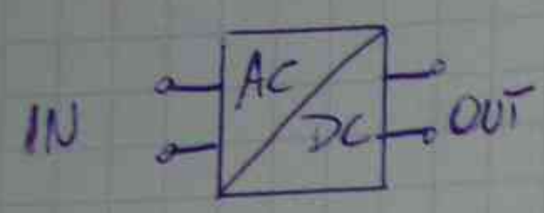
Unidad N° 3 - Rectificadores:

Clasificación:

- Rectificadores NO Controlados
  - Monofásicos
    - 1/2 onda
    - Onda completa
      - C/ Toma intermedio
      - S/ Toma intermedio
  - Trifásicos
    - 1/2 onda
    - Onda completa
      - Puente de Graëtz
      - Puente de Graëtz de 12 pulsos
  - Q-Fasicos.

- Rectificadores Controlados
  - Monofásicos
    - Total Control
    - Semi Control
    - Dual
      - 1/2 onda
      - Onda completa
  - Trifásicos
    - Total control
    - Semi control
    - Dual
      - 1/2 Onda
      - Onda completa
        - Graetz
        - Graëtz
        - 12 pulsos
  - Q-Fasicos

Diagrama en bloques:



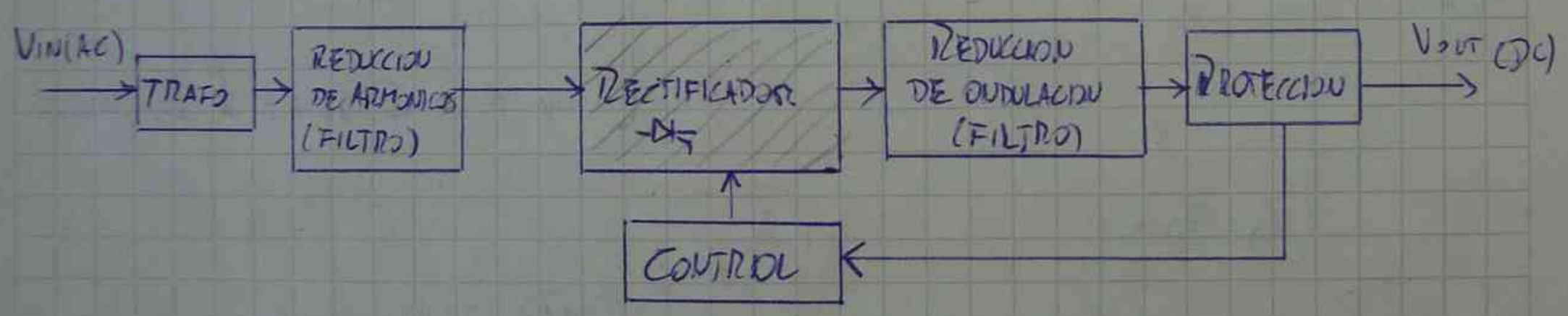
⇒ Consta de
A) TRANSFORMADOR
B) RECTIFICADOR
C) FILTRO
D) PROTECCION Y CONTROL

Los Rectificadores de potencia son dispositivos que convierten tensión alterna en continua.

Debe proporcionar:

A) Salida con mínimo contenido armónico

B) Relación de fase V-I sin deformación.



Parametros caracteristicos:

Los rendimientos se evaluan en función de los parametros siguientes

1. $V_{máx}$ → Valor maximo de la tensión de salida por fase
2. $V_{AV} = \frac{1}{T}\int_0^T v(t)\,dt$ → Average value de la tension de salida (Valor medio)
3. $I_{AV} = \frac{1}{T}\int_0^T i(t)\,dt$ → " " " " Corriente " " " "
4. $P_{AV} = \frac{1}{T}\int_0^T v(t)\,i(t)\,dt = V_{AV} \cdot I_{AV}$ → Valor medio de la potencia de salida
5. $V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T v(t)^2\,dt}$ → Valor medio cuadrático rms de tension de salida
6. $I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i(t)^2\,dt}$ → " " " " "Corriente" "
7. $V_{AC} = \sqrt{V_{RMS}^2 - V_{AV}^2}$ → Componente alterna de una tensión

Valor cuadrático medio

P_{rms} = Valor eficaz ⇒ Valor equivalente en continua q' produce la misma disipación.

(2)

(8) . $P_{rms} = V_{rms} I_{rms}$ → Potencia de salida rms

(9) . $\eta = \frac{P_{AV}}{P_{rms}}$ → Eficiencia

(10) . $FF = \frac{V_{rms}}{V_{AV}}$ → Factor de forma

(11) . $CF = \frac{V_{max}}{V_{rms}}$ → Factor de Cresta

. $RF = \frac{V_{AC}}{V_{AV}} = \sqrt{\frac{V_{rms}^2 - V_{AV}^2}{V_{AV}}}$

(12) . $RF = \sqrt{FF^2 - 1}$ → Factor de Ondulación o rizado de la tensión rectif.

(13) . $THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{n=\infty} I_n^2}}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_{rms1}}\right)^2 - 1}$ → Dist. armónica total de la corriente de entrada.

(14) . $TUF = \frac{P_{AV}}{V_{rms(s)} I_{rms(s)}}$ → Factor de utilidad del transformador.

→ en el secundario del trafo

Factor de potencia:

. $PF = \frac{P_{CD}}{P_{rms}} = \frac{P_{AV}}{V_{rms} \cdot I_{rms}}$ $\quad 0 \leq PF \leq 1$

• Indica la efectividad de la transmisión de la energía entre la fuente y la carga.

No se usa, demasiado ideal.

(1) Tensión sinusoidal, carga no lineal:

Caso ideal ⇒ $PF = 1$ ∴ corriente y tensión tienen igual forma de onda porque comparten igual espectro de freq.

Sucede con carga RESISTIVA.

P/ carga NO LINEAL por más que entre tensión sinusoidal, la corriente no tendrá tal forma.

Se puede representar el PF como un producto de dos términos: (DPF)
- Uno resultante del corrimiento de fase de la componente fundamental de $i(t)$
- resultante de las armónicas de corriente. ⇒ DPF

$PF = DPF \cdot DF$

$DPF = \cos\varphi$ (depl. entre 1ra armónica de I y la tensión)

$DF = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}}$ → Factor armónico de la corriente de entrada o factor de distorsión

$PF = \frac{I_{1rms}}{I_{rms}} \cdot \cos\varphi$

③ Tension no sinusoidal, carga lineal:

Debido a que la carga es lineal, las armónicas de la corriente estan en fase con las armónicas de la tension. Todas las armonicas se transfieren a la carga (PF debería ser = 1). $\Rightarrow \cos\varphi = 1$; $\varphi = 0$.

