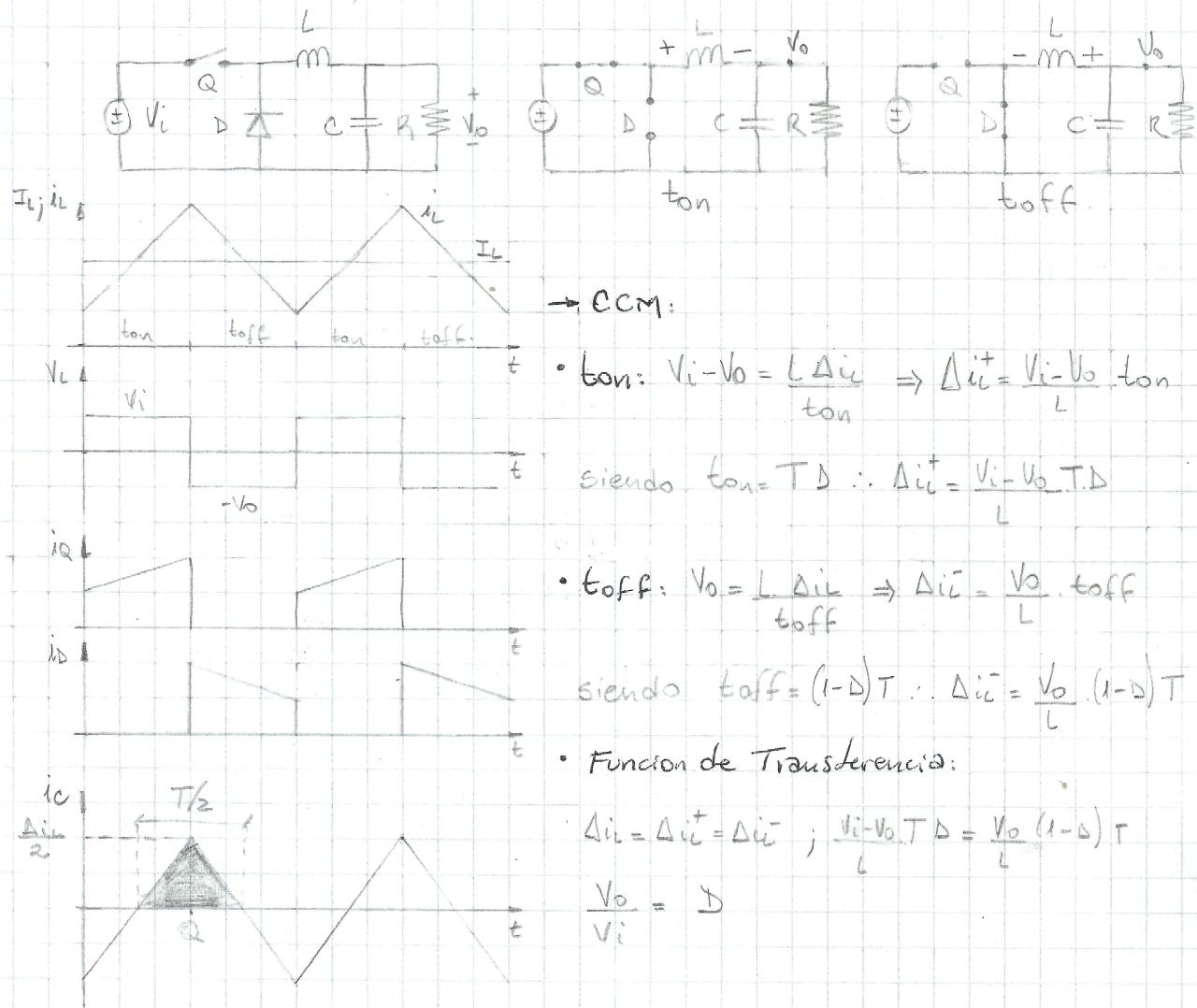
$$DF = \cos \varphi$$

$$DPF = \frac{I_{rms}}{I_{1rms}} = \frac{1}{\sqrt{THD^2 + 1}}$$

$$PF = \frac{\cos \varphi}{\sqrt{THD^2 + 1}}$$

(2) FUENTES CONMUTADA (Teórico)

* BUCK (Reductor)

 $\rightarrow \text{CCM:}$

$$\bullet \text{ton: } V_i - V_o = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \Rightarrow \Delta i_L^+ = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot \text{ton}$$

$$\text{Siendo ton} = T D \therefore \Delta i_L^+ = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot T D$$

$$\bullet \text{toff: } V_o = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \Rightarrow \Delta i_L^- = \frac{V_o}{L} \cdot \text{toff}$$

$$\text{Siendo toff} = (1-D)T \therefore \Delta i_L^- = \frac{V_o}{L} \cdot (1-D)T$$

 \bullet Función de Transferencia:

$$\Delta i_L = \Delta i_L^+ = \Delta i_L^- ; \frac{V_i - V_o}{L} \cdot T D = \frac{V_o}{L} \cdot (1-D)T$$

$$\frac{V_o}{V_i} = D$$

$$\bullet \text{Calculo } L: \frac{1}{f_s} = T = \text{ton} + \text{toff} ; \frac{1}{f_s} = \frac{L \Delta i_L}{V_i - V_o} + \frac{L \Delta i_L}{V_o} = \frac{\Delta i_L \cdot L}{V_i(1-D)} + \frac{\Delta i_L \cdot L}{V_i \cdot D}$$

$$\frac{1}{f_s} = \frac{\Delta i_L \cdot L}{V_i(1-D)D} \therefore L = \frac{V_i(1-D)D}{\Delta i_L \cdot f_s}$$

$$\bullet \text{Calculo } C: \text{La carga es igual al área del triángulo sombreado.}$$

$$\Delta Q = \frac{1}{2} I \cdot \frac{\Delta i_L}{2} = T \cdot \Delta i_L = \frac{\Delta i_L}{8f_s} ; C = \frac{\Delta Q}{\Delta V_o} = \frac{\Delta Q}{\Delta V_o} = \frac{\Delta i_L}{8f_s \Delta V_o}$$

$$\text{reemplazando } \Delta i_L = \frac{V_o(1-D)}{L \cdot f_s} \Rightarrow C = \frac{(1-D)}{8f_s^2 L \frac{\Delta V_o}{V_o}}$$

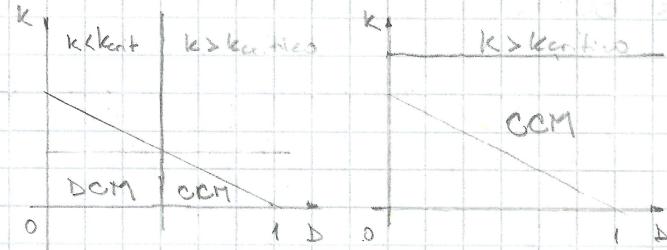
→ Límite DCM/CCM

Si $I_L > \frac{\Delta i_L}{2} \Rightarrow CCM$ (Modo corriente continua) $[k > k_{kritico}]$

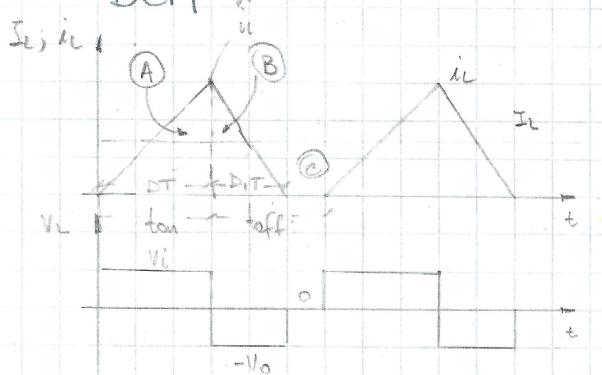
Si $I_L < \frac{\Delta i_L}{2} \Rightarrow DCM$ (Modo corriente discontinua) $[k < k_{kritico}]$

$$\Delta i_L = \frac{(1-D)V_0}{2f_{SL}L} \wedge I_L = \frac{V_0}{R}$$

$$\frac{V_0}{R} < \frac{(1-D)V_0}{2f_{SL}L} ; \frac{2L}{RT} < (1-D)$$



→ DCM



$$t_{on}: \Delta i_L^+ = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot \Delta T = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot \Delta T$$

$$t_{off}: \Delta i_L^- = \frac{V_o}{L} \cdot \Delta T$$

• Función de Transferencia:

$$\Delta i_L = \Delta i_L^+ = \Delta i_L^- ; \frac{V_i - V_o}{L} \cdot \Delta T = \frac{V_o}{L} \cdot \Delta T$$

$$(V_i - V_o) \Delta T = V_o \Delta i_L ; \frac{V_o}{V_i} = \frac{\Delta T}{\Delta T + \Delta i_L}$$

$$I_L = \frac{A+B+C}{T} = \left[\frac{\Delta T \hat{i}_L}{2} + \frac{\Delta i_L \hat{i}_L}{2} \right] \frac{1}{T}$$

$$I_L = \frac{\hat{i}_L (\Delta + \Delta i_L)}{2} = \frac{V_o}{R}$$

$$\hat{i}_L = \frac{d i_L}{d t} \cdot \Delta T = \frac{V_i - V_o}{L} \cdot \Delta T$$

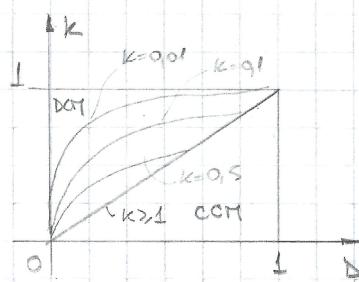
↑ pendiente ↑ tiempo

$$\text{Sabiendo que } V_i - V_o = V_o \frac{\Delta i_L}{\Delta T} \Rightarrow \hat{i}_L = \frac{V_o \Delta i_L}{\Delta T} = \frac{V_o \Delta T}{L}$$

$$I_L = \frac{V_o}{R} = \frac{V_o \Delta T (\Delta + \Delta i_L)}{2L} \Rightarrow \frac{1}{R} = \frac{T}{2L} (\Delta i_L^2 + \Delta i_L) ; \Delta i_L^2 + \Delta i_L - \frac{2L}{RT} = 0$$

$$\Delta i_L^2 + \Delta i_L - K = 0 ; \text{ Sabiendo que } \frac{V_o}{V_i} = \frac{\Delta T}{\Delta T + \Delta i_L}$$

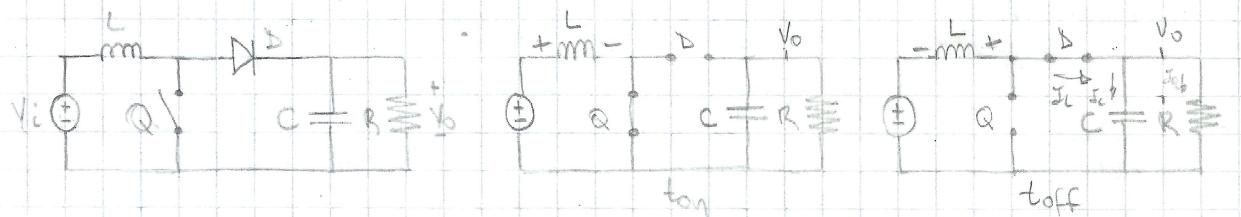
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{\Delta T}{\Delta T + \sqrt{\Delta T^2 + 4K}} = \frac{2\Delta T}{2\Delta T + \Delta T + \sqrt{1 + 4K/\Delta T^2}} ; \frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4K}{\Delta T^2}}}$$



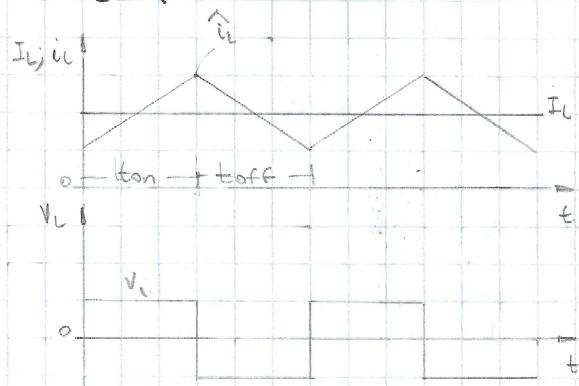
Si $k > k_{\text{critico}} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = D$ [CCM]

$$\text{Si } k < k_{\text{critico}} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4k}{D^2}}} \quad [\text{DCM}]$$

* BOOST (Elevador)



→ CCM



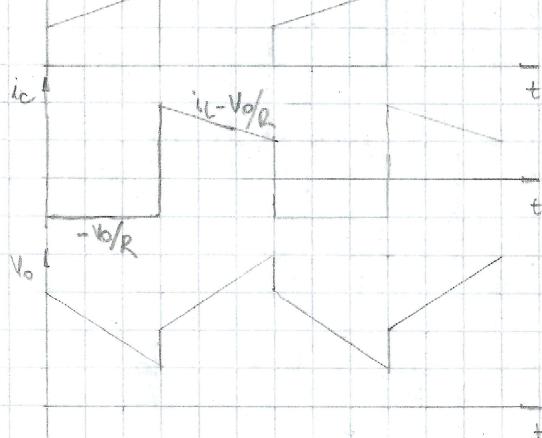
- ton: $\Delta i_L^+ = \frac{V_i}{L} \cdot \text{ton} = \frac{V_i}{L} \cdot D T$

- toff: $\Delta i_L^- = \frac{V_o - V_i}{L} \cdot \text{toff} = \frac{V_o - V_i}{L} \cdot (1-D)T$

- Función de Transferencia

$$\Delta i_L = \Delta i_L^+ - \Delta i_L^- ; \frac{V_o - V_i}{L} DT = \frac{V_o - V_i}{L} (1-D)T$$

$$V_i D = (V_o - V_i)(1-D) ; \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D}$$



- Cálculo L: $T = \text{ton} + \text{toff} = \frac{1}{f_s}$

$$\frac{1}{f_s} = \frac{L \Delta i_L^+}{V_i} + \frac{L \Delta i_L^-}{V_o - V_i} ; \frac{1}{f_s} = \frac{L \Delta i_L}{V_i} \left(\frac{V_o}{V_o - V_i} \right)$$

$$\frac{1}{f_s} = \frac{L \Delta i_L}{V_i D} \Rightarrow L = \frac{V_i D}{\Delta i_L \cdot f_s}$$

- Cálculo C: $i_C = C \frac{dV_C}{dt} ; \text{ Viendo en ton: } -\frac{V_o}{R} = C \cdot \frac{-\Delta V_o}{\text{ton}} = C \cdot \frac{-\Delta V_o}{DT}$

$$\frac{V_o}{R} = \frac{C \Delta V_o f_s}{D} \therefore C = \frac{D}{f_s R} \frac{V_o}{\Delta V_o}$$

→ Límite DCM/CCM

Si $I_L > \frac{\Delta i_L}{2} \Rightarrow CCM$ (modo Corriente Continua) [k > k crítico]

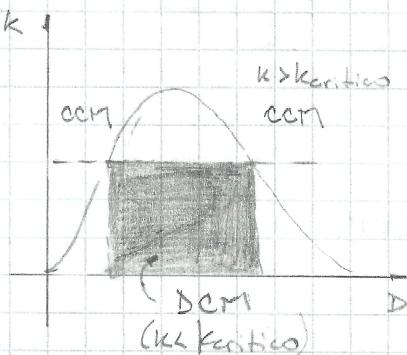
Si $I_L < \frac{\Delta i_L}{2} \Rightarrow DCM$ (modo Corriente Discontinua) [k < k crítico]

Sabiendo que: $\int_0^T i_C(t) dt = 0 \Rightarrow |i_C|_{t=0} + |i_C|_{t=T} = 0$;

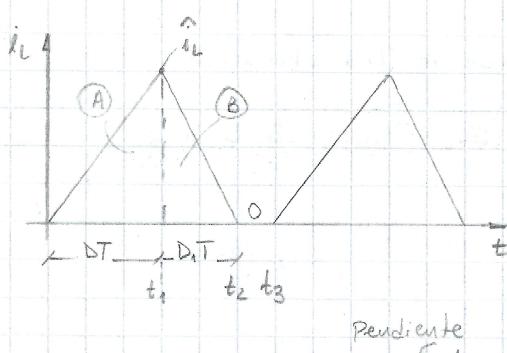
$$-\frac{V_o}{R} DT + \left(I_L - \frac{V_o}{R} \right) (1-D) T = 0 ; I_L (1-D) = \frac{V_o}{R} ; \text{ siendo } V_o = \frac{V_i}{1-D}$$

$$I_L = \frac{V_i}{R(1-D)^2} ; \text{ ahora } \Delta i_L = \frac{V_i}{L} DT ; \text{ Aplicando en la desigualdad}$$

$$\frac{V_i}{R(1-D)^2} > \frac{V_i DT}{2L} ; \frac{2L}{RT} < \frac{D(1-D)^2}{K} \quad \text{k crítico.}$$



→ DCM



$$\text{Entre } t_1 \text{ y } t_2: |\Delta i_L|_{t_1} = |\Delta i_L|_{t_2}$$

$$\frac{V_i}{L} DT = \frac{(V_o - V_i)}{L} D_1 T ; \frac{V_o}{V_i} = \frac{D + D_1}{D_1}$$

El diodo solo conduce en ②

$$|I_D| = \frac{D_1 T}{2} \cdot \frac{i_L}{T} = \frac{D_1 i_L}{2}$$

$$\text{Por otro lado: } \hat{i}_L = \frac{di_L}{dt} \xrightarrow{\text{en tiempo}} ; \hat{i}_L = \frac{V_i}{L} DT \therefore |I_D| = \frac{D_1}{2} \frac{V_i}{L} DT$$

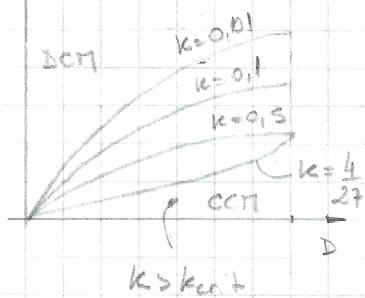
$$\text{Se verifica: } |I_D| = |I_C| + |I_R| ; |I_D| = 0 + \frac{V_o}{R} \therefore |I_D| = \frac{V_o}{R}$$

$$\text{ igualando: } \frac{V_o}{R} = \frac{D_1}{2} \frac{V_i}{L} DT \Rightarrow D_1 = \frac{2L}{RT} \frac{1}{D} \frac{V_o}{V_i} \therefore D_1 = \frac{K}{D} \times \frac{V_o}{V_i}$$

$$\text{Ahora: } \frac{V_o}{V_i} = \frac{D + D_1}{D_1} ; \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{D + K \cdot \frac{V_o}{V_i}}{D} \cdot \frac{V_o}{V_i}}{\frac{K \cdot \frac{V_o}{V_i}}{D}} \Rightarrow \left(\frac{V_o}{V_i} \right)^2 - \left(\frac{V_o}{V_i} \right) - \frac{D^2}{K} = 0$$

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}}{2}$$

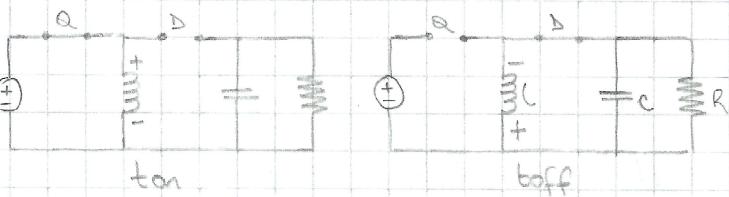
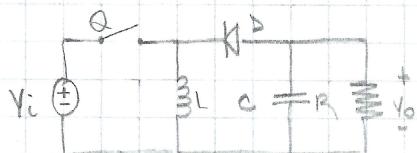
K



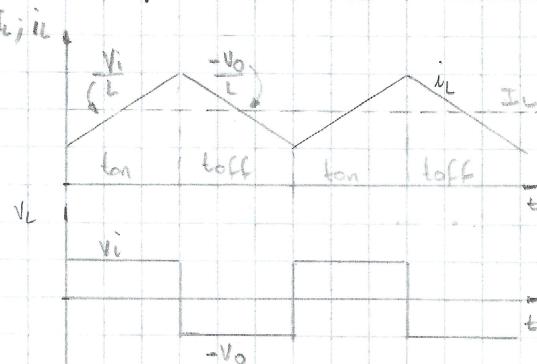
$$\text{Si } k > k_{\text{crit}} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad [\text{CCM}]$$

$$\text{Si } k < k_{\text{crit}} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + \sqrt{1 + 4D^2}}{2k} \quad [\text{DCM}]$$

* Buck-Boost



→ CCM



$$\bullet \text{ton: } \Delta i_L^+ = \frac{V_i}{L} \cdot \text{ton} \therefore \Delta i_L^+ = \frac{V_i}{L} \cdot D \cdot T$$

$$\bullet \text{toff: } \Delta i_L^- = -\frac{V_o}{L} \cdot \text{toff} \therefore \Delta i_L^- = -\frac{V_o}{L} \cdot (1-D)T$$

• Función de Transferecia:

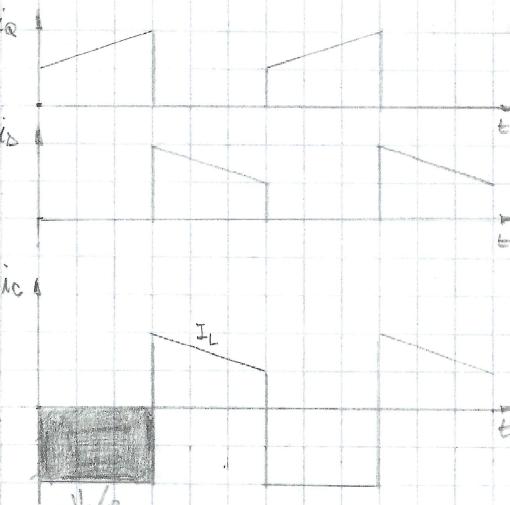
$$\Delta i_L = \Delta i_L^+ = \Delta i_L^- ; \frac{V_o}{L} \cdot D \cdot T = -\frac{V_o}{L} \cdot (1-D)T$$

$$V_i D = -V_o (1-D)T ; \frac{V_o}{V_i} = \frac{-D}{1-D}$$

$$\bullet \text{Calculo L: } T = \text{ton} + \text{toff} = \frac{1}{f_s}$$

$$\frac{\Delta i_L}{V_i} = \frac{\Delta i_L}{V_o} = \frac{1}{f_s} ; \frac{\Delta i_L}{V_i} \left(\frac{V_o - V_i}{V_o} \right) = \frac{1}{f_s}$$

$$\text{reemp. FT: } \frac{\Delta i_L}{V_i D} = \frac{1}{f_s} \Rightarrow L = \frac{V_i D}{\Delta i_L \cdot f_s}$$



$$\bullet \text{Calculo C: } \Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{\text{ton}} i_C \cdot dt ; \Delta V_C = \frac{1}{C} \cdot \frac{V_o}{R} \cdot \text{ton} ; \Delta V_C = \frac{1}{C R} \cdot \frac{V_o}{R} \cdot D \cdot T$$

$$\Delta V_C = \frac{V_o D}{CR} \cdot \frac{1}{f_s} \Rightarrow C = \frac{V_o D}{\Delta V_C \cdot R \cdot f_s}$$

→ Limite DCM/cem

Si $I_L > \frac{\Delta i}{2} \Rightarrow \text{ON} \quad (\text{Modo corriente continua}) \quad [k > k_{\text{cortocircuito}}]$

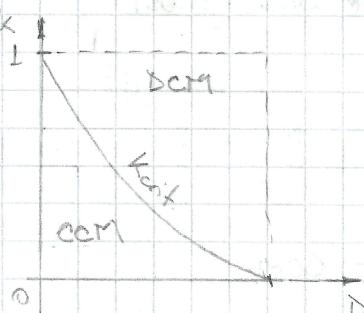
Si $J_L < \frac{\Delta t}{2} \Rightarrow \text{DCM}$ (Modo Corriente Discontinua). [kL kritico]

Para ton: $\frac{A_i l}{2} = \frac{V_i D \cdot T}{2L}$; por otro lado, si $\beta=1 \Rightarrow V_i I_i = \frac{V_o^2}{R}$ altura base,

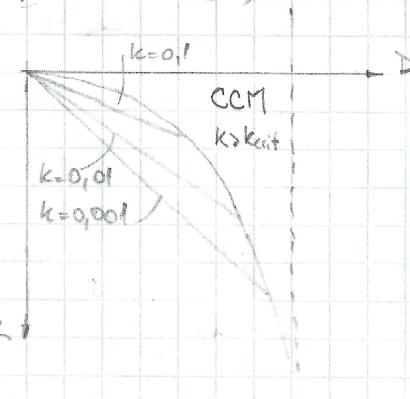
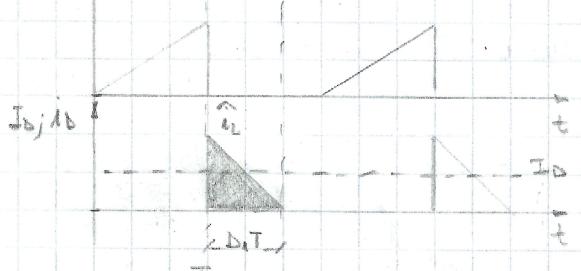
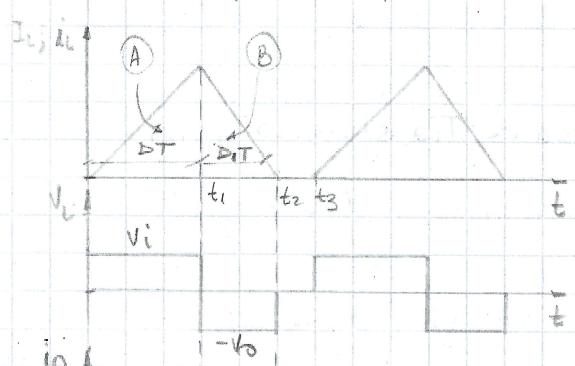
$$\text{De la FT: } V_i I_i = \frac{V_i^2}{R} \left(\frac{-D}{1-D} \right)^2 ; \text{ Ahora: } I_i = \frac{1}{T} \int_0^{T_0} i(t) dt = \frac{1}{T} \cdot \tan \frac{DT V_i}{2}$$

$$T_i = \frac{\Delta^2 T V_i}{2} \quad \text{Reemp: } V_i \frac{\Delta^2 T V_i}{2} = \frac{V_i^2 \Delta^2}{B(1-B)^2}$$

$$\frac{2L}{kT} < (1-\delta)^2$$



\rightarrow DCM



$$\text{Entre } t_1 \text{ y } t_2: \Delta u \Big|_{t_1} = \Delta u \Big|_{t_2}$$

$$\frac{V_o}{L} \Delta T = -\frac{V_o}{L} \Delta_1 T \quad \therefore \quad \frac{V_o}{V_i} = -\frac{\Delta}{\Delta_1}$$

El diodo solo conduce en B

$$FD = \frac{\Delta T}{T} \cdot \frac{1}{2} = \frac{\Delta t}{T} \cdot \frac{1}{2} \text{ por otro lado}$$

$$v = \frac{d\text{dis.}}{dt} \cdot \Delta T = \frac{v_i \cdot \Delta T}{1} \text{ reemplazando.}$$

$$I_D = \frac{D_1}{2} V_i \Delta T ; \text{ se verifica que}$$

$$I_D = I_C + I_R = 0 + \frac{V_0}{R} \quad \therefore I_D = \frac{V_0}{R}$$

$$\text{ignorando: } \frac{V_0}{R} = \frac{V_i}{2} \cdot \frac{D_1}{L} DT; L_1 = \frac{2L}{RT} \cdot \frac{V_0}{V_i} \cdot \frac{1}{D}$$

$$\text{siendo } \frac{V_0}{V_i} = \frac{-D}{D_1} \therefore \frac{V_0}{V_i} = \frac{D}{k \cdot V_i - \frac{1}{\Delta}}$$

$$\left(\frac{V_0}{V_i}\right)^2 = \frac{-\Delta^2}{K} \Rightarrow \frac{V_0}{V_i} = -\sqrt{\frac{\Delta}{K}}$$

ELECTROMICA DE POTENCIA

HOJA

FECHA

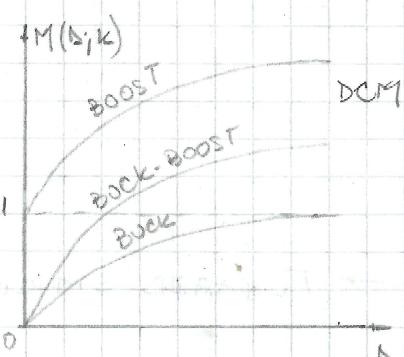
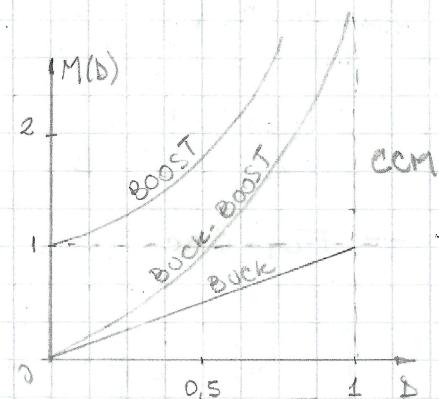
NOV/15

$$\text{Si } k > k_{\text{critico}} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{-D}{1-D} \quad [\text{ccm}]$$

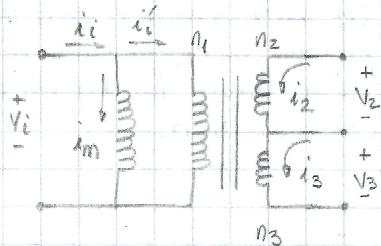
$$\text{Si } k < k_{\text{critico}} \Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = \frac{-D}{1-K} \quad [\text{dcm}]$$

* RESUMEN COMPARATIVO

	BUCK	BOOST	BUCK-BOOST
FT M(D) [ccm]	D	$\frac{1}{1-D}$	$\frac{-D}{1-D}$
FT M(Δ_i/k) [DCM]	$\frac{2}{1 + \sqrt{1 + \frac{4k}{D^2}}}$	$\frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4k}{D^2}}}{2}$	$\frac{-D}{1-K}$
Krit	$1-D$	$D(1-D)^2$	$(1-D)^2$
L	$\frac{D(1-D)V_i}{f_s \Delta i_v}$	$\frac{V_i D}{\Delta i_v f_s}$	$\frac{V_{in} D}{\Delta i_v f_s}$
C	$\frac{8f_s^2 L \Delta V_o}{V_o}$	$\frac{V_o \cdot D}{\Delta V_o f_s R}$	$\frac{V_o \cdot D}{\Delta V_o f_s R}$
Circuito			
Límite D	5 - 95	50	50



* TOPOLOGIAS AISLADAS



- A altas frecuencias (100Hz) se reduce el volumen del transformador.
- Si la corriente de magnetización (i_m) es muy grande, se puede saturar el núcleo generando un cortocircuito en el transformador. Para evitar este fenómeno $X_m \gg 0$, cumpliéndose que: $i'_i(t) \gg i_m(t) \Rightarrow i'_i(t) \approx i_i(t)$

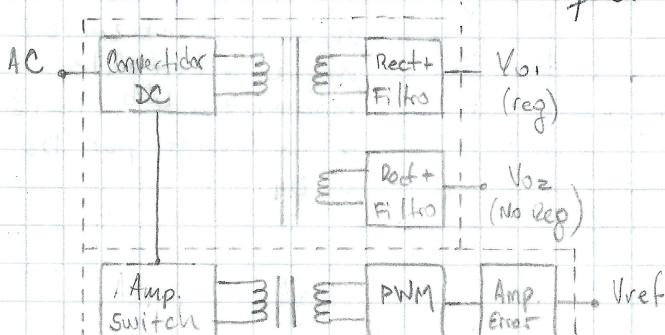
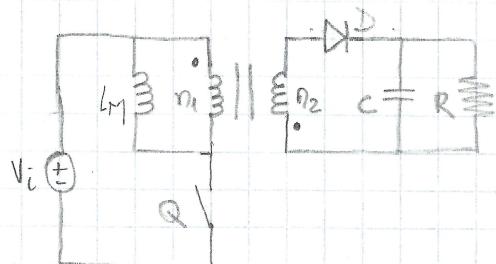


Diagrama
en
Bloques

NOTA

* UNIDIRECCIONALES

→ FLY BACK (SIMPLE Switch)

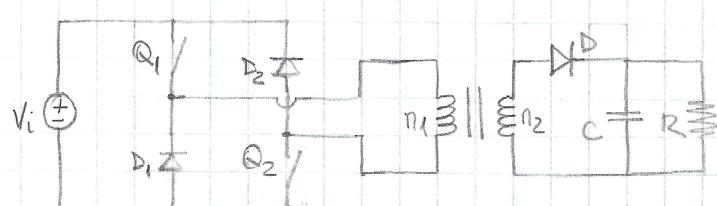


$$\frac{V_0}{V_i} = N \cdot \frac{D}{1-D}$$

- El transformador se comporta como una inductancia de dos devanados. No circula corriente por los dos al mismo tiempo porque el diodo no lo permite.

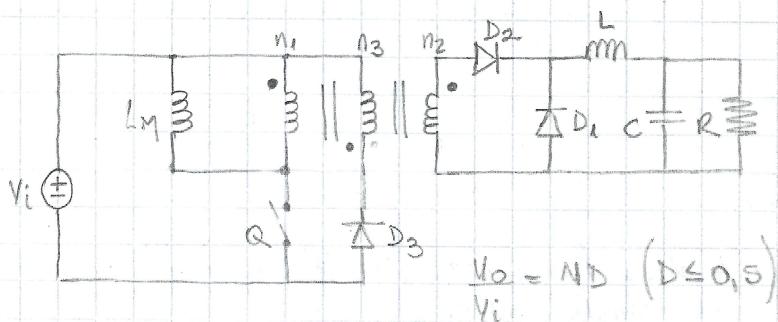
- Durante ton se almacena energía en L_m y se entrega a la carga durante el toff.
 $ton \rightarrow$ alimenta a R y el C

→ FLY BACK (con 2 Transistores)



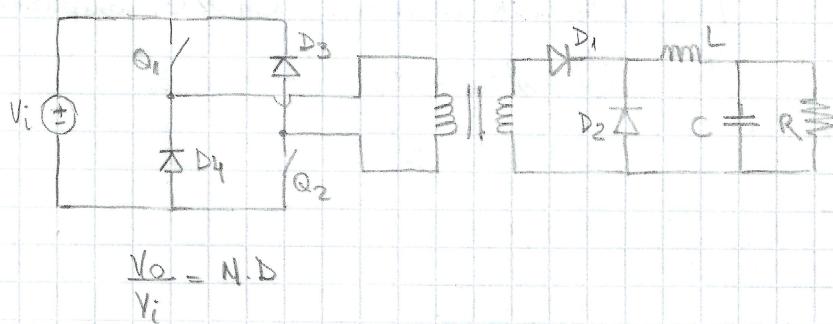
- Ambos Q tienen la misma excitación.
- Si la tensión en los Q es mayor V_i conducen D_1 y D_2 .
- D_1 y D_2 proporcionan una única vía de desmagnetización.

→ FORWARD (SIMPLE Switch)



- Versión aislada de Buck
- Tiene un devanado de desmagnetización.
- L_m y D_3 tienen que trabajar en DCM, pero L lo puede hacer tanto en CCN como en BCR.

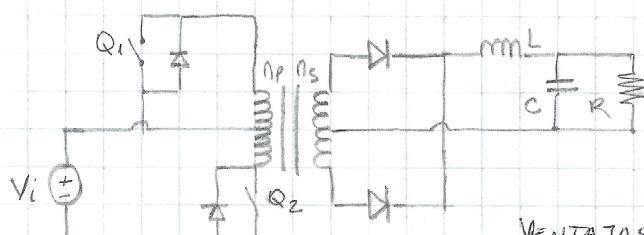
→ FORWARD (con 2 Transistores)



- No necesita devanado de desmagnetización porque la corriente magnetizante retorna a la fuente por D_3 ó D_4 .