- $I_n = \frac{V_n}{R}$; $I_{AV} = \frac{V_{AV}}{R}$

- $V_{RMS} = \sqrt{V_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2}}$; $\cdot\ I_{RMS} = \sqrt{I_0^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{I_n^2}{2}}$

  V_0 → Fundamental

$$= \sqrt{\frac{V_0^2}{R^2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n^2}{2R^2}} = \frac{1}{R} V_{RMS}$$

- $I_{RMS} = \frac{1}{R} \cdot V_{RMS}$

- $P_{AV} = \frac{1}{T}\int_0^T v(t)\, i(t)\, dt = \underbrace{V_{AV} I_{AV}}_{V_0^2/R} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} \underbrace{\cos\varphi}_{1}$

$$= \frac{V_{AV}^2}{R} + \sum \frac{V_n^2}{2R} = \frac{V_{RMS}^2}{R} = P_{AV}$$

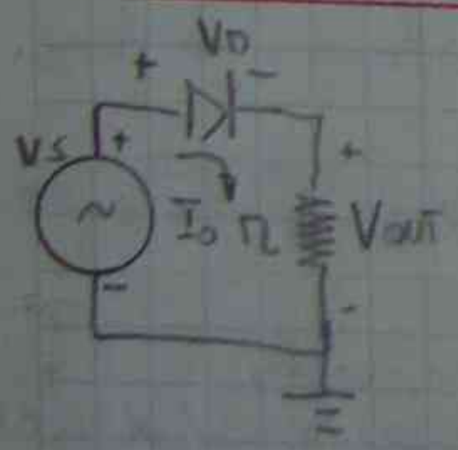
$$PF = \frac{P_{AV}}{V_{RMS} \cdot I_{RMS}} = \frac{V_{RMS}^2}{R} \cdot \frac{1}{V_{RMS}^2/R} = 1 \Rightarrow PF = 1$$

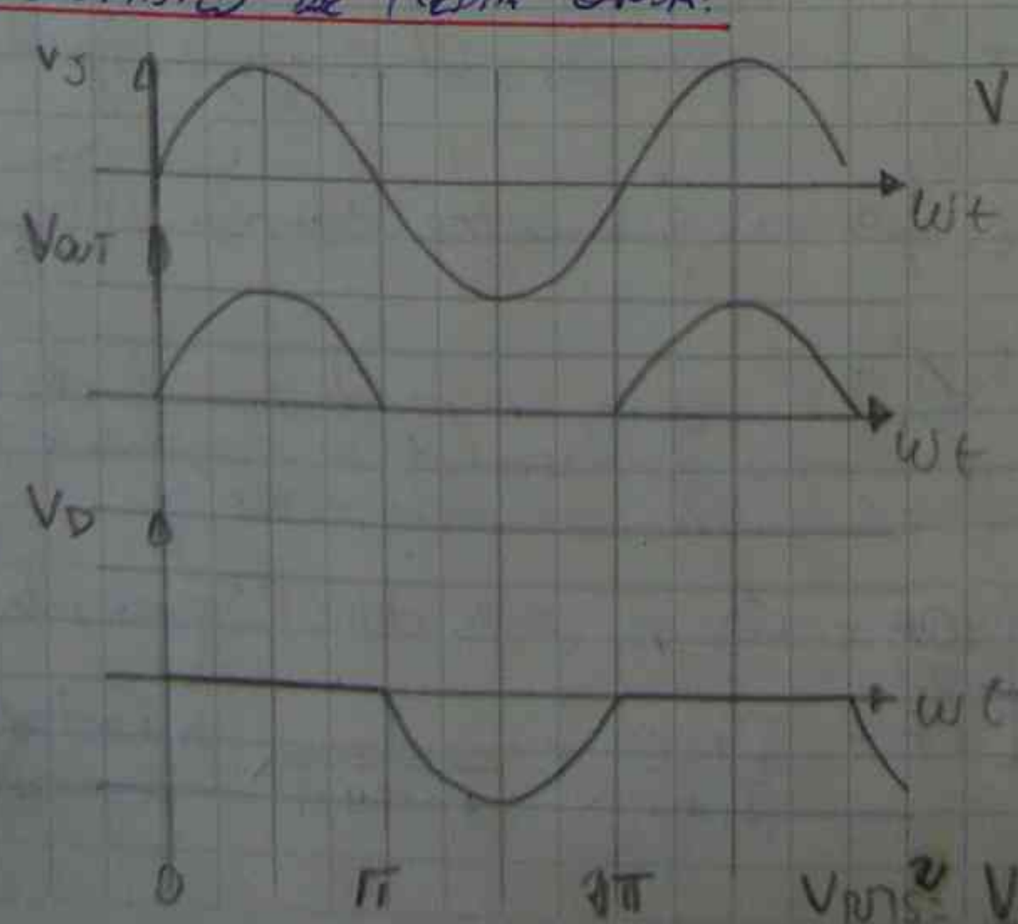
P_{AV} → $V_{RMS} \cdot I_{RMS}$

RECTIFICADORES NO CONTROLADOS:

A) RECTIFICADOR MONOFASICO DE MEDIA ONDA:

$$V_{AV} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_{max} \operatorname{Sen}(\omega t)\, d\omega t$$





$$V_{AV} = \frac{V_{max}}{2\pi}\left[\cos\pi - \cos 0\right]$$

$$V_{AV} = \frac{\cancel{2} V_{max}}{\cancel{2}\pi}$$

- $V_{AV} = \frac{V_{max}}{\pi}$

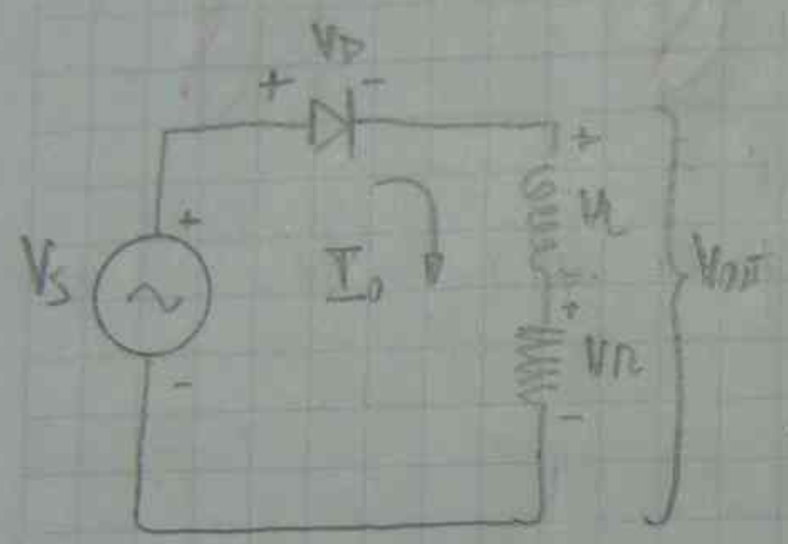
- $I_{AV} = \frac{V_{AV}}{R} = \frac{V_{max}}{\pi \cdot R}$