* BIDIRECCIONALES

→ PUSH-PULL



$$\frac{V_o}{V_i} = ND$$

- Es la combinación de 2 Forward en contrafase.

- Necesita f_d para evitar un cortocircuito.

VENTAJAS

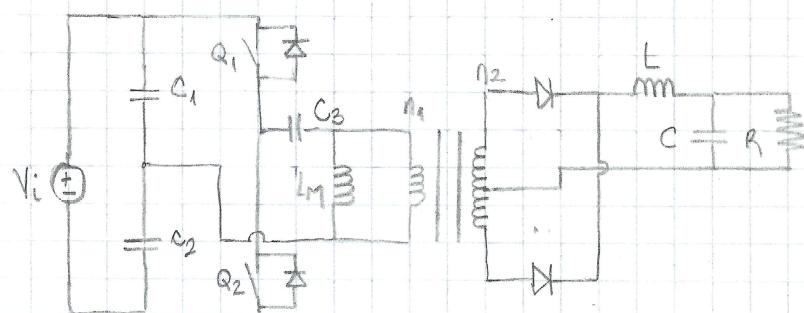
- Driver Simple

DESVENTAJAS

- $V_{ce} > 2 V_{in}$ a causa de los transistores

- Los Q deben ser iguales, para no saturar el núcleo.

→ HALF-BRIDGE



$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N}{2} \cdot D$$

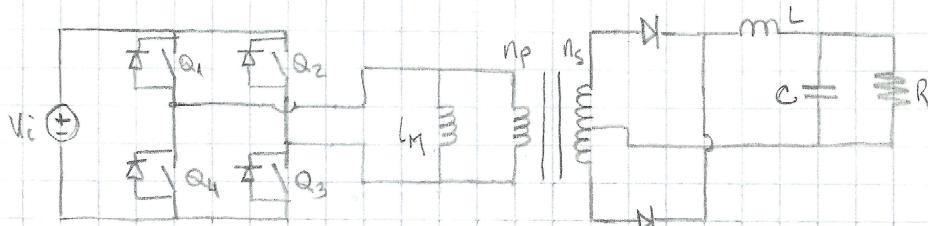
$$C_3 = \frac{1}{(2\pi f_s N)^2 L}$$

- Hasta 500 [W]

- Las I_Q son el doble que en Push-Pull

- C_3 se aplica para evitar desbalanceos de corriente de los Q.

→ FULL-BRIDGE



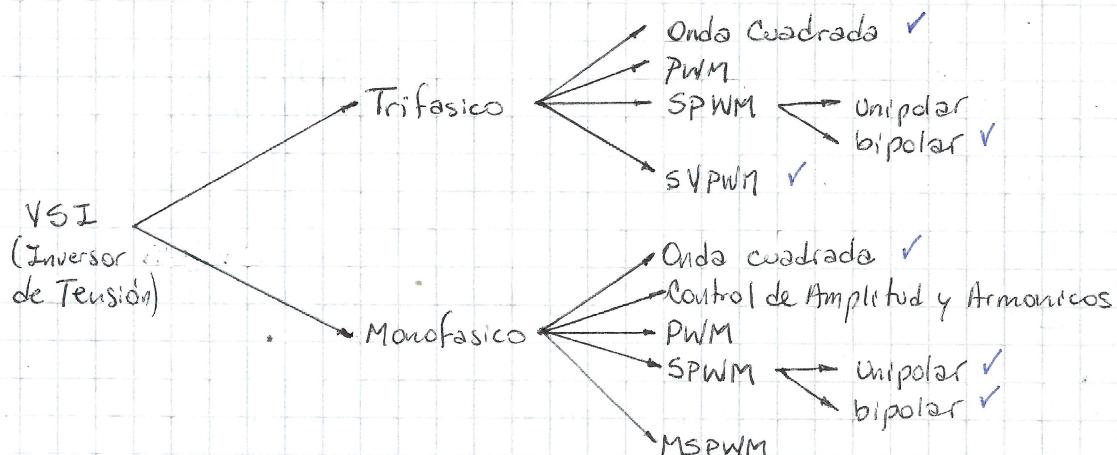
$$\frac{V_o}{V_i} = ND$$

- De 500 [W] hasta 2 [kW]

- Tiene las propiedades de corriente del push-pull y de tensión del half-bridge.

✓ (3) INVERSORES (Teórico)

* CLASIFICACION



CSI
(Inversor de Corriente).

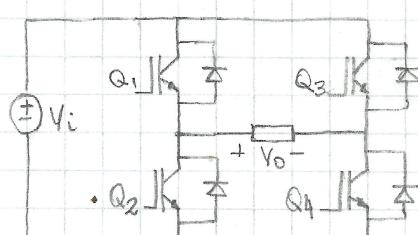
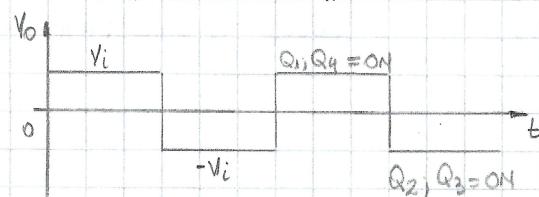
* PARÁMETROS DE RENDIMIENTO

- Factor Armonico de la HF_n = $\frac{V_n}{V_1}$; V_n : VRMS de la n-ésima componente armónica. V_1 : VRMS de la componente fundamental.
- Distorsión Armónica THD = $\sqrt{\sum V_i^2} \cdot \frac{\sqrt{V_{n+1}^2 - V_1^2}}{V_1}$
- Factor de Distorsión: Cantidad de distorsión armónica después de un filtro de 2º orden. Es una medida de la eficiencia en la reducción de las componentes armónicas no deseadas.

$$DF = \frac{1}{V_1} \sqrt{\sum_{i=2}^n \left(\frac{V_i}{V_1} \right)^2}$$
- Factor de Distorsión de la n-ésima Componente $DF_n = \frac{V_n}{V_1 \cdot n^2}$
- Armónico de Menor Orden (LOH): Componente más cercana a la fundamental cuya amplitud es mayor o igual al 3% de la fundamental.

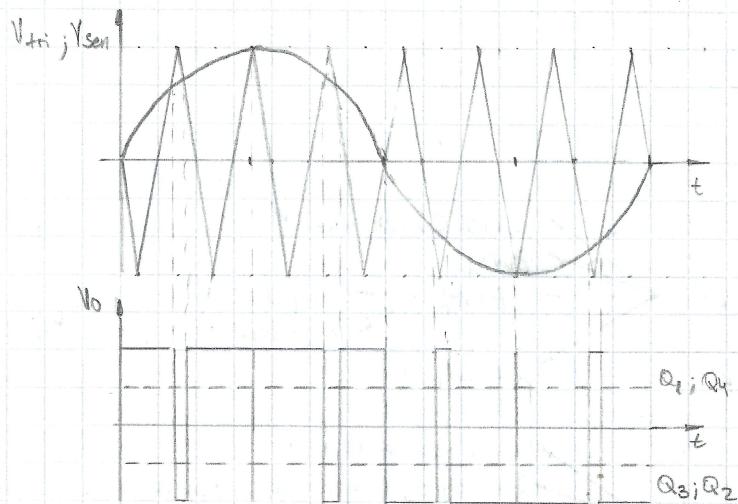
* VSI - Monofásicos

→ ONDA CUADRADA.



Se necesitan tiempos muertos para evitar cortos.

→ SPWM Bipolar



$Q_1 \text{ y } Q_4$ Encendido si $V_{sen} > V_{tri}$

$Q_2 \text{ y } Q_3$ Encendido si $V_{sen} < V_{tri}$

- Índice de Modulación en Amplitud:

$$M_A = \frac{\hat{V}_{sen}}{V_{tri}}$$

Si $M_A \gg 1 \Rightarrow$ Tiende a señal cuadrada

$$V_1 = \frac{4}{\pi} V_i$$

- Se puede controlar la amplitud del primer armónico.

$$0 < M_A < 1 \Rightarrow V_1 = M_A V_i$$

- Índice de Modulación en Frecuencia:

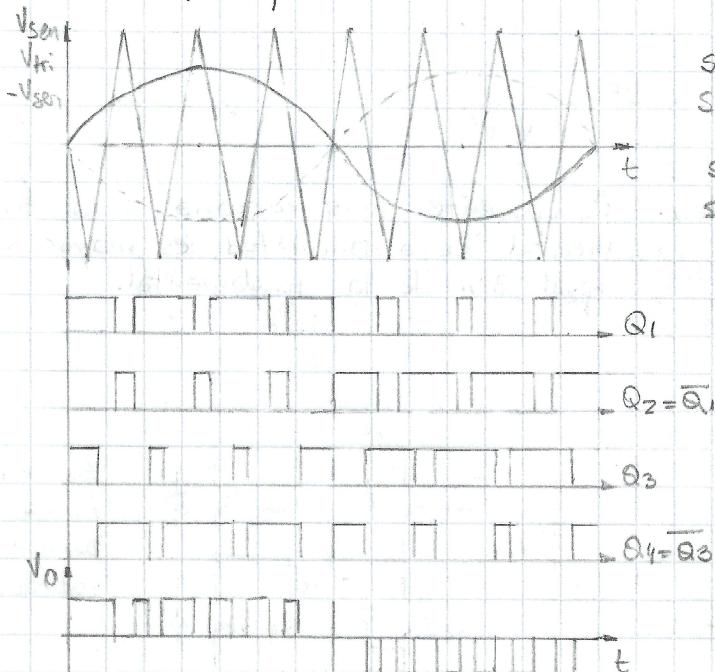
$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{sen}} \Rightarrow \begin{cases} m_f \text{ entero: No produce subarmónicos (baja THD)} \\ m_f \text{ no entero: produce subarmónicos (sube THD)} \end{cases}$$

Se recomienda $m_f \geq 9$.

- Serie de Fourier de la $V_{0,0}$.

$$V_0 = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \operatorname{sen}(nwot); \quad V_n = \sum_{k=1}^{\infty} V_{nk}; \quad V_{nk} = \frac{2V_i}{n\pi} [\cos nk_x + \cos nx_{k+1} - 2\cos((k_x + x_k))]$$

→ SPWM Unipolar



Si $V_{sen} > V_{tri} \Rightarrow Q_1$ Encendido

Si $V_{sen} < V_{tri} \Rightarrow Q_2$ Encendido

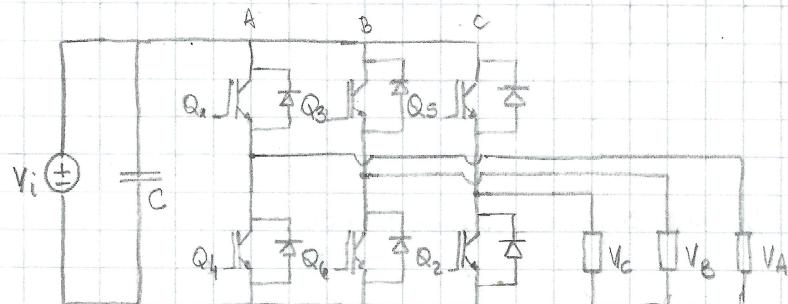
Si $-V_{sen} > V_{tri} \Rightarrow Q_3$ Encendido

Si $-V_{sen} < V_{tri} \Rightarrow Q_4$ Encendido.

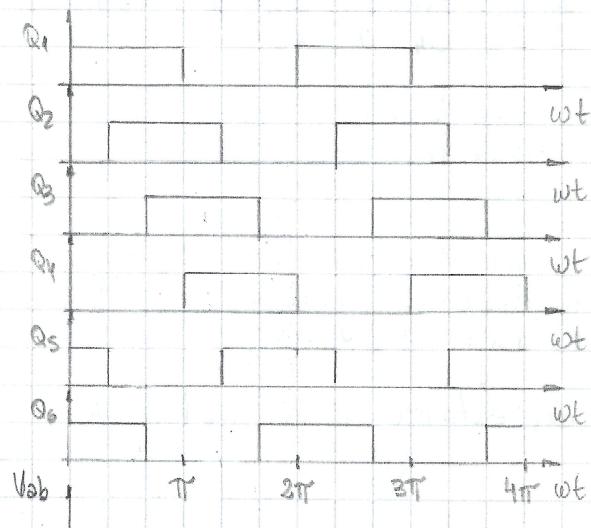
- Se controlan las ramas independientemente.

- Análogo en características con V Bipolar (M_A y m_f).

* VSI - Trifásicos

→ ONDA CUADRADA. (180° conducción)

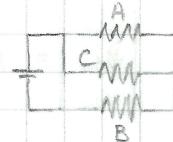
- Siempre hay 3 Q condensando y no puede haber 2 de la misma rama.



- MODO 1: $Q_1, Q_5, Q_6 [0 < wt < \pi/3]$

$$V_{an} = V_{cn} = Vi/3$$

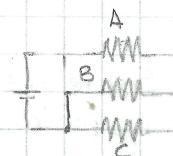
$$V_{bn} = -2Vi/3$$



- MODO 2: $Q_1, Q_2, Q_6 [\pi/3 < wt < 2\pi/3]$

$$V_{an} = 2Vi/3$$

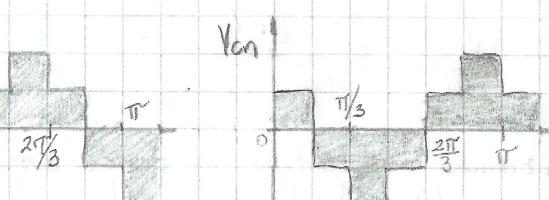
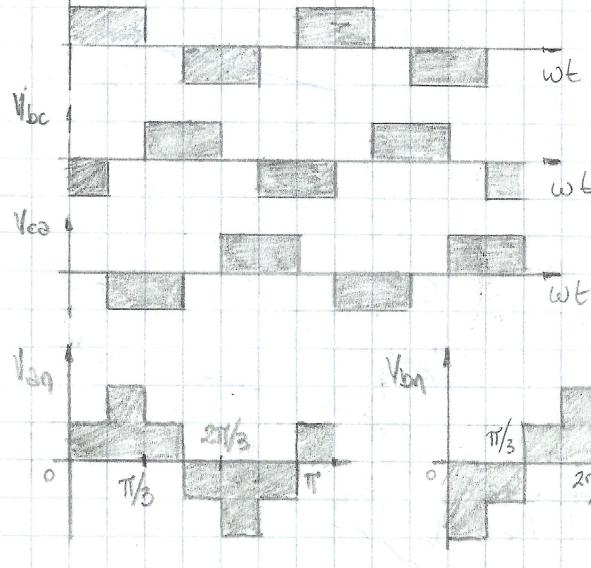
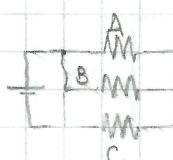
$$V_{bn} = V_{cn} = -Vi/3$$



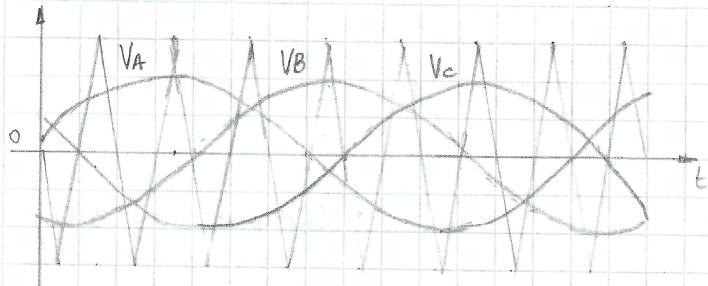
- MODO 3: $Q_1, Q_2, Q_3 [2\pi/3 < wt < \pi]$

$$V_{an} = V_{bn} = Vi/3$$

$$V_{cn} = -2Vi/3$$



→ SPWM Bipolar



Si $V_A > V_{tri} \Rightarrow Q_1$ Encendido
Si $V_A < V_{tri} \Rightarrow Q_4$ Encendido

Si $V_B > V_{tri} \Rightarrow Q_3$ Encendido
Si $V_B < V_{tri} \Rightarrow Q_6$ Encendido

Si $V_C > V_{tri} \Rightarrow Q_5$ Encendido
Si $V_C < V_{tri} \Rightarrow Q_2$ Encendido.

- Propiedades análogas a SPWM Bipolar monofásico.

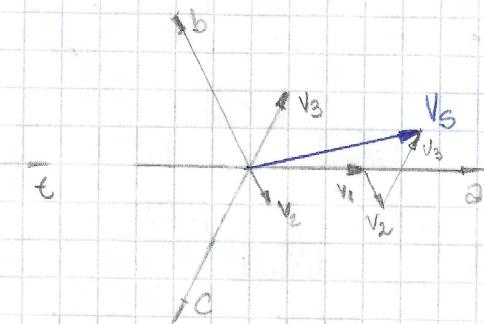
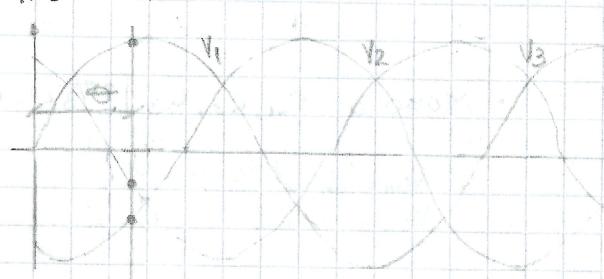
→ SVPWM

Cada rama se controla con una señal: $Q_1 = a$ $Q_3 = b$ $Q_5 = c$
 $Q_4 = \bar{a}$ $Q_6 = \bar{b}$ $Q_2 = \bar{c}$

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_i \times \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{cases} V_{AB} = V_i(a-b) \\ V_{BC} = V_i(b-c) \\ V_{CA} = V_i(c-a) \end{cases}$$

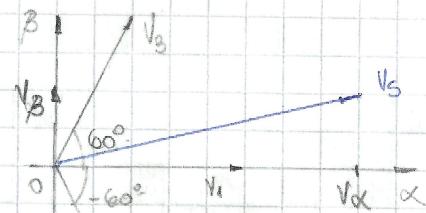
$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{V_i}{3} \times \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{cases} V_{AN} = V_i/3 (2a-b-c) \\ V_{BN} = V_i/3 (-a+2b-c) \\ V_{CN} = V_i/3 (-a-b+2c) \end{cases}$$

- Síntesis del Vector Espacial (V_s) del estator en un motor de inducción.



En función de las tensiones de fase se puede escribir el vector espacial (V_s).

$$V_s = \underbrace{V_1 e^{j\phi}}_{V_1} + \underbrace{V_2 e^{j\frac{2\pi}{3}}}_{V_2} + \underbrace{V_3 e^{j\frac{4\pi}{3}}}_{V_3}$$



Analizando una situación donde $60^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$, en el caso $[a \ b \ c] = [1 \ 1 \ 0]$ y $[a \ b \ c] = [0 \ 1 \ 0]$, podemos representar a V_s en función de los ejes ortogonales X y Y .

$$\left. \begin{aligned} V_x &= V_1 + V_2 \cos(-60) + V_3 \cos(60) \Rightarrow V_x = V_1 + \frac{1}{2}V_2 + \frac{1}{2}V_3 \\ V_y &= V_2 \sin(-60) + V_3 \sin(60) \Rightarrow V_y = \frac{\sqrt{3}}{2} (V_3 - V_2) \end{aligned} \right\} \boxed{V_s = \sqrt{V_x^2 + V_y^2}}$$

Por otro lado se puede realizar un esquema para visualizar los valores de [abc].

Se puede sintetizar el vector V_s en un periodo T_s en función de los vectores V_0 a V_7 .

En el caso del primer sectante se aplican los vectores V_4 y V_6 en intervalos xT_s e yT_s respectivamente.

$$V_s = \frac{1}{T_s} (xT_s V_4 + yT_s V_6 + zT_s \phi)$$

$$V_s = xV_4 + yV_6 ; T_s = xT_s + yT_s + zT_s \Rightarrow 1 = x + y + z$$

Ahora calculemos x e y :

$$xV_4 = V_s \cos \theta - A \Rightarrow A = V_s \cos \theta - xV_4$$

$$B = V_s \sin \theta$$

$$\underbrace{\tan 60^\circ}_{\sqrt{3}} = \frac{B}{A} = \frac{V_s \sin \theta}{V_s \cos \theta - xV_4} ;$$

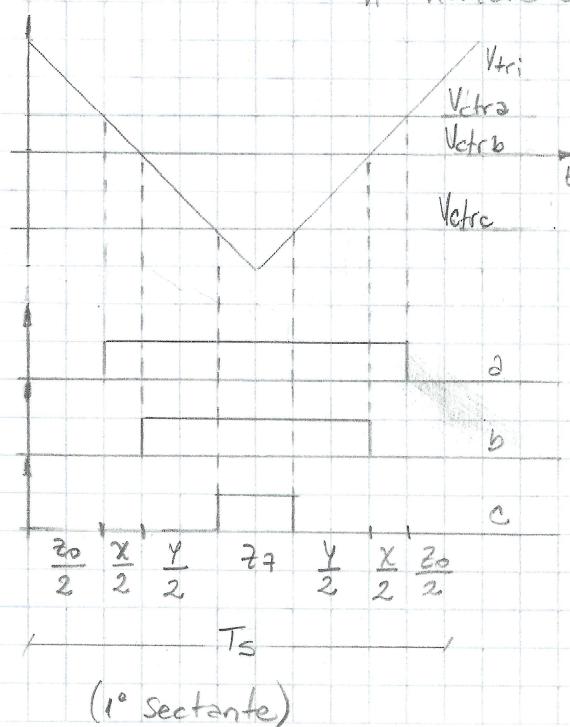
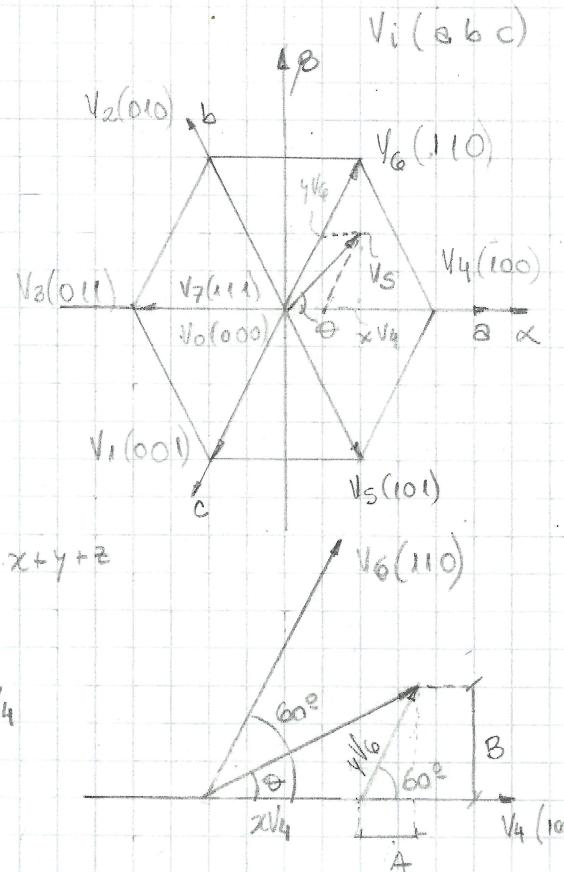
$$x = \frac{V_s}{V_4} \left(\cos \theta - \frac{\sin \theta}{\sqrt{3}} \right) ; \quad \sin 60^\circ = \frac{B}{yV_6} = \frac{V_s \sin \theta}{yV_6} \Rightarrow y = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s \sin \theta}{V_6}$$

$$W_s = \frac{\text{STEP} \times f_s}{6 \cdot 2^n}$$

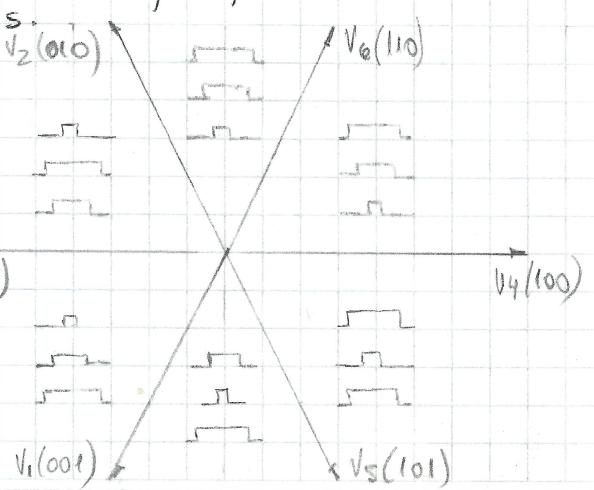
f_s : frecuencia de muestreo

STEP: ángulo de incremento de paso

n : número de bits (muestra la resolución)



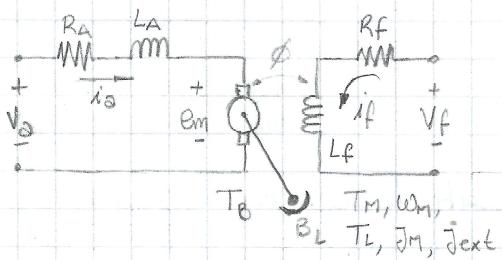
Para controlar los niveles de disparos se pueden comparar una señal triangular con tres niveles de continua de modo que permanezca xT_s , yT_s , zT_s .



④ MOTORES DE CORRIENTE CONTINUA.

✓ * MODELIZACIÓN DE MOTOR CC.

→ Definiciones:



V_A [V]: Tensión de armadura.

R_A [Ω]: Resistencia de armadura.

i_A [A]: Corriente de armadura.

e_m [V]: Tensión Colectromotriz.

Φ [Nm/A][Wb]: Flujo Inducido.

ω_m [rad/s]: Velocidad angular

T_M [Nm]: Torque Motor

T_L [Nm]: Torque de la carga reflejado al motor

T_B [Nm]: Torque de Aceleración.

J_M [kg m²]: Momento de Inercia del rotor

J_{ext} [kg m²]: Momento de Inercia externo reflejado al motor.

B [Nm rad s]: Coeficiente de rozamiento Viscoso.

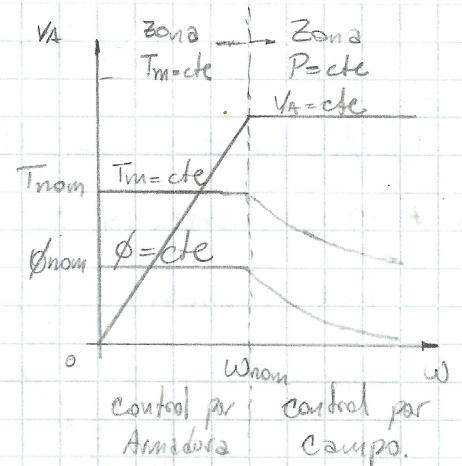
C_m [Nm/A][V.s/rad]: Constante del motor.

- Torque del motor (T_M) $T_M = k_1 \Phi i_A = k_1 i_A = C_m i_A = T_L + T_B = T_L + J_T \frac{d\omega}{dt} + B\omega$
- Tensión en la Armadura (V_A) $V_A = R_A i_A + L_A \frac{di_A}{dt} + e_m$
- Tensión Colectromotriz (e_m) $e_m = L_A i_f \omega = k_2 \Phi \omega = C_m \omega$
- Tensión en el campo (V_f) $V_f = R_f i_f + L_f \frac{di_f}{dt}$
- Torque de Aceleración (T_B) $T_B = \frac{d(\omega J_T)}{dt} = J_T \frac{d\omega}{dt} + B\omega ; J_T = J_M + J_{ext}$
- Potencia (P) $P = i_A e_m = T_M \omega$
- Velocidad Angular (ω_m) Sabiendo que la Tensión de Armadura para régimen permanente:

$$V_A = R_A i_A + k_2 \Phi \omega_m \therefore \omega_m = \frac{V_A - R_A i_A}{k_2 \Phi} \Rightarrow \omega_m = f(V_A, i_A, \Phi)$$

Manteniendo $i_A = i_{nominal}$ y $\Phi = \Phi_{nominal}$ se puede variar ω_m variando V_A . Cuando se llega a ω_m nominal no se puede seguir aumentando V_A .

A partir de dicho punto se tendrá que utilizar un control por campo disminuyendo el flujo, pero a costa de reducir el torque.



→ Ecuación Diferencial del Motor Controlado por Armadura.

$$\text{Partiendo de: } \mathbf{E}_m = C_m \cdot W_m \quad \text{y} \quad T_m = T_L + T_B = T_L + J_T \cdot \frac{dW_m}{dt}$$

$$\text{Sabiendo que: } P = T_m \cdot W_m = i_A \cdot E_m \Rightarrow \left(T_L + J_T \cdot \frac{dW_m}{dt} \right) W_m = i_A \cdot C_m \cdot W_m$$

$$i_A = \frac{T_L}{C_m} + \frac{J_T}{C_m} \frac{dW_m}{dt} \text{ incorporando la tensión de armadura:}$$

$$V_A - E_m = i_A \cdot R_A + L_A \frac{di_A}{dt} \therefore V_A - C_m W_m = \left(\frac{I_L}{C_m} + \frac{J_T}{C_m} \frac{dW_m}{dt} \right) R_A + L_A \frac{d}{dt} \left(\frac{I_L}{C_m} + \frac{J_T}{C_m} \frac{dW_m}{dt} \right)$$

$$\frac{V_A - C_m W_m}{R_A} = \frac{T_L}{C_m} + \frac{J_T}{C_m} \frac{dW_m}{dt} + \frac{L_A}{R_A C_m} \frac{dI_L}{dt} + \frac{L_A}{R_A C_m} \frac{J_T}{C_m} \frac{d^2 W_m}{dt^2}$$

$$\text{Definiendo la constante del motor: } \mathbf{\tau_e} = \frac{R_A}{L_A}$$

$$\frac{V_A - C_m W_m}{R_A} = \frac{T_L}{C_m} + \frac{J_T}{C_m} \frac{dW_m}{dt} + \frac{\tau_e}{C_m} \frac{dT_L}{dt} + \frac{\tau_e}{C_m} J_T \frac{d^2 W_m}{dt^2}$$

Por otro lado: $V_{A\max} = C_m W_{m\max}$; y el torque de motor máximo al eje bloqueado:

$$T_0 = \frac{V_{A\max} \cdot C_m}{R_A} = \frac{W_{m\max} \cdot C_m^2}{R_A}$$

Multiplicando todos los miembros por $R_A/V_{A\max}$ para normalizar.

$$\frac{R_A}{V_{A\max}} \cdot \frac{V_A - C_m W_m}{R_A} = \frac{R_A T_L}{V_{A\max} C_m} + \frac{R_A J_T}{V_{A\max} C_m} \frac{dW_m}{dt} + \frac{R_A \tau_e}{V_{A\max} C_m} \frac{dT_L}{dt} + \frac{R_A \tau_e J_T}{V_{A\max} C_m} \frac{d^2 W_m}{dt^2}$$

$$\frac{V_A - C_m W_m}{V_{A\max} C_m W_{m\max}} = \frac{T_L}{T_0} + \frac{J_T}{T_0} \frac{dW_m}{dt} + \frac{\tau_e}{T_0} \frac{dT_L}{dt} + \frac{\tau_e J_T}{T_0} \frac{d^2 W_m}{dt^2}$$

Reordenando y multiplicando en los términos necesarios por $\frac{W_{m\max}}{W_{m\max}}$

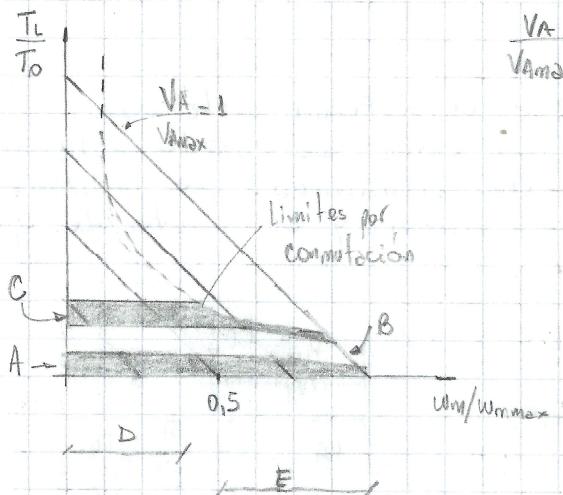
$$\frac{V_A}{V_{A\max}} - \frac{T_L}{T_0} - \frac{\tau_e}{T_0} \frac{dT_L}{dt} = J_T = \frac{W_{m\max}}{W_{m\max}} \frac{dW_m}{dt} + \frac{\tau_e}{T_0} \frac{W_{m\max}}{W_{m\max}} \frac{dT_L}{dt} + \frac{W_{m\max}}{W_{m\max}} \frac{d^2 W_m}{dt^2}$$

Definiendo la constante de tiempo mecánica del motor: $\tau_m = \frac{J_{ext} \cdot W_{max}}{T_0}$

solo esto

finalmente: $\frac{V_A}{V_{Amax}} - \frac{\tau_e}{T_0} \frac{dI_L}{dt} - \frac{I_L}{T_0} = \frac{W_m}{W_{max}} + \frac{\tau_m}{W_{max}} \frac{dW_m}{dt} + \frac{\tau_e \cdot \tau_m}{W_{max}} \frac{d^2 W_m}{dt^2}$

- ✓ • CURVA $T = f(W_m)$ en Régimen Estacionario.



$$\frac{V_A}{V_{Amax}} - \frac{I_L}{T_0} = \frac{W_m}{W_{max}} \Rightarrow \frac{I_L}{T_0} = \frac{V_A}{V_{Amax}} - \frac{W_m}{W_{max}}$$

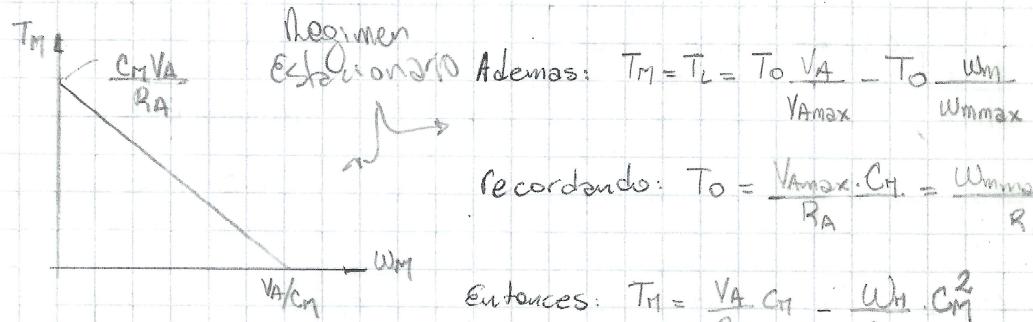
A. Ciclo Continuo: Limitado físicamente y por pérdidas de conmutación.