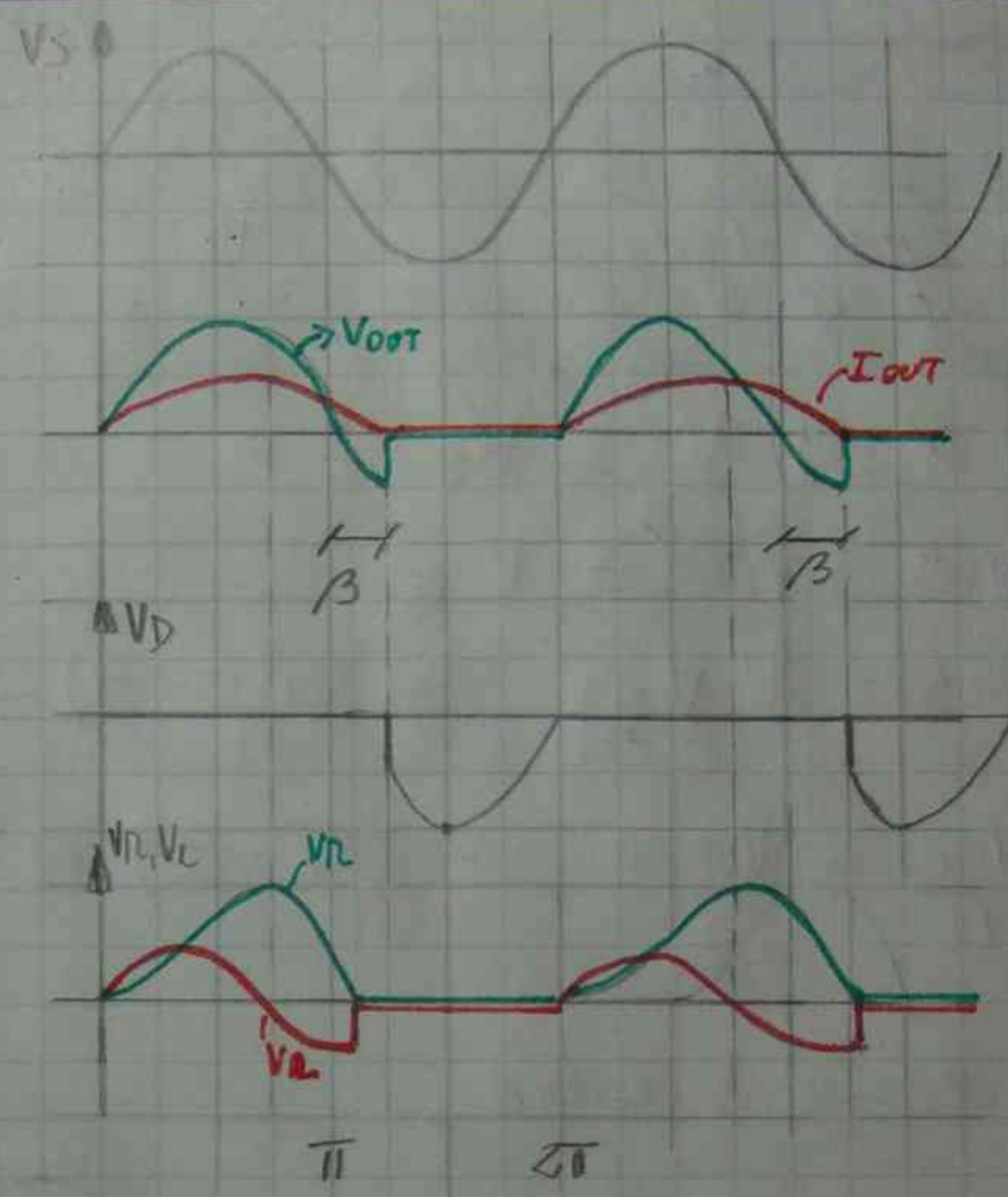
- $V_{RMS}^2 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} V_{max}^2 \operatorname{Sen}^2(\omega t)\, d\omega t$

$$V_{RMS}^2 = \frac{V_{max}^2}{2\pi} \cdot \frac{1}{2}\left[\omega t - \operatorname{Sen}\omega t \cdot \cos\omega t\right]_0^{\pi}$$

$$V_{rms}^2 = \frac{V_{max}^2}{2\pi} \cdot \frac{1}{2}\pi \Rightarrow V_{rms} = \frac{V_{max}}{2}$$

- $I_{rms} = \frac{V_{rms}}{R} = \frac{V_{max}}{2R}$





- $V_{max}\,Sen\omega t = V_R + V_L$

$$= R\,i(t) + L\frac{di(t)}{dt}$$

forced natural

- $i(t) = i_f(t) + i_n(t)$
- $i_f(t) = \frac{V_{max}}{Z}\,Sen(\omega t - \theta)$

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad \theta = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right)$$

- $i_n(t) = A\,e^{-t/\tau}$

$$= A\,e^{-t/\tau} = i_n(t) \qquad \tau = L/R \text{ (cte de tiempo)}$$

↳ determinado a partir de las cond. iniciales.

$$\therefore i(\omega t) \Rightarrow \frac{V_{max}}{Z}\left[Sen(\omega t - \theta) + Sen\theta\, e^{-\omega t/\omega\tau}\right] p/ \quad 0 \le \omega t \le \beta$$

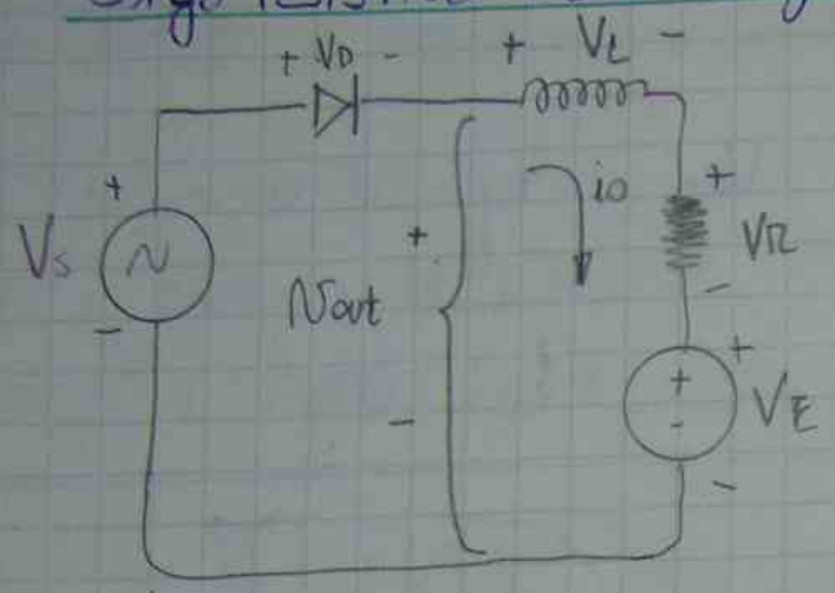
$$\Rightarrow 0 \quad p/ \quad \beta \le \omega t \le 2\pi$$