B. Ciclo Intermítente: limitado térmicamente y por pérdidas de conmutación.

C. Límite de Rango Dinámico: Tiene que ser breve. Se permite en procesos de aceleración y desaceleración.

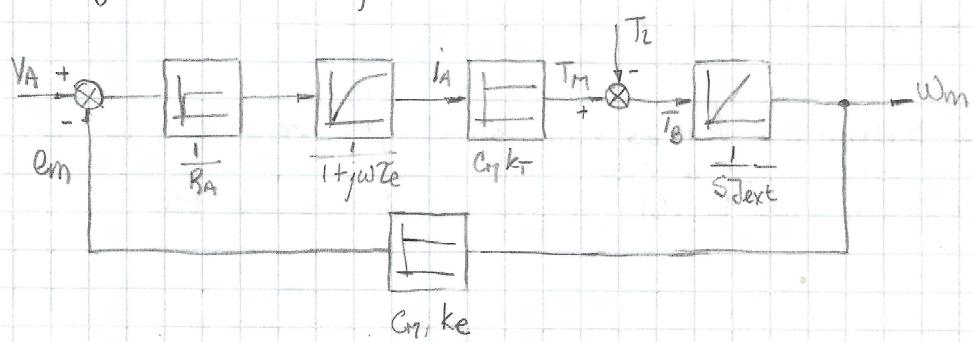
D. El Torque máximo es constante. (Rango de Alimentación)

E. El Torque máximo se limita, por el límite de corriente.

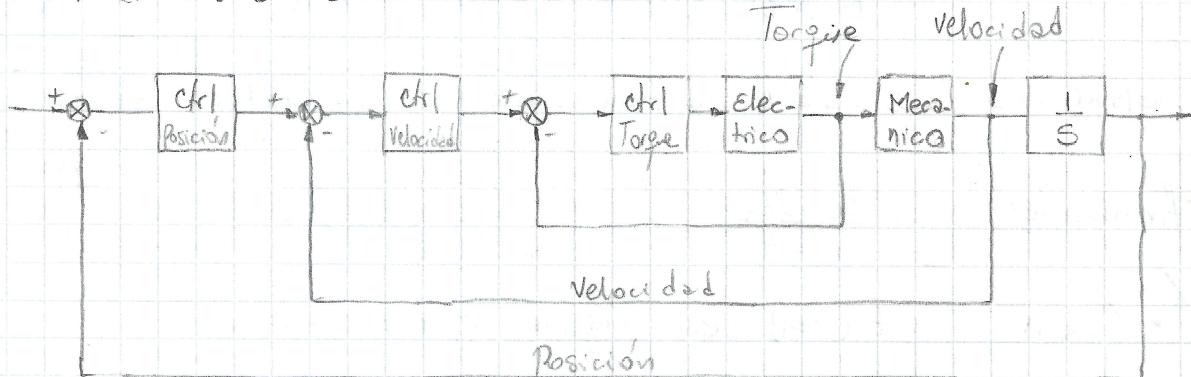


Si $\frac{dT_m}{dW_m} = -\frac{C_m^2}{R_A}$ Es grande, por lo que si varía la carga, la velocidad tenderá a ser constante.

- ✓ • Diagrama de Bloques, Sin Realimentación.



* Control en Cascada.

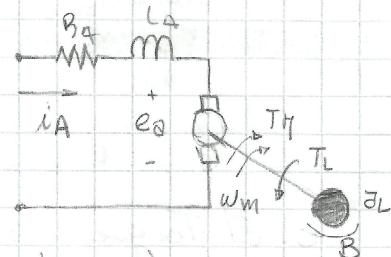


Se realimenta para insensibilizar el sistema ante variaciones de las entradas. Se pretende un error de estado estacionario cero y una buena respuesta dinámica. Se supone aquí que se trata de un sistema lineal y el punto de operación es de estado estacionario.

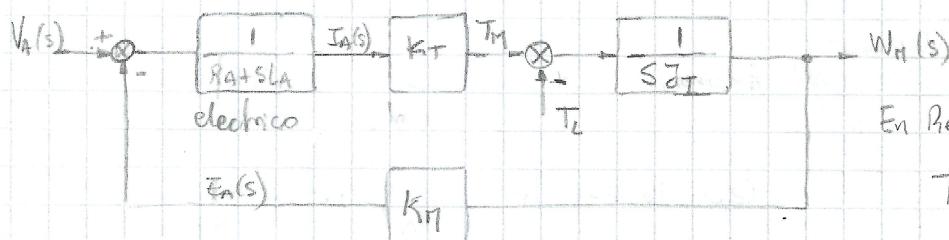
✓ → Modelos Simplificado del Motor D.C.

$$\text{En LAPLACE: } V_A(s) = E_A(s) + (R_A + S L_A) I_A(s)$$

$$I_A(s) = \frac{V_A(s) - E_A(s)}{R_A + S L_A}$$



$$\text{Ademas: } E_A(s) = K_e W_M(s); \quad W_M(s) = \frac{T_M(s)}{S J_T}; \quad T_M(s) = k_T \cdot I_A(s)$$



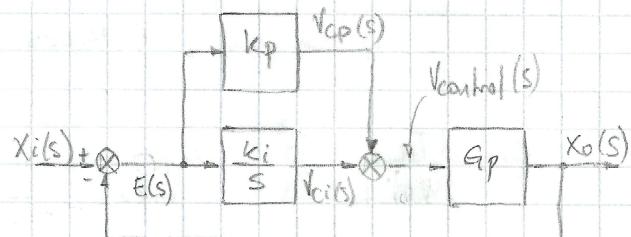
En Régimen Estacionario:

$$T_L = 0 \wedge K_e = k_T$$

• Compensador PI

Se aplica un controlador proporcional para el control de posición y uno PI para el torque y velocidad.

$$V_{control}(s) = K_p + K_i \cdot \frac{1}{s} \left(1 + \frac{s}{\omega_n / K_p} \right)$$



Respuesta Dinámica: $V_{ctrl}(s)$ es una señal proporcional a la diferencia $E(s)$.

Respuesta Estacionaria: $V_{ctrl}(s)$ integra la diferencia $E(s)$.

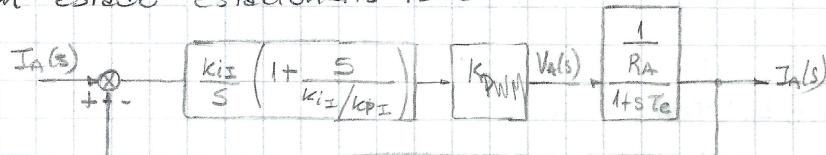
→ Control de Torque.



Como el torque es proporcional a K_T , lo controlamos por I_A . En ① se muestrea y realmente W_M y necesitamos I_A , por lo que llevamos el punto ① al ② y el bloque de resintonización queda:

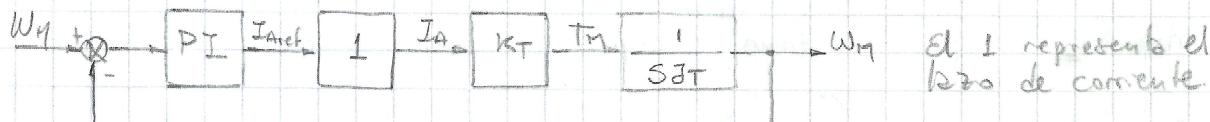
$$\frac{E_A(s)}{I_A(s)} = \frac{K_T \cdot K_E}{s \cdot J_T}, \text{ Si } J_T \gg 0 \Rightarrow \frac{E_A(s)}{I_A(s)} = 0$$

En estado estacionario $T_L=0$.



$$G_I \Big|_{\text{lazo abierto}} = \frac{K_{II}}{s} \left(1 + \frac{s}{K_{II}/K_{PI}} \right) K_{PWN} \frac{1/R_A}{1+sL_E}$$

→ Control de Velocidad.



Siendo $B_{Torque} \gg B_{Velocidad} \Rightarrow$ Lazo de Torque = 1

$$G_T \Big|_{\text{lazo abierto}} = \frac{K_{II}}{s} \left(1 + \frac{s}{K_{II}/K_{PI}} \right) \frac{K_T}{sJ_T}$$

→ Control de Posición

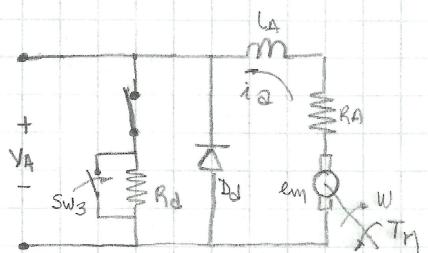


✓ * FRENADO

→ Dinámico

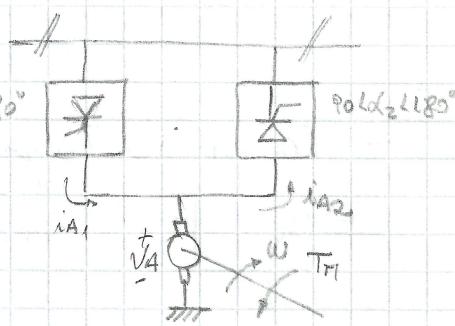
Transforma la energía cinética en calor con un tapón SW3. Se puede variar el valor de resistencia.

$$R_{eq} = R_d (1 - \delta) + R_A$$

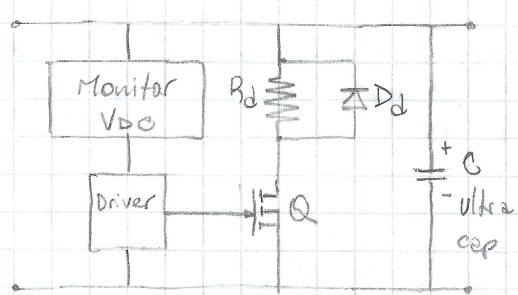


→ Regenerativo:

La energía cinética se devuelve a la alimentación. i_A debe ser muy pequeño. V_A es mayor que cero hasta que se detiene.



→ Regenerativo y Dinamico.

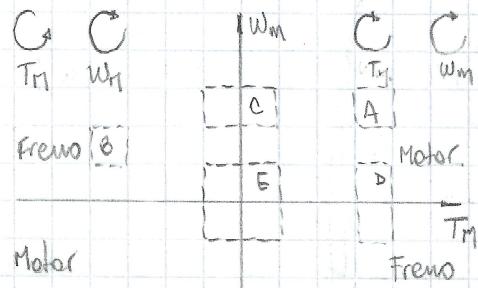


Cuando se frena se entrega a las cargas eléctricas, funcionando en modo regenerativo.

Cuando el monitor detecta que se cargo la batería de freno, comuta Q a modo dinámico.

$$W_A = W_C = \frac{1}{2} L_A \cdot I_A^2 = \frac{1}{2} C V_A^2$$

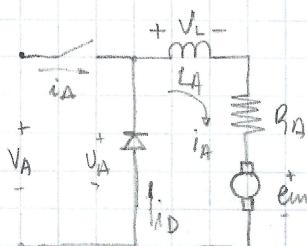
* CONTROL DEL MOTOR. (transistores)



	T_M	W_M	Acel.
I	+	+	+
II	-	+	-
III	-	-	+
IV	+	-	-



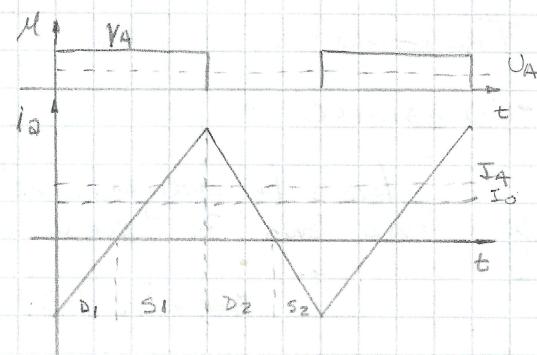
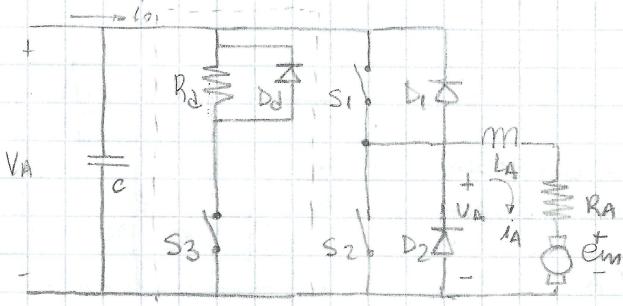
✓ → Clase A



Funciona como el convertidor Buck, dependiendo de i_A puede funcionar en DCM o CCM.

$$\Delta I_{A\max} = \frac{V_A}{4fL_A}; \quad I_{LAH} = \frac{V_A \cdot D - e_m}{R_A}$$

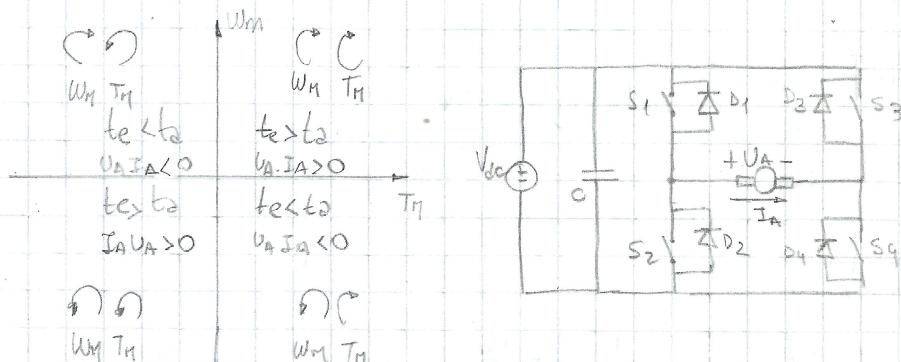
✓ → Clase C



- Con $S_1 = \text{Encendido}$ y $S_2 = \text{Apagado} \Rightarrow i_A > 0$ (I cuadrante)
- Con $S_1 = \text{Apagado}$ y $S_2 = \text{Encendido} \Rightarrow i_A < 0$ (II cuadrante)

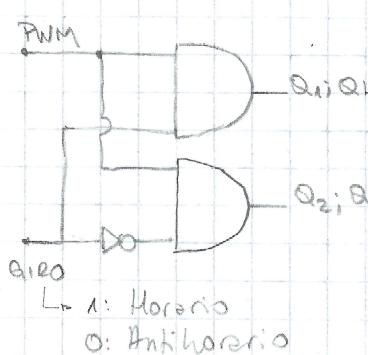
Si $U_A > V_A$, i_A puede circular al generador (c), y Si $U_A \gg V_A$ se puede utilizar un dissipador dinámico y regenerativo.

✓ Clase E



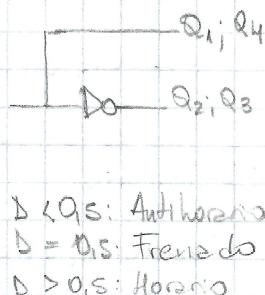
Trabaja en los 4 cuadrantes y hay 4 formas de comutar los switchs.

- Metodo 1:



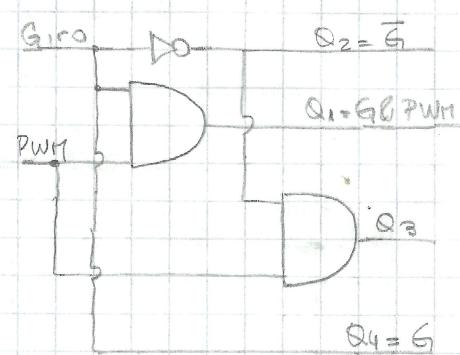
1: Horario
0: Antihorario

- Metodo 2:



$D < 0,5$: Autotorando
 $D = 0,5$: Frenando
 $D > 0,5$: Horario

- Metodo 3:



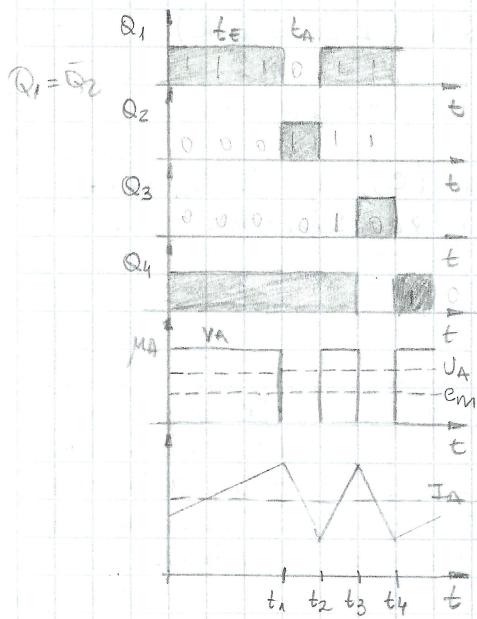
(un sw fijo por rama)

- Metodo 4: Cada conmutador se controla independientemente teniendo en cuenta que los switchs de la misma rama son complementarios.

(sigue)

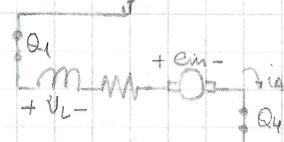
Que pena que no entre una parte de los graficos ecuaciones no?..

I cuadrante: $t_E > t_A$ (Q_1, Q_2) → "Motor Giro Directo"
Encendido → apagado.



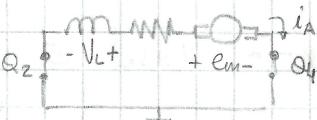
entre $t_1 < t < t_2$:

$U_A = V_A$; i_A = (rampa positiva)
 L_A se carga.



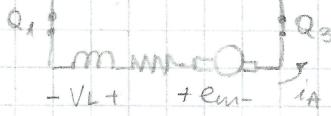
entre $t_2 < t < t_3$:

$U_A = 0$; i_A = (rampa negativa)
 L_A se descarga.

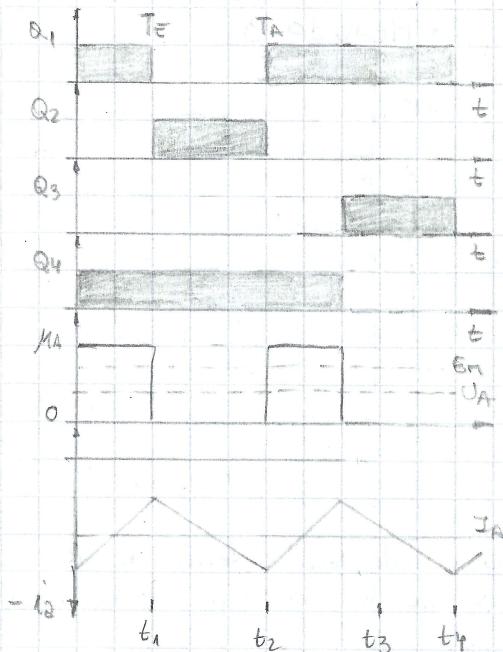


entre $t_3 < t < t_4$:

$U_A = 0$; i_A = (rampa negativa)
 L_A se descarga.

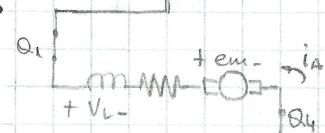


II cuadrante: $t_E < t_A$ (Q_1, Q_2) → "Frenado en Giro Directo"



entre $t_1 < t < t_2$:

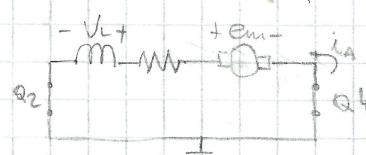
$U_A = V_A$; $em + \frac{d i_A}{dt} > V_A$



L_A se descarga hacia la fuente.

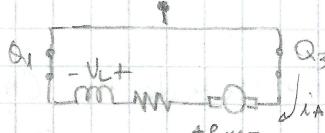
entre $t_2 < t < t_3$:

$U_A = 0$; i_A es carga a L.



entre $t_3 < t < t_4$:

$U_A = 0$; i_A es carga a L.



III cuadrante: $t_E > t_A$ → "Motor Giro Inverso".

Identico a I cuadrante pero cambiando a Q_1 con Q_3 y Q_2 con Q_4 .
Donde V_A es igual a $-V_A$ e i_A es $-i_A$.

IV cuadrante: $t_E < t_A$ → "Frenado en Giro Inverso".

Identico a II cuadrante pero cambiando a Q_1 con Q_3 y Q_2 con Q_4 . Donde V_A es igual a $-V_A$ e i_A es $-i_A$.

FACIA: Control con transistores
Driver con tiristores.



ELECTRONICA DE POTENCIA

HOJA

FECHA

Nov/15

⑤ MOTORES DE CORRIENTE ALTERNA.

La tensión en el estator genera una corriente que a su vez produce un campo en el eje hueco que llega al bobinado del rotor generando ω_m en éste. El cual junto con el flujo y el área encerrada por las bobinas del rotor logra una fuerza magneto-motriz y por lo tanto un torque.

* ECUACIONES FUNDAMENTALES

Las cuatro ecuaciones diferenciales complejas describen el modelo matemático de una máquina de AC. Este modelo se puede adaptar a máquinas sincrónas, asincrónas o máquinas de doble alimentación.

$$\vec{V}_s(t) = R_s \vec{i}_s(t) + L_s \frac{d\vec{i}_s(t)}{dt} + M \frac{d[\vec{i}_r(t) e^{j\theta}]}{dt}$$

θ : Ángulo entre el estator y el rotor

$$\vec{V}_r(t) = R_r \vec{i}_r(t) + L_r \frac{d\vec{i}_r(t)}{dt} + M \frac{d[\vec{i}_s(t) e^{j\theta}]}{dt}$$

$$j \frac{d\omega_m}{dt} = T_m(t) - T_L(t) = \frac{2}{3} L_o \operatorname{Im} [\vec{i}_s(t) (\vec{i}_r(t) e^{j\theta})^*] - T_L(\theta, \omega_m, t)$$

Imaginaria

$$\omega_m = \frac{d\theta}{dt}$$

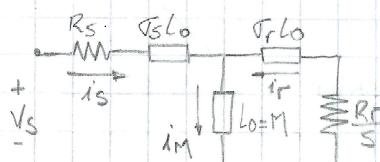
Teniendo que: $N_R = N_S \Rightarrow L_o = M ; L_s = (1 + \sigma_s) L_o ; L_r = (1 + \sigma_r) L_o$

σ_s, σ_r : Coeficientes de fuga.

→ ESTADO ESTACIONARIO

$\omega_m = \omega_1 - \omega_2 \rightarrow$ Asincrónico

$\omega_m = \omega_1 \rightarrow$ Síncrono



$$\omega_m = \omega_1 - \omega_2 = \omega_1 (1 - s)$$

$$\text{Frecuencia de deslizamiento} \rightarrow s = \omega_2 / \omega_1 = \frac{\omega_1 - \omega_m}{\omega_1} = \frac{60f_1 - n_m}{60f_1}$$

s : Coeficiente de fuga total.

f_1 : Frecuencia de alimentación
 p : Pares de polos.

$$s = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_s)(1 + \sigma_r)}$$

$$s_{max} = \frac{R_r}{W_1 T_{LR}} = \frac{1}{W_1 \sigma_r Z_r} \quad \text{donde } T_{LR} = \frac{L_r}{R_r}$$

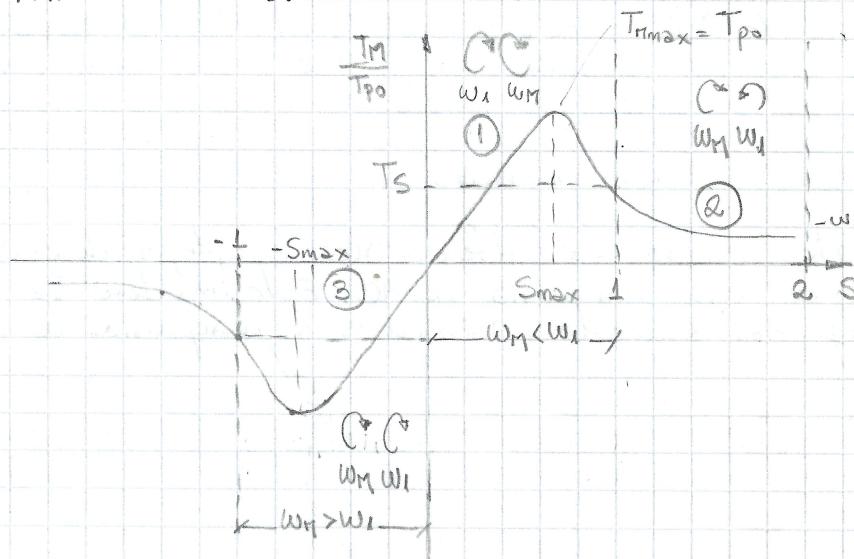
$$T_m = \frac{3}{2} \frac{1-s}{s} \frac{V_s^2}{W_1^2 L_s} \cdot \frac{2}{s/s_{max} + s_{max}/s}, \text{ Definiendo: } T_{po} = \frac{3}{2} \frac{1-s}{s} \frac{V_s^2}{W_1^2 L_s}$$

Par de ruptura. Valor máximo.

Teniendo en cuenta los valores nominales de V_{S0} y w_0 , tenemos el par de ruptura nominal para normalizar:

$$\frac{I_n}{T_p0} = \left(\frac{V_s/V_{smax}}{\omega_1/\omega_0} \right)^2 \cdot \frac{2}{s/smax + smax/s} \rightarrow M_t \text{ (típico)} \frac{\sqrt{2} V_{s0}^2 \omega_0^2}{\sqrt{2} V_{s0}^2 \omega_0^2}$$

✓ → CURVA PAR VS DESLIZAMIENTO.



En ① $0 \leq s < 1$; $\omega_m < \omega_1$ (motor): El motor gira en el mismo sentido que el campo. Antes de T_{max} el torque motor se incrementa y luego de dicho punto, decrece.

En ② $-1 < s \leq 0$; (Sentido Inverso): El motor gira en sentido opuesto al campo. Sucede cuando se invierte la secuencia del inversor que excita el estator. No se recomienda trabajar en esta zona porque al ser $s > 1$ el motor absorbe mucha corriente y tiene poco torque.

En ③ $s < -1$; $\omega_m > \omega_1$ (Generador): El motor gira en el mismo sentido que el campo, pero al ser $s < 0$ el motor funciona como generador.

→ RENDIMIENTO

$$P_{in} \rightarrow (0) \Rightarrow P_f \Rightarrow P_g \Rightarrow P_m$$

$P_{js} \uparrow P_{fes} \uparrow$

• Potencia Activa $P_{in} = \sqrt{3} V I \cos \varphi [W]$
Consumida:

• Perdidas en el Bobinado $P_{js} [J]$
del estator.

- Perdidas en el Hierro del Estator (Foucault/Histeresis): $P_{fes} [J]$
- Potencia transferida desde la entrada al rotor: $P_f = 3 I_2^2 \frac{T_2}{s} = T_m \cdot \omega_1$
- Perdidas en el nucleo del rotor: $P_c = \frac{3 V_m^2}{R_m} \approx \frac{3 V_1^2}{R_m}$
- Perdida total en la bobina del rotor: $P_{2U} = 3 I_2^2 \cdot T_2$

ELECTRONICA DE POTENCIA

HOJA

FECHA

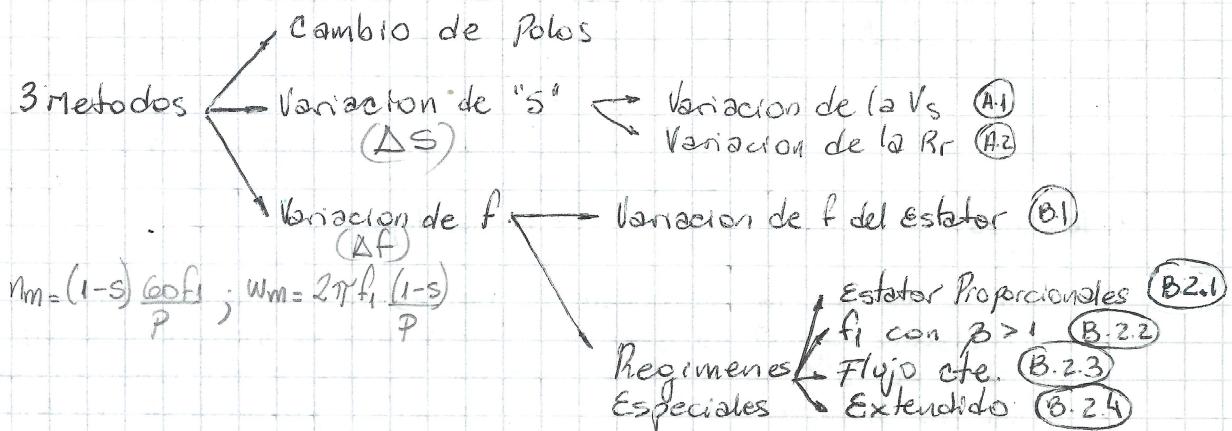
nov/15

- Potencia Mecánica: $P_M = P_S - P_{Dm} - P_C = T_M \cdot w_m$

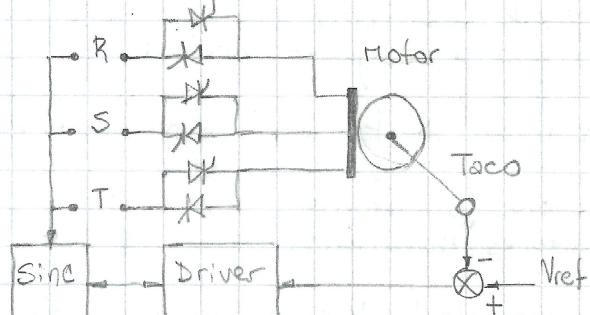
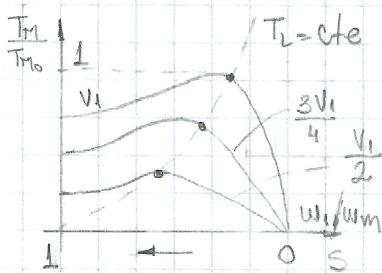
- Rendimiento: $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_M - P_{sin\ cargo}}{P_S - P_{Dm} - P_C} \approx \frac{T_M \cdot w_m}{T_M \cdot w_m}$

$$\eta \approx (1-s) \text{ para } 0 \leq s < 1$$

✓ * VARIACIÓN DE VELOCIDAD.



→ (A.1) Variación de "s": Variación de V_s .



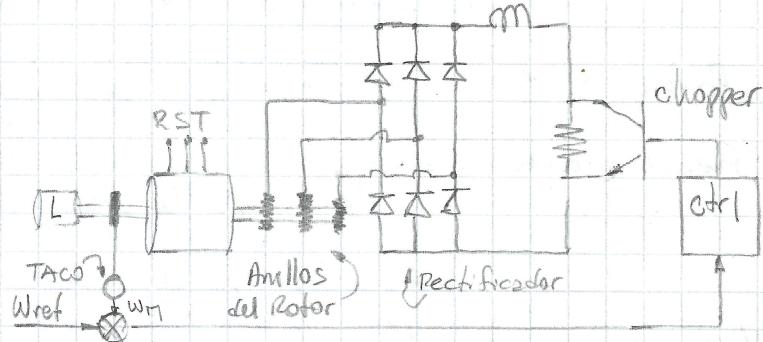
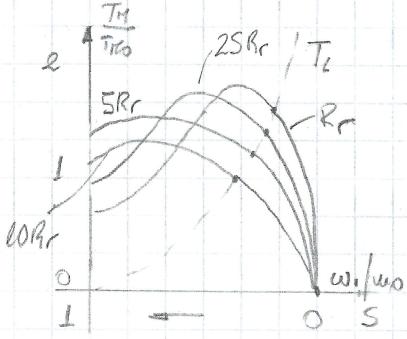
$$T_M - T_L = \frac{3}{2} \frac{1-\tau}{\tau} \frac{V_1^2}{w_m^2 L_s} \frac{2}{s/s_{max} + s_{max}/s} - T_L \quad \left. \begin{array}{l} \text{Al variar } V_1, \text{ varia } \\ T_M \propto V_1^2 \Rightarrow w_m \text{ y por eso} \\ \text{varia } s. \end{array} \right\}$$

Con $w_1 = \text{cte}$; $T_L = \text{cte} \Rightarrow s = 1 - \frac{w_m}{w_1} \propto w_m$

- Desventajas:
 - No es una verdadera regulación porque sin carga ($T_L=0$), w_m depende de w_1 .
 - Al variar V_1 , varía T_M .
 - Al disminuir V_1 , aumenta s por lo que disminuye el rendimiento.

→ (A.2) Variación de "s": Variación de R_r .

Se utilizan en motores de rotor bobinados y anillos.



$$P_f = T_M w_1 = 3 I_2^2 \frac{R_r}{s} \quad \left\{ \begin{array}{l} P_f = \frac{P_{\text{perd}}}{s} \\ s = \frac{P_{\text{perd}}}{P_f} = \frac{w_1 - w_m}{w_1} \propto w_m \end{array} \right.$$

$$P_{\text{perd}} = 3 I_2^2 R_r \quad \text{Si } R_r \uparrow \Rightarrow P_{\text{perd}} \uparrow \Rightarrow s \uparrow \Rightarrow w_m \uparrow \Rightarrow \eta \downarrow$$

• Ventajas:

- Permite variar la velocidad de cualquier campo, ya que la parte de la ~~carácteristica~~ usada es siempre estable.
- Las perdidas por el aumento de s se disipan en el circuito exterior al motor. Se puede desarrollar P_f maximo a cualquier velocidad.

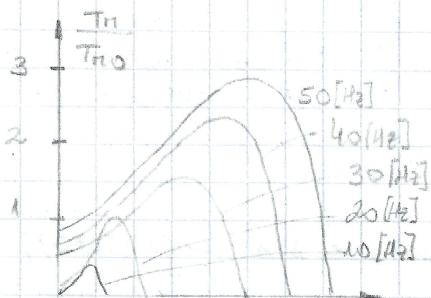
• Desventajas

- No es una verdadera regulación. En vacío w_m es siempre casi w_1 .
- Un aumento del deslizamiento provoca perdidas de rendimiento por efecto Joule.

→ (B.1) Variación de f : Variación de f_1 en el estator.

En motores Sincronos: $w_m = w_1$
en motores Asimtrónicos: $w_m = (1-s)w_1$

→ (B.2) Variación de f : Reg. Especiales: V_1 y f_1 proporcionales [V/Hz]



$$E = 4,44 \cdot Z_1 f_1 \Phi_{\max} k_{bi}$$

Nepesias factor de bobinado,

$$\Phi_{\max} = \frac{E_1}{f_1} \cdot \frac{1}{4,44 \cdot Z_1 \cdot k_{bi}} \Rightarrow \Phi_{\max} = k_1 \cdot \frac{E_1}{f_1}$$

$\beta = w_1/w_0$ Con lo cual vemos que si logramos

A bajas f_1 : $R_r \gg X_L \Rightarrow T_M$. $V_1/f_1 = \text{cte} \Rightarrow \Phi = \text{cte}$ Con esto se logra que:

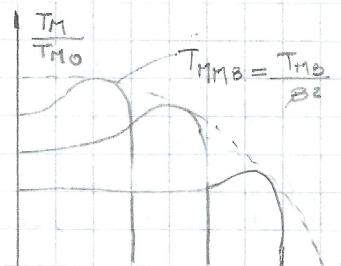
$w_m \propto w_1$ entodo el margen de velocidades.

ELECTRÓNICA DE POTENCIA

HOJA

FECHA Nov/15

→ (B.2.2) Variación de f: Reg. Especiales: Variando w_1 por encima de w_0 ($\beta > 1$)

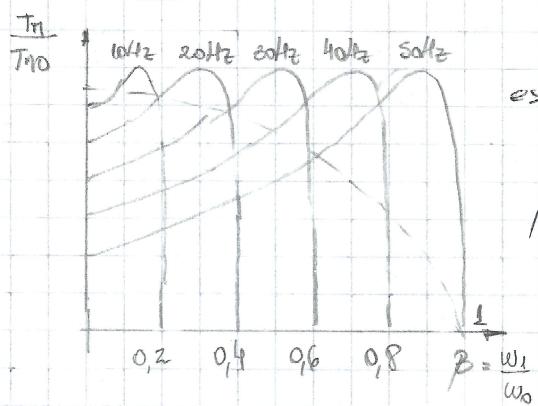


Hay un punto que si aumenta w_1 ya no se puede aumentar V_1 para mantener $\Psi = k_1 \cdot E_1 = cte$

$$w_1, \frac{3}{2}w_1, 2w_1, \beta = w_1/w_0$$

A partir de este punto empieza a caer Ψ y como consecuencia, también T_M .

→ (B.2.3) Variación de f: Reg. Especiales: Flujo constante.