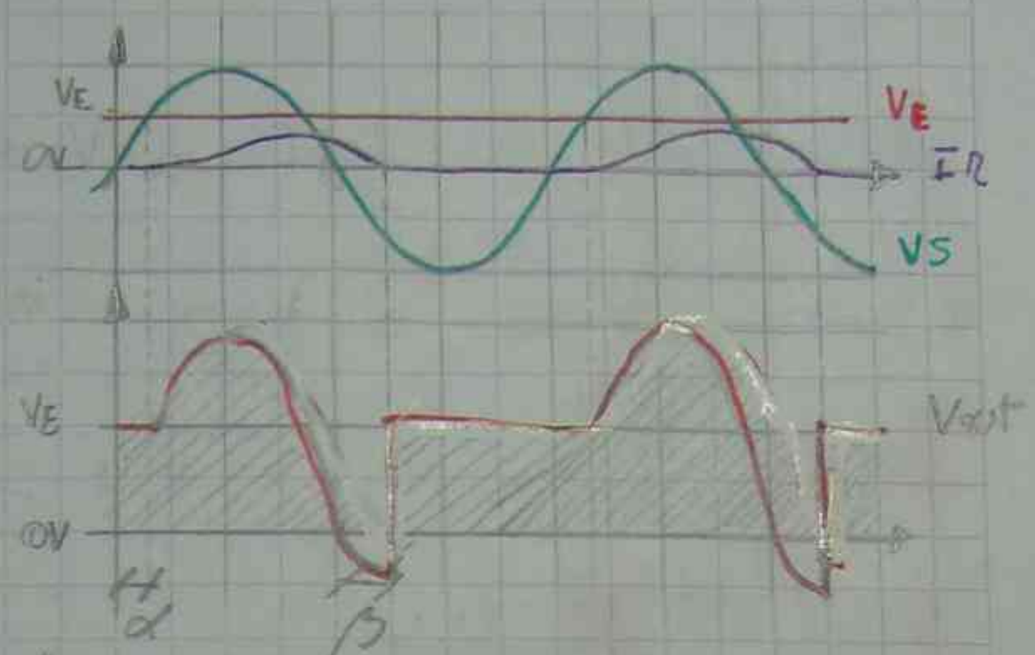
$$\int Sen = -\cos$$

$$\int Sen^2 = \frac{1}{2}(\omega t - Sen\,\omega t \cos\omega t)$$

$$= \frac{\omega t}{2} - \frac{Sen\,2\omega t}{4}$$

Carga resistiva inductiva generador (RLE).





• El diodo permanece en corte hasta que "Vs" iguale el valor de continua "VE". Cuando $\omega t = \alpha$ el diodo conduce y la señal de salida será igual al caso anterior solo si montado sobre un nivel de continua.

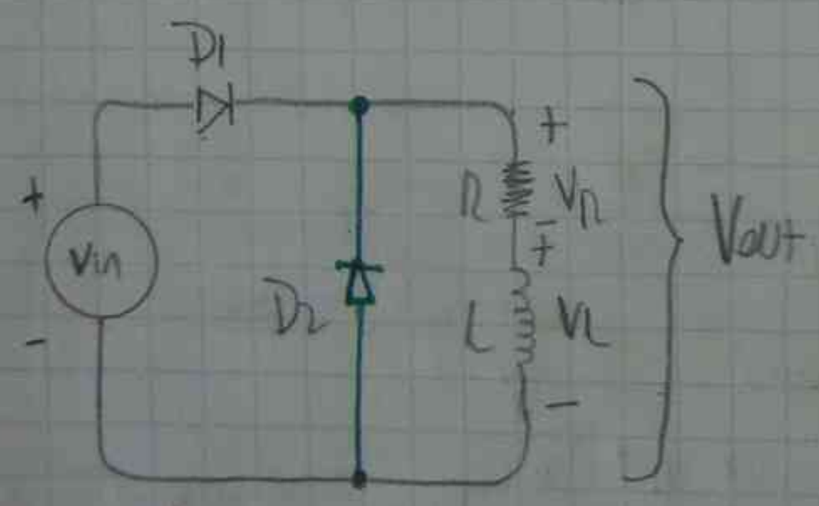
$$\omega t = \alpha \Rightarrow V_S = V_E$$

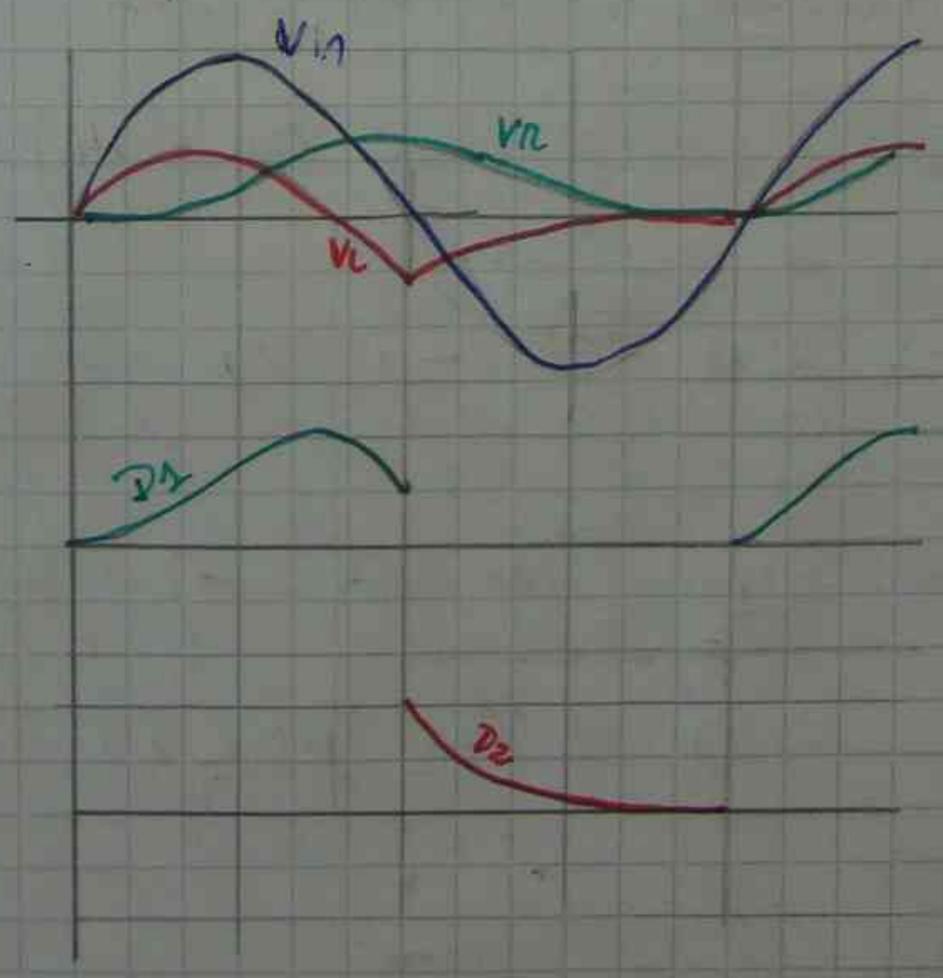
$$\therefore V_{max} \operatorname{Sen} \alpha = V_{cc}$$

$$\Rightarrow \bullet\, i(\omega t) = \frac{V_{max}}{Z} \operatorname{Sen}(\omega t - \theta) - \frac{V_{cc}}{R} + A e^{-\omega t/\omega \tau} \quad p/\ \alpha \leq \omega t \leq \beta$$

$$\bullet\, A = \frac{V_{cc}}{R} - \frac{V_{max}}{Z} \operatorname{sen}(\alpha - \theta)\, e^{\alpha/\omega\tau}$$

Diodo de Carrido Libre:





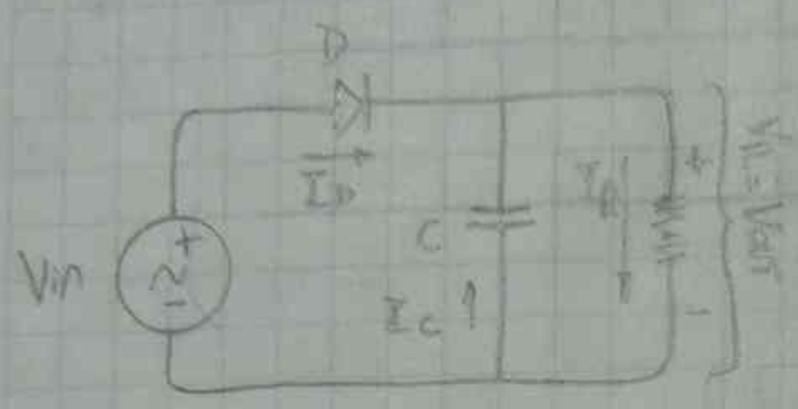
• D2 permite salvar la discontinuidad de corriente cuando D1 deja de conducir gracias a la acción de L. Para carga puramente resistiva, habría discontinuidad. El valor del $\tau = \omega L/R$ es importante para determinar la continuidad.

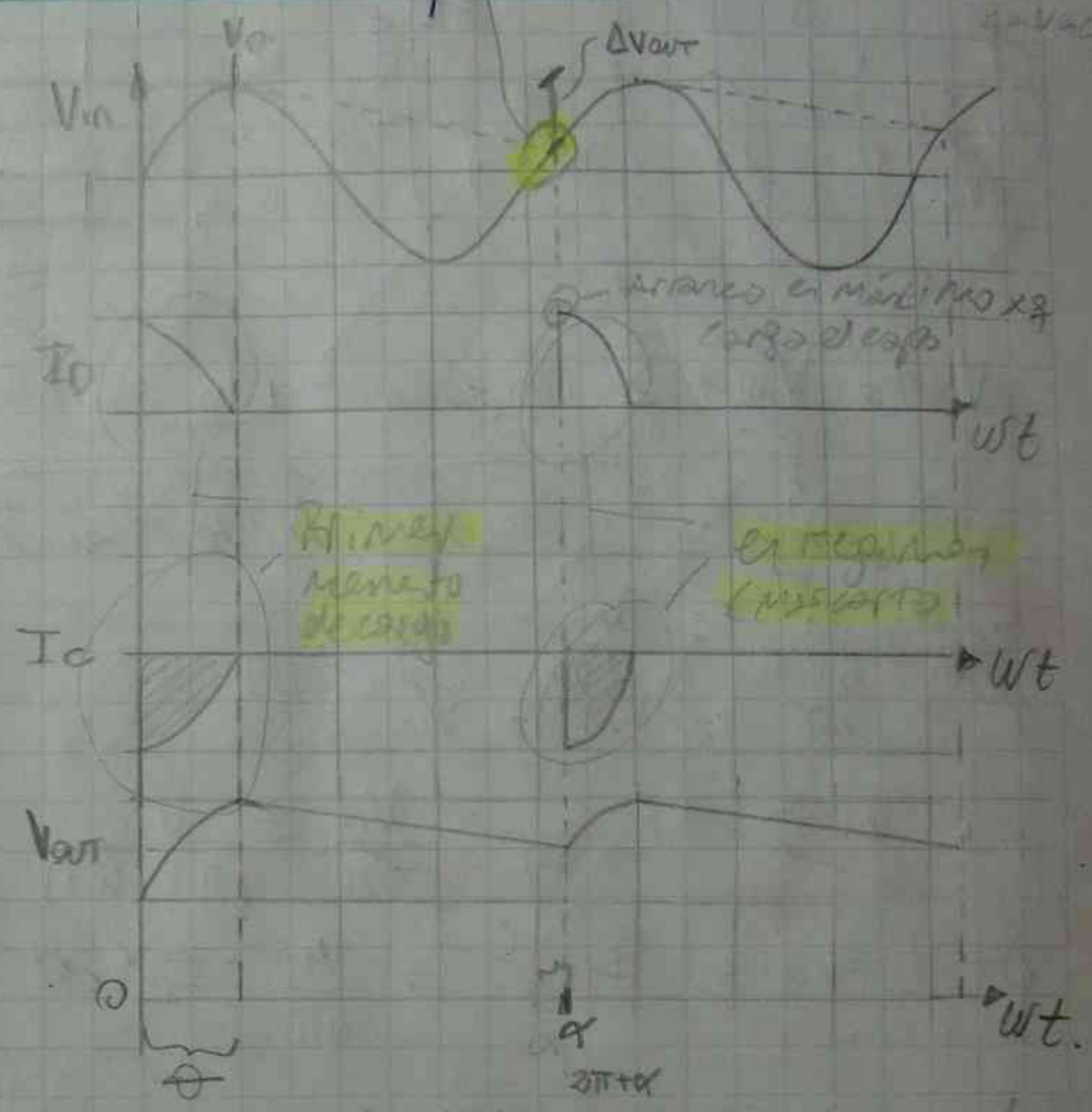
(*) A medida q/ aumenta el valor de C, disminuye el rizado y aumenta la corriente pico del diodo.

A partir de este punto es q/ Vin se hace mayor q/ Vout y el diodo vuelve a polarizarse el diodo q/ recarga el cap.

(4)

B) Rectificación de media onda con filtro de capacitor:





- cap descargado p/ ωt = 0.

$$V_{out}(\omega t) = \begin{cases} V_{max}\,Sen(\omega t) & (a) \\ V_\theta\, e^{-(\omega t-\theta)/\omega RC} & (b) \end{cases}$$

(a) → Diodo polarizado directamente

(b) → Diodo bloqueado.

- $V_\theta = V_{max}\,Sen\,\theta$
- $\omega t = \theta$ es donde el diodo se bloquea.

en ωt = α Vo diodo bloqueado se pueden igualar

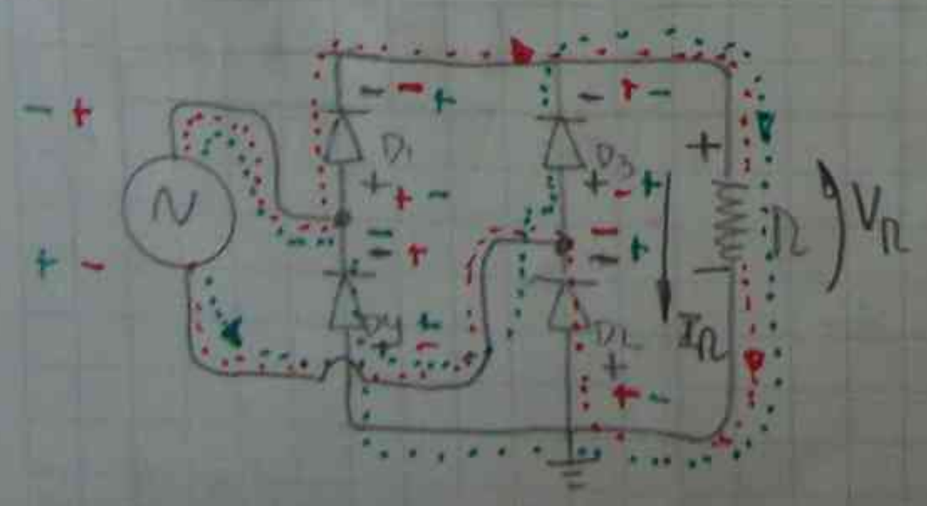
$$V_{max}\,sen\,\alpha = V_{max}\,sen(\theta)\,e^{-(2\pi+\alpha-\theta)/\omega RC}$$