V_1/f_1 debido a T_s y R_s por lo cual no es tan fácil lograr que:

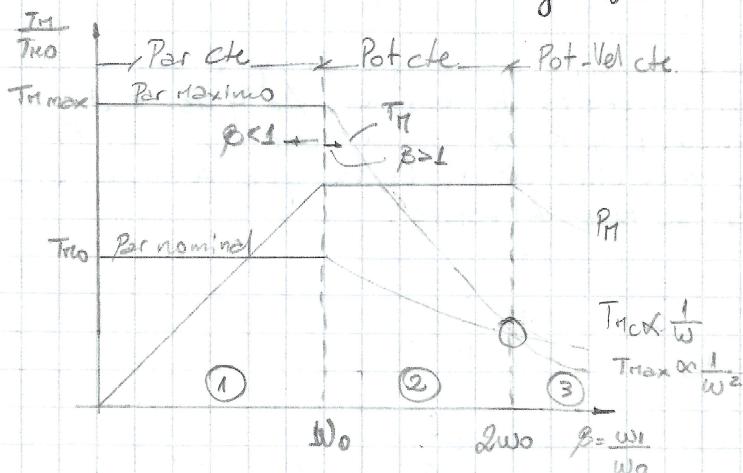
$$\frac{E_1}{f_1} = \frac{V_1}{f_1}$$

Pero si el sistema de control lograr calcular

$$\bar{E}_1 = \bar{V}_1 - (r_s - jX_L) \bar{I}_1$$

$$\Psi = cte ; T_M = cte.$$

→ (B.2.4) Variación de f: Reg. Especiales: Extendido [V/Hz]

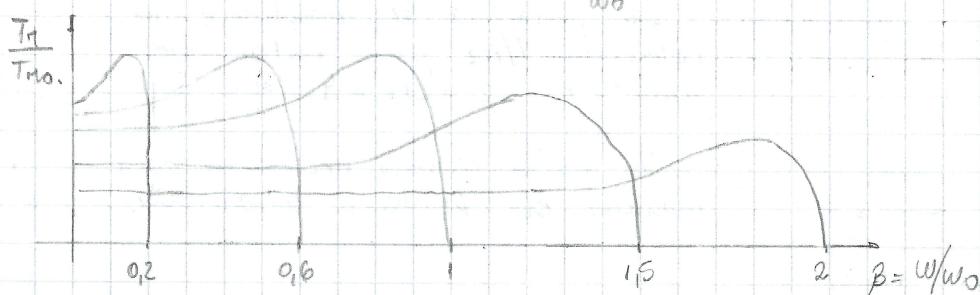


Para $\beta > 1$: Flujo cte.
Para $\beta < 1$: $\Psi_1 = cte$; $f_1 = \text{variable}$.
(debilitamiento del campo)

- ① Par cte hasta w_0
- ② Potencia cte:

$$T_{M0} \propto \frac{1}{w_0} \quad \wedge \quad w_m = w_1 \Rightarrow P_m = T_m w_m$$

$$P_m = cte$$



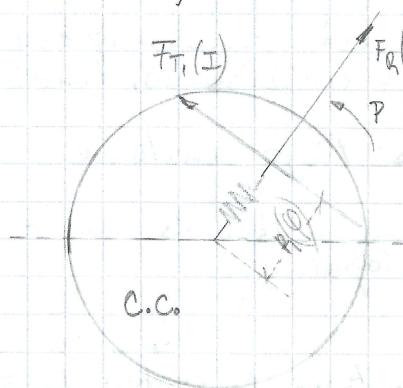
✓ * Control de motores de C.A.

Tipos de control

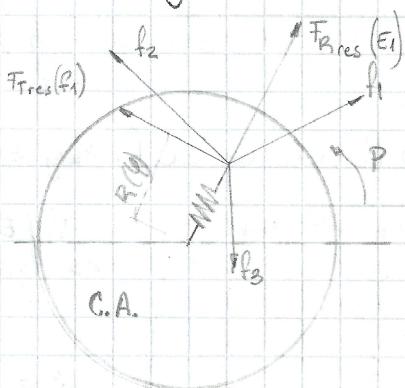
Escalar: Utiliza las variables escalares ω_2 como estimador de I_2 o V_2 para controlar el motor

Vectorial: Estima ó calcula una variable vectorial compuesta por torque y velocidad.

Para poder comprender porque es mas complicado controlar un motor AC que uno DC se usa la siguiente analogia mecanica.



$F_T \propto$ Izquierdor (I_2)
 $R \propto$ Flujo Principal (Φ)
 $F_R \propto$ Tensión de Campo (E_2)



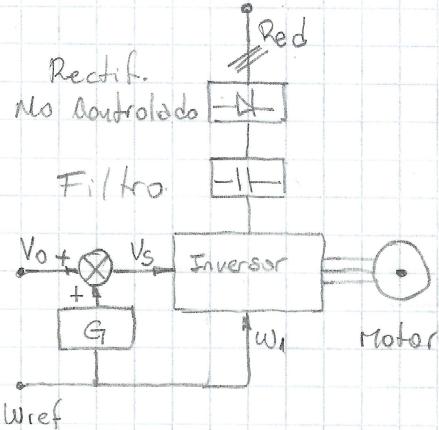
$R_{FT} \propto$ Torque eléctrico (T_e)
 $R_{Rum} \propto$ Potencia eléctrica (P)
 $R_{Um} \propto$ Tensión incida (E_m)

En el motor de CC, I_2 y Φ son constantes. En la analogía mecanica se podría controlar Φ y R controlando F_T y F_R .

En el motor de CA es mas complejo ya que I_2 y Φ son variables que interactúan entre sí, son funciones de ω_1 , ω_r , ϕ y θ entre otros. En la analogía mecanica P y R se puede controlar con F_T y F_R , pero estas dos son funciones de f_1 , f_2 , f_3 que vendrían a representar a las corrientes de fase del estator.

→ CONTROL ESCALAR

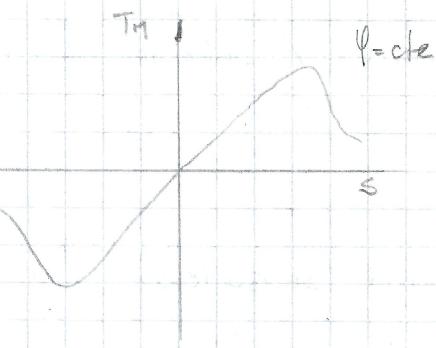
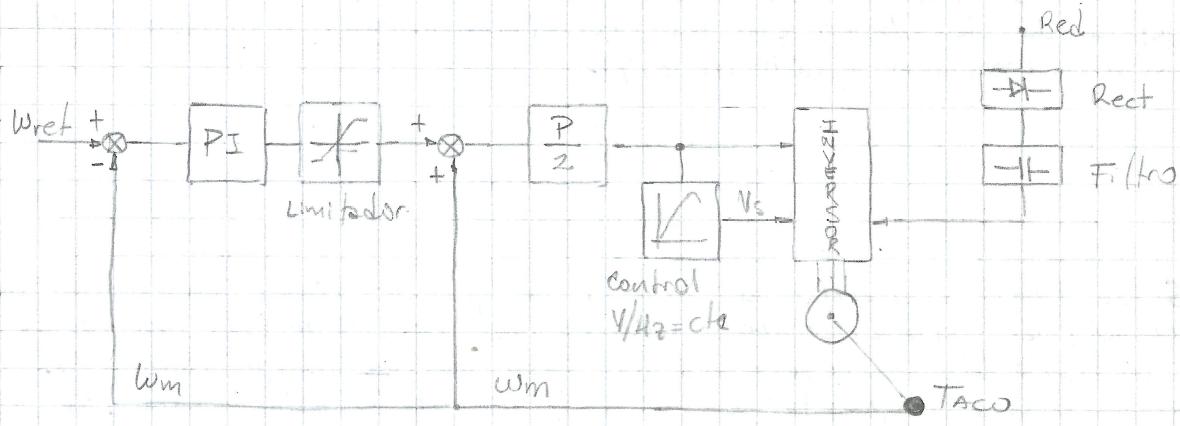
- Control V/Hz a lazo abierto



La ganancia G_1 mantiene la relación V/Hz para tratar de lograr el $\phi = \text{cte} = \Phi$.

V_0 es la tensión necesaria para mantener el $\phi = \text{cte}$ a bajas ω_1 .

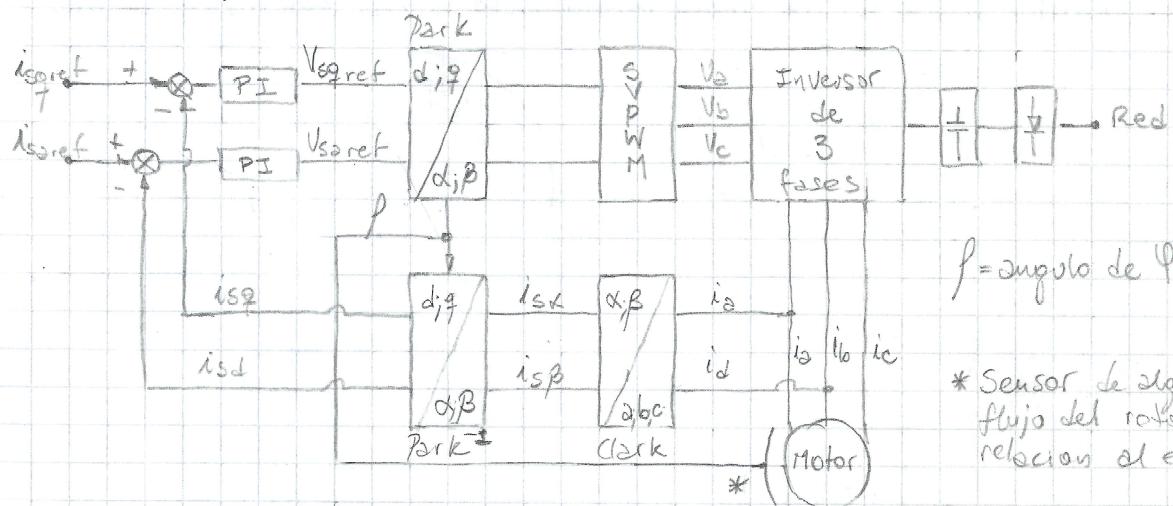
- Control V/f_z a Lato Cerrado con Regulación de S.



→ CONTROL VECTORIAL

- FOC (Field Oriented Control)

Se separan las corrientes del estator en los componentes ortogonales de eje giratorio que representan al flujo ϕ y al par T_m . De este manera se provee el mismo control desacoplado del flujo y del torque que tiene los motores DC.



Si el sistema es balanceado ($i_a = i_b = i_c = 0$) se sensan las corrientes i_a e i_b para aplicar la transformada de Clark que transforma el sistema de vectores espaciales (a, b, c) en un sistema ortogonal (α, β).

$$i_{s\alpha} = \bar{i}_d ; \quad i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \bar{i}_d + \frac{2}{\sqrt{3}} \bar{i}_q \quad \left. \right\} \text{Clark}$$

Estas dos variables junto con el angulo de φ (θ) se ingresan a la transformada de Park que transforma el sistema ortogonal (α, β) en un sistema ortogonal giratorio (d, q).

$$\begin{aligned} i_{sq} &= -i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta \\ i_{sd} &= i_{s\alpha} \cos \theta + i_{s\beta} \sin \theta \end{aligned} \quad \left. \right\} \text{Park}$$

Si se hace coincidir d con q se puede tener un control muy preciso de torque. Estos valores se comparan con un torque (T) y un flujo (Φ) de referencia, se pasa por un compensador PI para lograr buenas respuestas dinámicas y de estado estacionario. Se anti-transforma para excitar el inversor como el SVPWM.

El transformador que determina θ debe ser muy preciso.

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= V_{sd} \cdot \cos \theta - V_{sq} \sin \theta \\ V_{s\beta} &= V_{sd} \sin \theta + V_{sq} \cos \theta \end{aligned} \quad \left. \right\} \text{Park.} \quad \left. \right\} -1$$

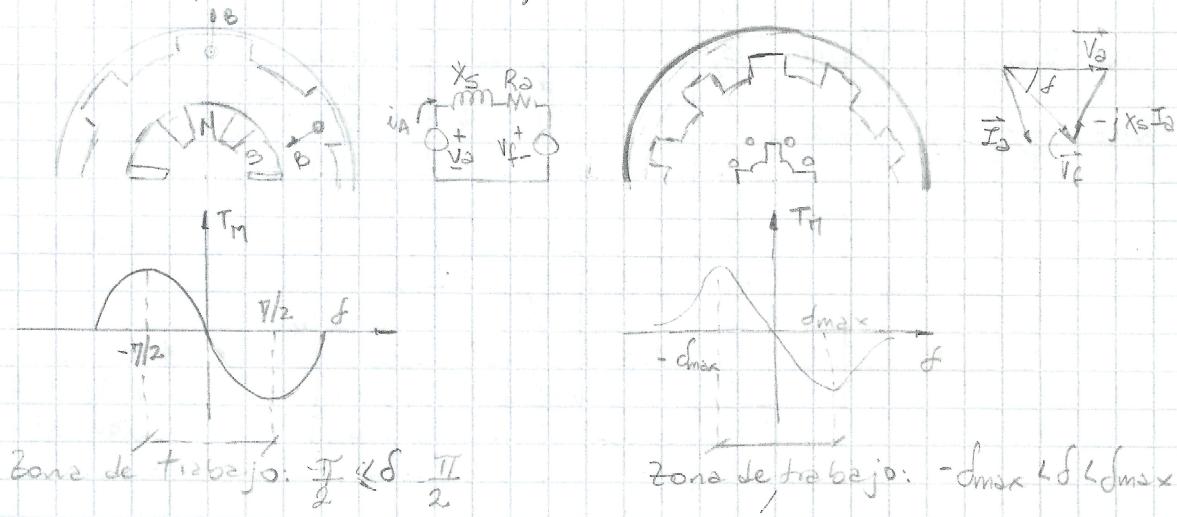
• DTC (Direct Torque control - Sensorless)

Por algún método se estiman el flujo y el torque con la corriente y la tensión del estator.

* MOTORES SINCRONOS.

→ Motor de Rotor Cilíndrico y Polos Salientes.

En estos motores la corriente de armadura induce corriente en el rotor. El rotor puede ser de imán permanente ó con bobinado de DC.

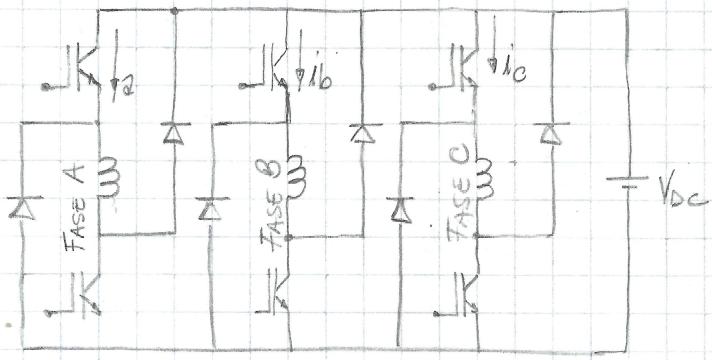
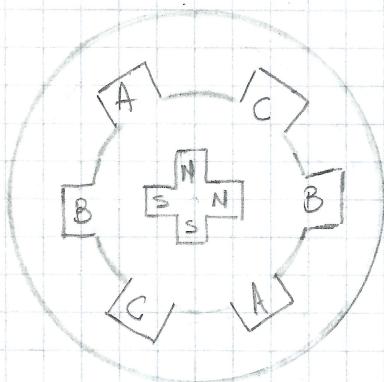


Zona de trabajo: $\frac{\pi}{2} \leq \delta \leq \frac{\pi}{2}$ Zona de trabajo: $-d_{\max} \leq \delta \leq d_{\max}$

Cilíndrico / Polos Salientes

Tienen velocidad constante y $s=0$; con $\omega_M = \omega_S \wedge \omega_S = \frac{2\omega}{P}$

→ Reluctancia Commutada.

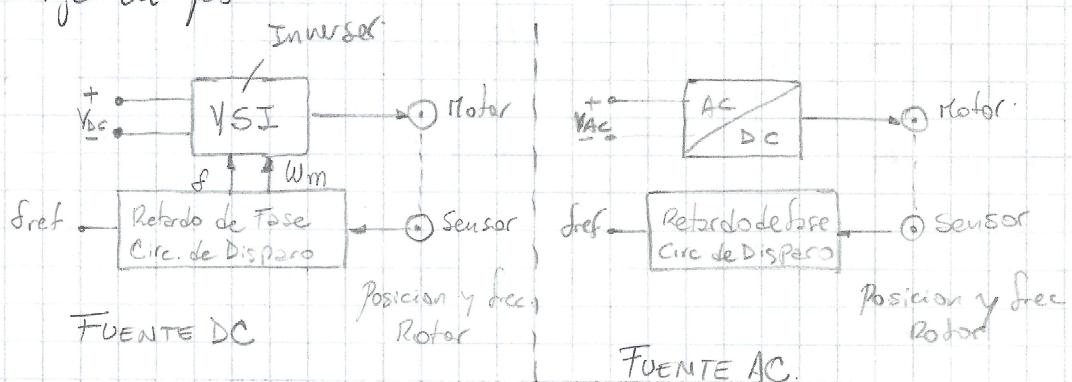


Es un motor de polos salientes y rotor de imanes permanentes. Las fases (A, B, C) se deben excitar en una secuencia determinada para que el rotor gire.

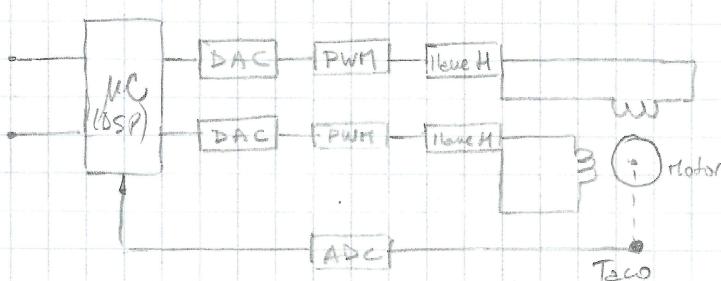
$$\left. \begin{array}{l} N_1: \text{Dientes del Estator} \\ N_2: \text{Dientes del Rotor} \\ q: \text{Fases} \end{array} \right\} N_2 = N_1 \pm \frac{N_1}{q}$$

→ BRUSHLESS (Autopilotado)

Son motores sincronos en modo de auto-control, es decir que la frecuencia del rotor se modifica según varie la velocidad del rotor de modo que el campo de la armadura siempre se mueve a la misma velocidad del rotor. Esto evita que el motor se salga del paso.

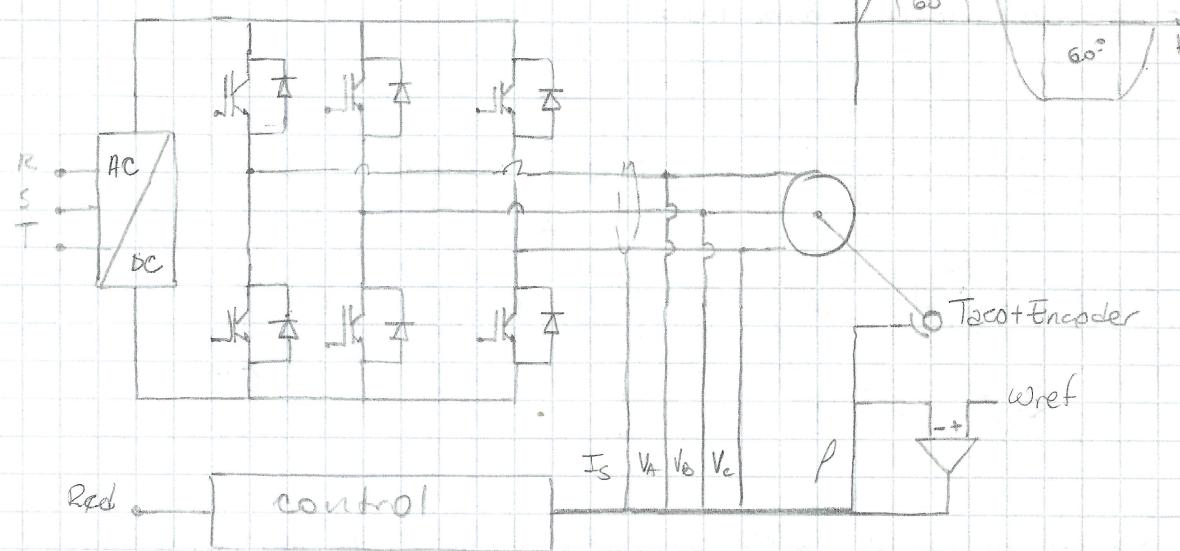


• De Frecuencia Sencilla.



se utiliza un tacho o encoder mas un encoder para conocer exactamente la posición y velocidad para luego introducirlos en un DSP que calcule los valores de seno y coseno que corresponde.

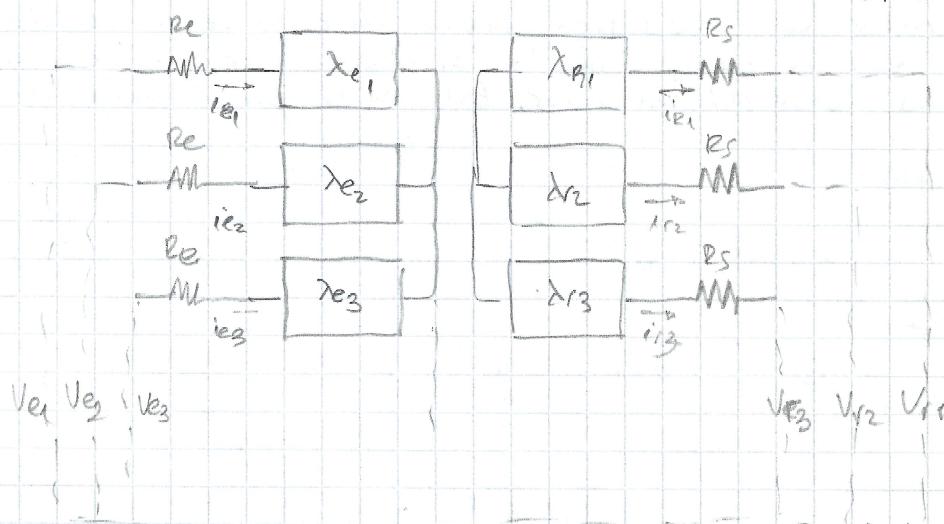
• De fcom Trapezoidal



Solo utiliza ya que produce un efecto de "pata de silla" en los puntos de conmutación.
Puede o no tener la entrada de velocidad de referencia.

Modelo DINAMICO MOTOR AC

vector que representa el flujo en el estator.

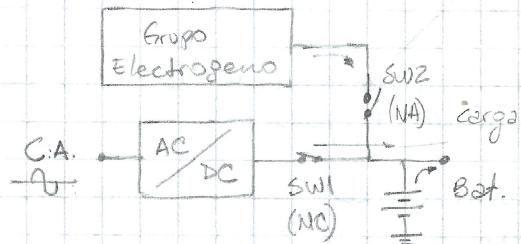


✓ ⑥ UPS

→ UPS DC:

La salida es en DC. La fuente alternativa puede ser una batería ó un grupo electrogeno.

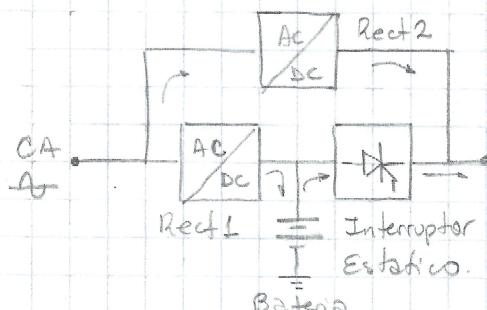
• UPS DC con Grupo Electrogenero



- En caso de normal operacion la linea alimenta la carga y a la bateria, pasando por un rectificador [SW₁=ON; SW₂=OFF]
- Cuando la linea se cae, la carga se alimenta mediante la bateria. [SW₁=OFF; SW₂=ON]

- Si la caida dura mucho tiempo se prende el grupo, cuando llega a regimen se lo conecta alimentando la carga y la bateria. [SW₁=OFF; SW₂=ON]

• UPS DC con Bateria (En espera)



Se utiliza para cargas criticas agregando una bateria de mayor capacidad y no un grupo electrogenero.

- En funcionamiento normal, se alimenta la carga a traves del rectificador 2 y se carga la bateria con el rectificador 1.

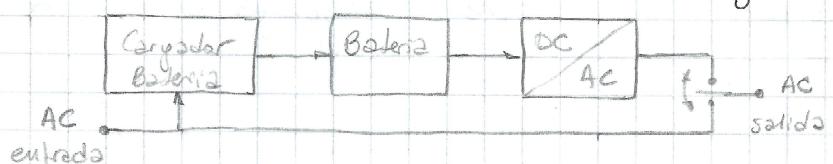
- Cuando se cae la red, el interruptor estatico se cierra, y la carga se alimenta de la bateria.

→ UPS AC

La salida es en AC, por lo que se necesita un inversor. Si el inversor esta conectado a la linea de entrada se llama ON-LINE, caso contrario es OFF-LINE.

• OFF-LINE

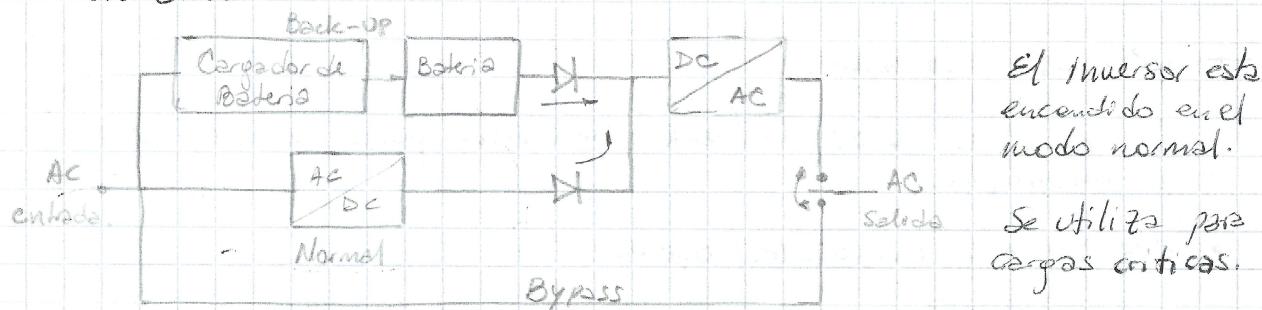
Se clasifica asi a los UPS que en funcionamiento normal tienen el inversor desconectado entre la entrada y la carga.



- Mayor rendimiento, ya que en funcionamiento normal el inversor no tiene carga.

- Mas propenso a fallas ya que existe un tiempo de conmutación (que debe ser menor a 1/4 de ciclo) para pasar entre la red y el inversor.

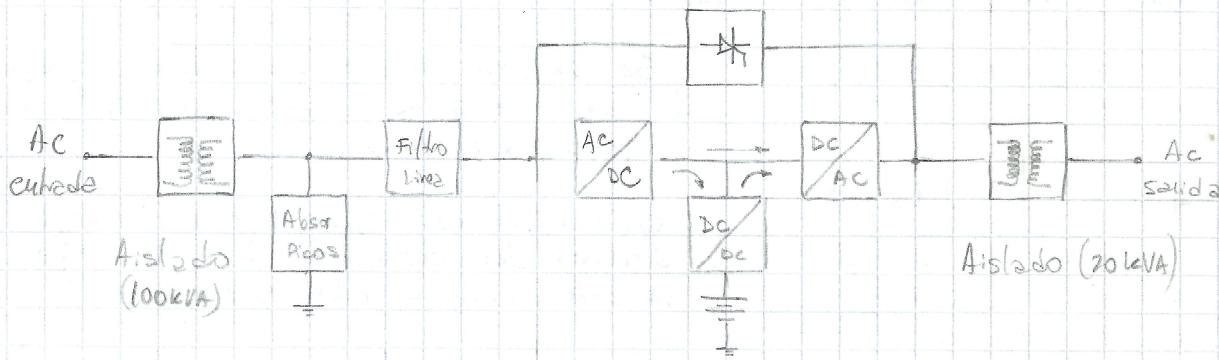
- ON-LINE



- Hasta que el inversor entra en régimen permanente se conecta la carga a la red mediante el modo Bypass.
- Una vez que el inversor logra sincronizar con la red se conecta el inversor en modo normal.
- Si hay un fallo en la red se conecta el inversor en modo Back UP.

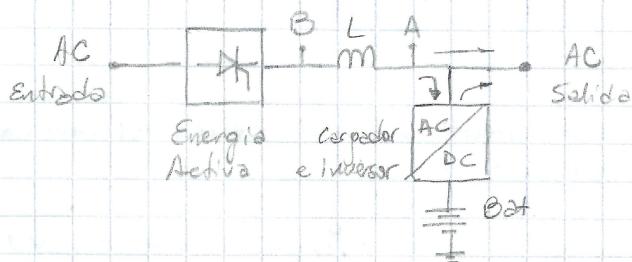
→ MODOS Y CARACTERISTICAS DE UPS CA ON-LINE

- Modos de Operación



- Modo Normal
 - Modo Back Up
 - Modo By Pass
- { Falta Interna
Sobrecarga
mantenimiento.

- Interactivo con la Línea.



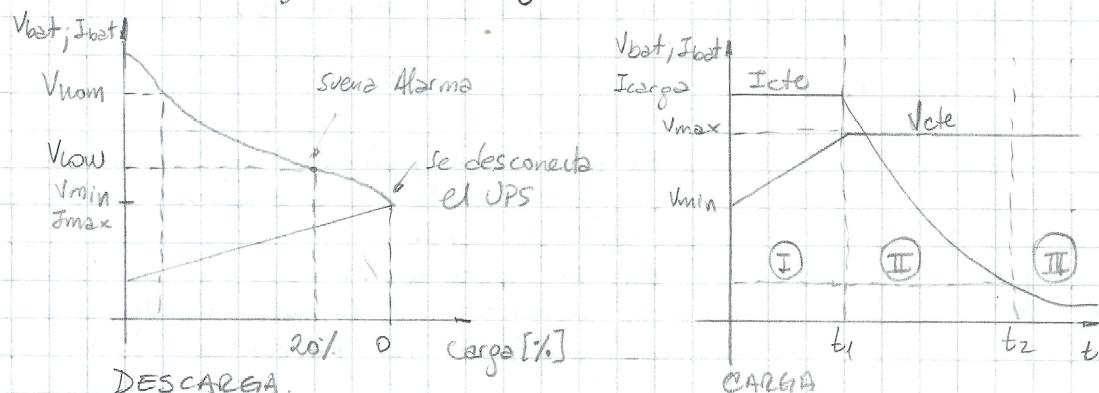
- En modo normal la llave se mantiene cerrada y la red alimenta a la carga y carga a la batería.

- Si se cae la red la llave abre y la carga se alimenta de la batería

Este modo de conexión tiene otra ventaja. Si el inversor genera la tensión en el punto B, y controla la tensión en amplitud y fase puede lograr:

- Si $V_A = V_B$ en modulo y fase, $i=0$ por lo que la batería entrega más toda la energía por más que no este caída la red.
- La red provee toda la energía activa y el inversor la reactiva. Con lo cual la carga de la batería no se altera, y para la red se corrige el factor de potencia.

• Batería: Carga y Descarga.

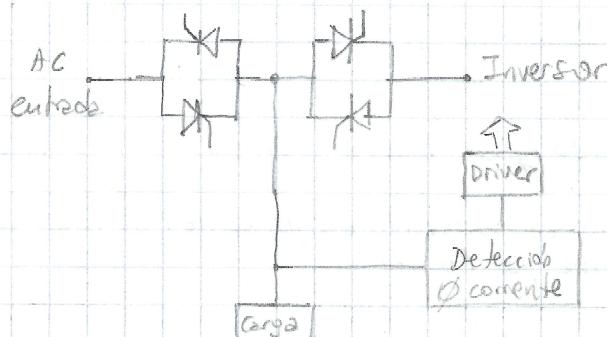


Se diseña para autonomía de varios minutos teniendo en cuenta la carga completa de la batería.

Hay 3 períodos de carga:

- I Se carga con $I=cte$ hasta $V_{bat}=V_{max}$
- II Se mantiene V_{cte} y I_{bat} decrece
- III Se provee una corriente pequeña de compensación para mantener la carga.

• Llave Estática ó Bypass



Sirve para conectar el inversor o la red a la carga.

Puede ser con Rele (Bajo Costo) ó con tiristores (alta potencia)

La commutación se debe dar en menos de $\frac{1}{4}$ ó $\frac{1}{2}$ ciclo.

* CARACTERISTICAS DEL UPS

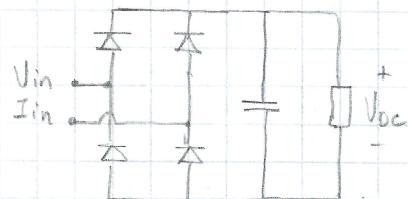
- Forma de onda de Salida: Para cargas críticas la salida debe ser senoidal, y para cargas no críticas la salida puede ser cuadrada ó semicircular.

- Aislación Eléctrica: Imprescindible por razones de seguridad. La aislación puede ser a la entrada (baja freq. y Voltajes) ó a la salida (alta freq. y pequeños).
- Paralelismo: Es necesario que se pueda conectar mas de un UPS en paralelo cuando se quiere ampliar la capacidad instalada ó para aumentar la confiabilidad del sistema.

Para que los UPS se puedan conectar en paralelo se debe cumplir que:

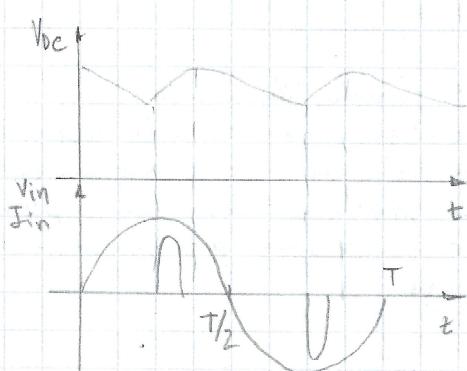
- Las tensiones de salida deben ser idénticas en magnitud, frecuencia y fase, además las I deben estar distribuidas.
- En caso de fallo de un UPS, las demás deben mantener su funcionamiento al sistema.
- Un UPS debe ser referencia de las demás.

- Factor de Potencia:



El factor de potencia se define en términos de la entrada ó de la salida a carga balanceada.

En el caso de la salida se prefiere a la condición de la carga dando la magnitud y estado del Factor de Potencia.



La mayoría de los convertidores trabajan con corriente no sinusoidal, como por ejemplo el rectificador OFF-LINE en la que aparecen picos de corriente cuando $V_{DC} < V_{IN}$.

Por esta razón no podemos seguir usando la definición de factor de potencia de una señal senoidal pure.

$$F.P = \frac{P}{S} = \frac{V_{RMS} I_{RMS} \cos \phi}{V_{RMS} I_{RMS}} = \cos \phi$$

Sabiendo que: $V_{RMS} = V_{max}/\sqrt{2}$

y como la corriente es pulsante, el valor I_{RMS} se define por Fourier

$$I_{RMS} = \sqrt{I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + \dots + I_N^2}$$

A ser V_{IN} senoidal pura ($I_0=0$) $I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2} I_{RMS}^2}$

Por otro lado: $P = V_{RMS} I_{RMS}$; $I_{RMS} = I_{RMS} \cos \phi$,

$$\text{y } S = V_{RMS} I_{RMS} \Rightarrow F.P = \frac{P}{S} = \frac{V_{RMS} I_{RMS} \cos \phi}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}}$$

P: Pot. Activa

Q: Pot. Reactiva

D: Distorsión

S_f: Aparente Fundamental

S: Aparente Total

Recordando:

$$THD_i = \sqrt{\left(\frac{I_{RMS}}{I_{RMS}}\right)^2 - 1} \Rightarrow \frac{I_{RMS}}{I_{RMS}} = \sqrt{THD_i^2 + 1} \therefore F.P = \frac{\cos \phi}{\sqrt{THD_i^2 + 1}}$$