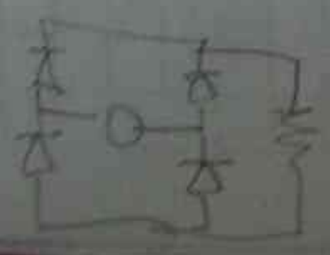
- $i_R = V_{out}/R$; $i_C = C\cdot dV_{out}/dt$

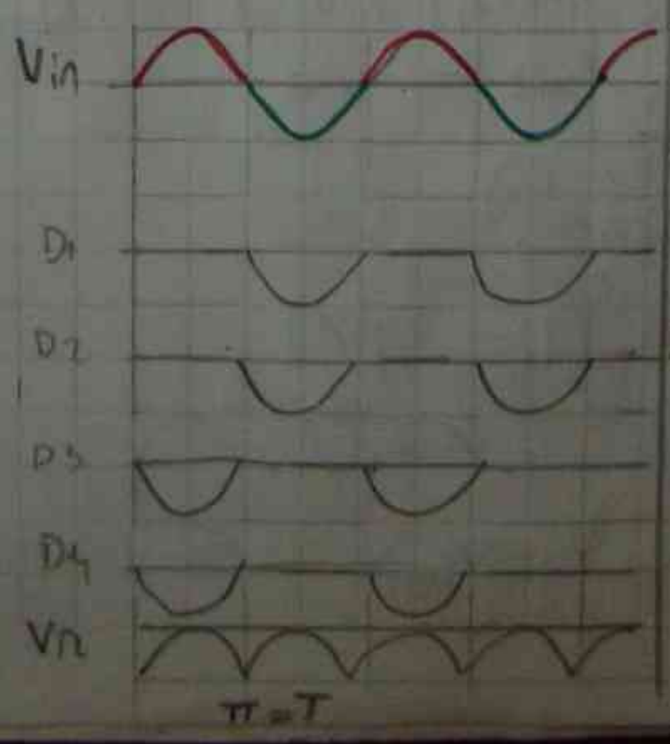
- $$I_{D(máx)} = \underbrace{\omega C\, V_{max}\cos\alpha}_{I_{C(máx)}} + \underbrace{\frac{V_{max}\,sen\,\alpha}{R}}_{I_R(2\pi+\alpha)}$$; $i_{C_\alpha} = V_{max}\,C\,\frac{d\,sen\,\omega t}{dt} = V_{max}\,\omega C\cos\alpha$

- $\Delta V_{out} = V_{max}\,(1 - sen\,\alpha)$; si $\theta = \pi/2$, $\alpha = \pi/2$ ∴ $\Delta V_{out} \approx V_{max}/fRC$ (*)

B) Rectificador monofásico de onda completa:







$$V_{out_{AV}} = \frac{2V_{max}}{\pi}$$

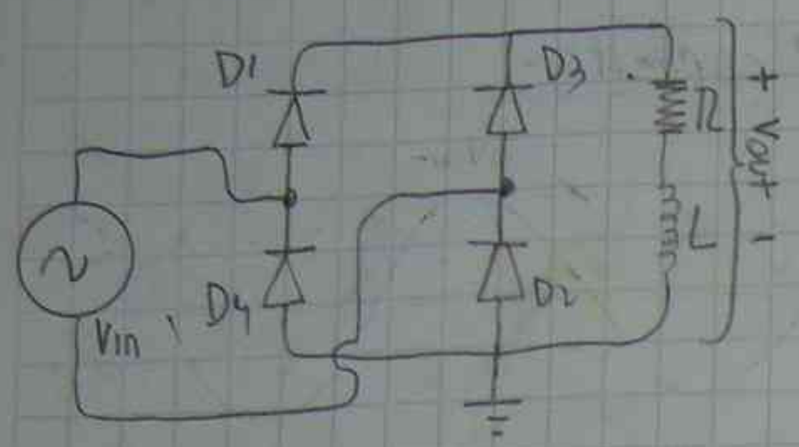
$$I_{out_{AV}} = \frac{2V_{max}}{\pi R}$$

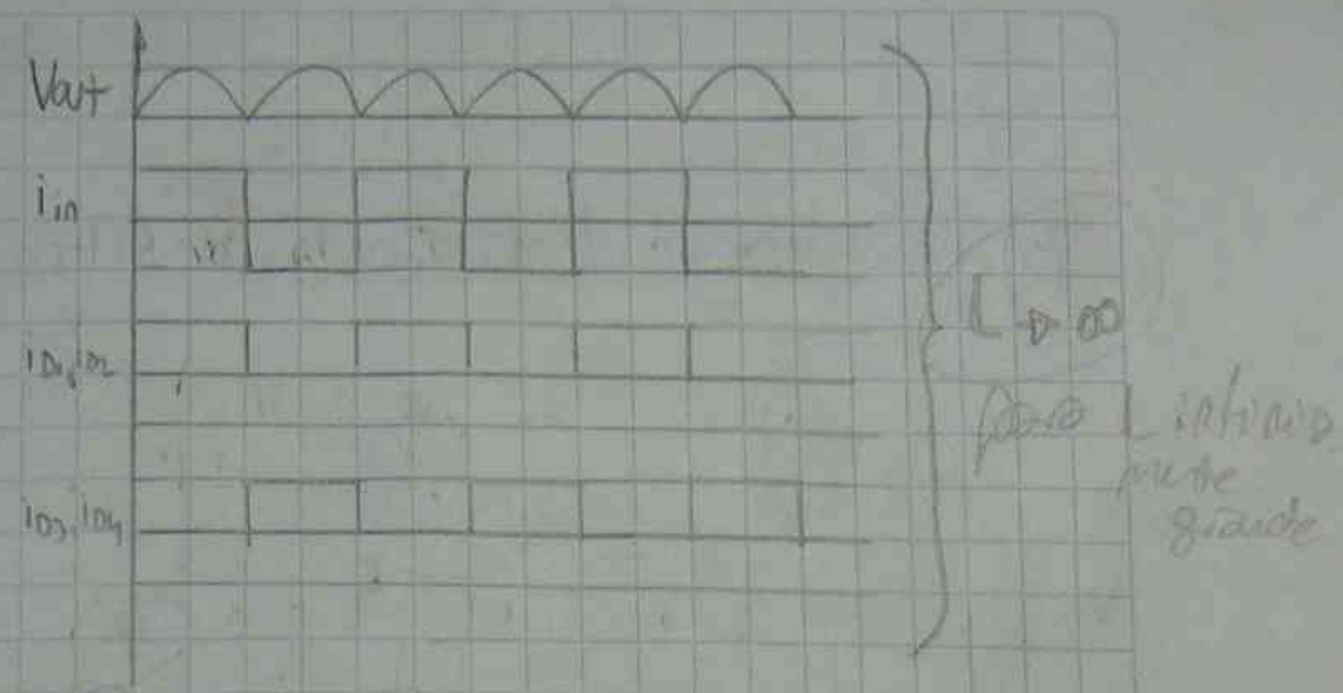
$$V_{out_{RMS}} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}}$$

$$I_{out_{RMS}} = \frac{V_{max}}{\sqrt{2}\,R}$$

$\frac{1}{T} = \frac{1}{\pi}$ por periodo de integración

Con carga RL:





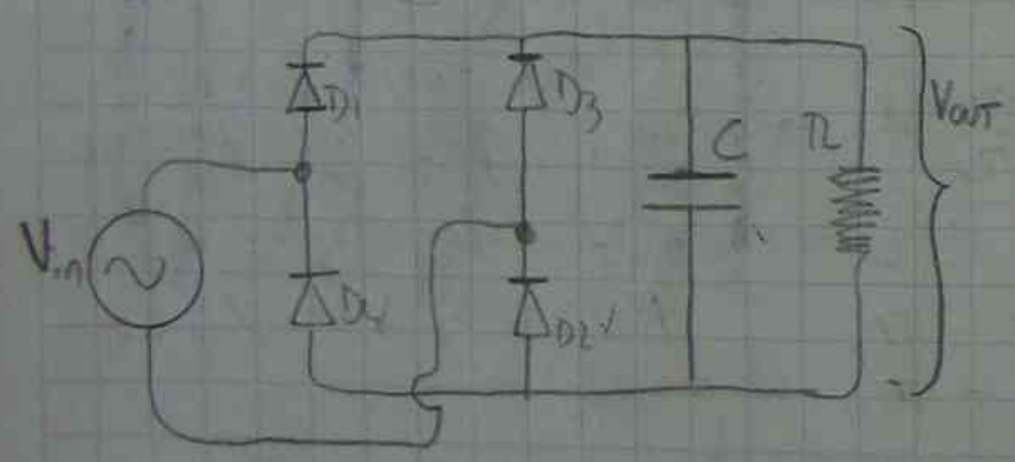
$$V_{OUT} = \underbrace{V_{AV}}_{\frac{2V_{máx}}{\pi}} + \underbrace{\sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \operatorname{sen} n\omega t)}_{\text{Fourier de Onda Cuadrada}}$$

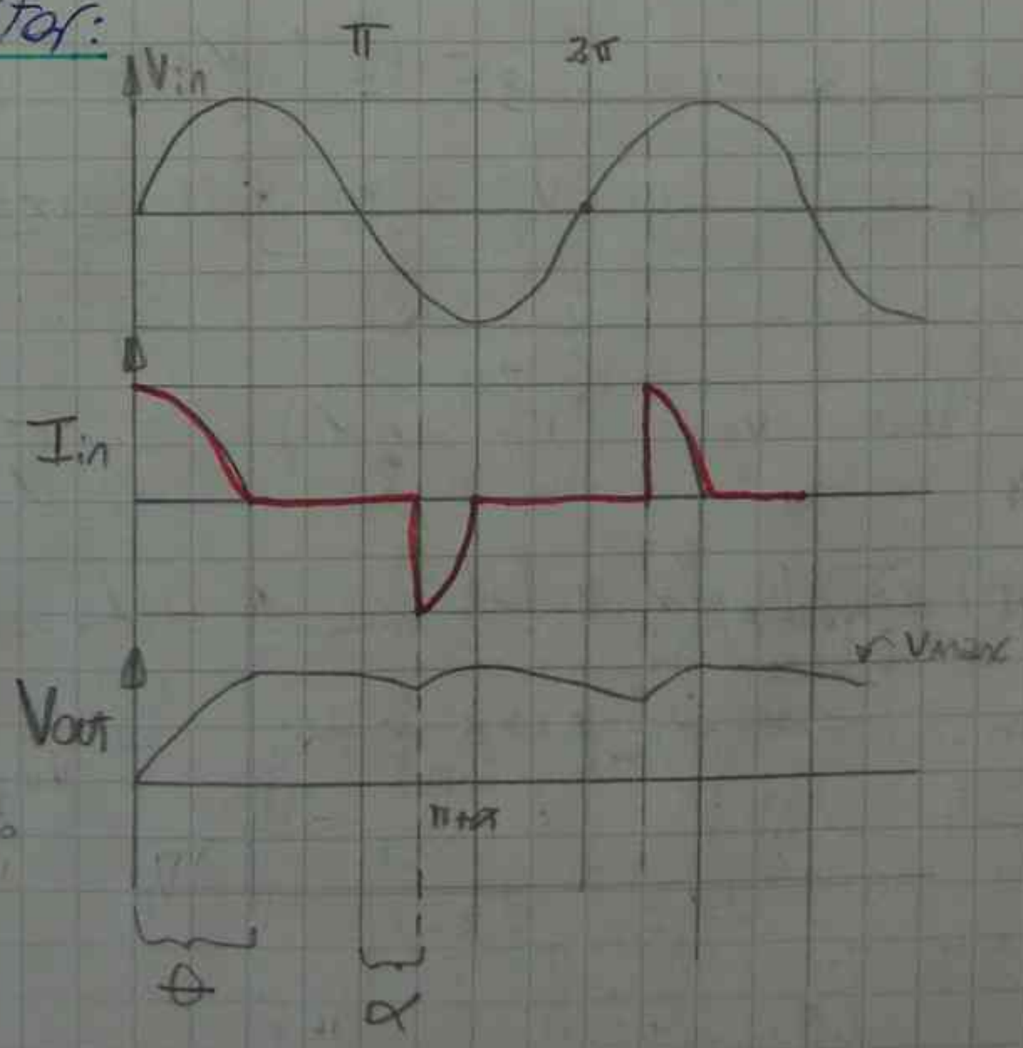
$$V_{OUT} = \frac{2V_{max}}{\pi} - \frac{4V_{max}}{3\pi}\cos(2\omega t) - \frac{4V_{max}}{15\pi}\cos(4\omega t) - \frac{4V_{max}}{35\pi}\cos(6\omega t) \dots$$

Si RL ⇒ $I_{n\,(SALIDA)} = \frac{V_n}{Z_n} = \frac{V_n}{(R + j\omega L)}$ → Desarrollo en serie Fourier.

Si $L \to \infty$ ⇒ $I_{n\,(entrada)} = \frac{4}{n\pi} \cdot I_{max}$ Fourier onda cuadrada.

Filtro de salida basado en Capacitor:





- $V_{OUT} = |V_{max} \operatorname{sen}(\omega t)|$ Diodo polarizado: V_{OUT}
- $V_{OUT} = V_\theta e^{-(\omega t - \theta)/\omega\tau}$ → Diodo bloqueado
- $V_\theta = V_{máx} \operatorname{sen}\theta$
- $\Delta V_{OUT} = V_{máx}(1 - \operatorname{sen}\alpha)$

  Si $\theta \simeq \pi/2$ y $\alpha \approx \pi/2$

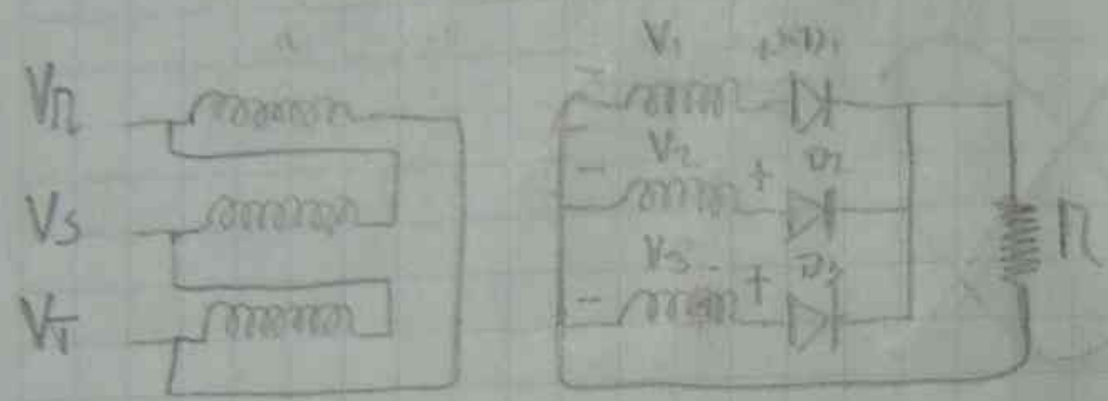
- $\Delta V_{OUT} \simeq \frac{V_{max}}{2fRC}$ → El rizado de la tensión es aprox la mitad respecto al de 1/2 onda.

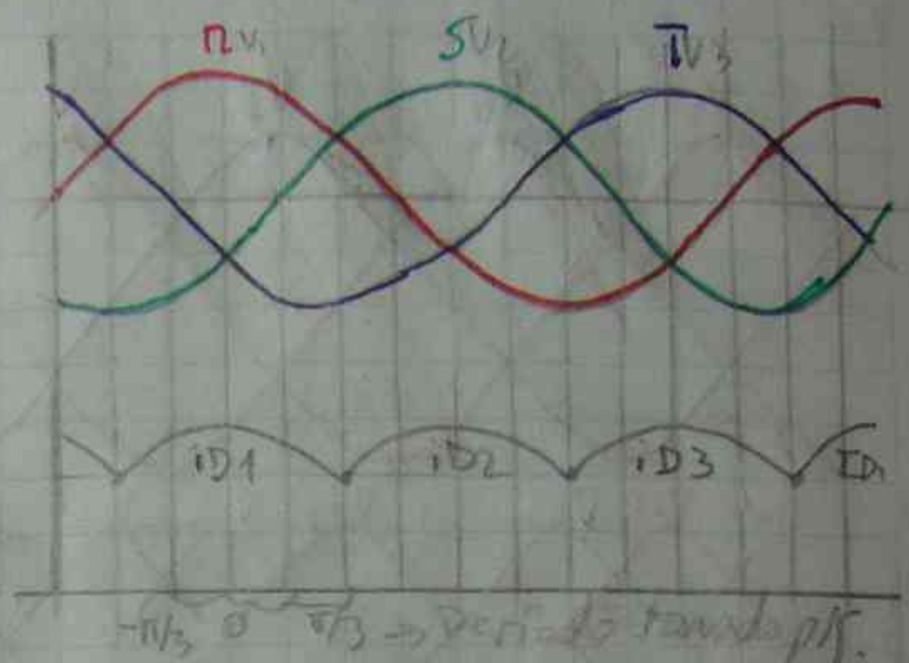
$$V_{AV} = \frac{1}{T}\int_0^T V_1(t)\,dt = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}}\int_{-\pi/3}^{\pi/3} V_{max}\cos\omega t\,dt$$

120°

$$= \frac{3}{\pi} V_{max}\,\mathrm{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)$$ (5)

c) Rectificador trifásico de media onda:





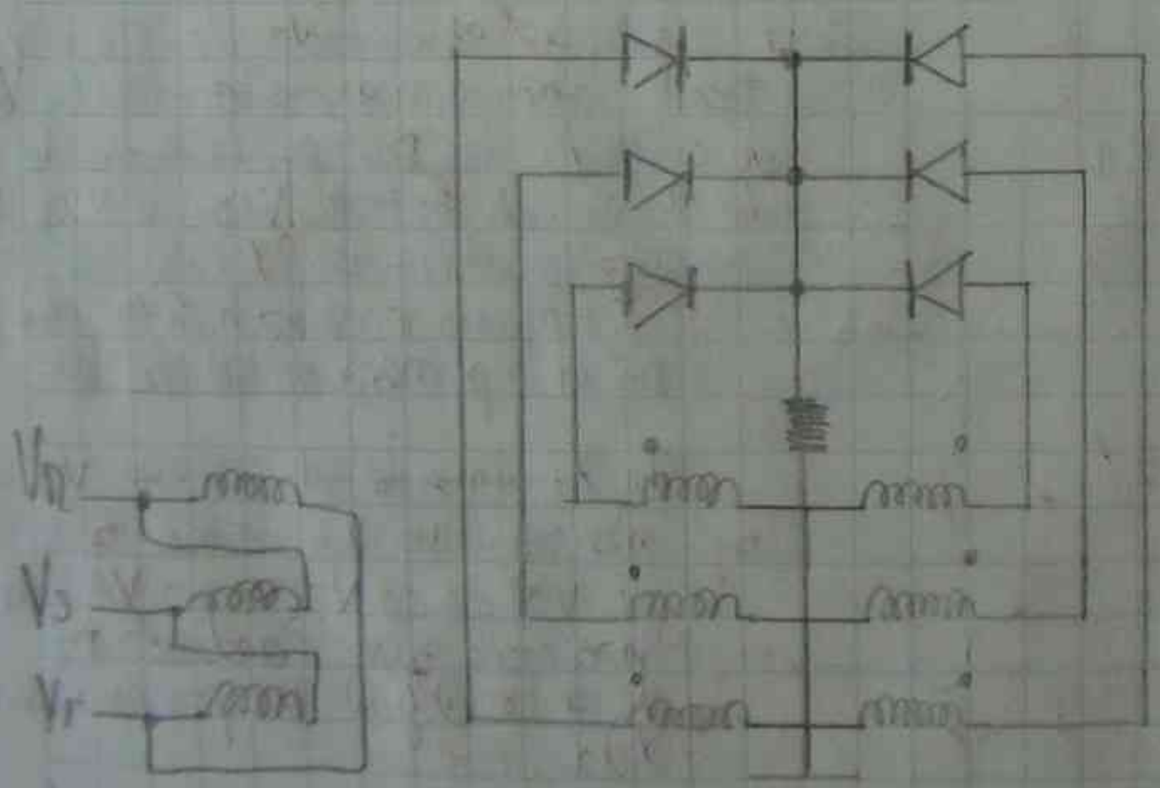
$-\pi/3$ a $\pi/3$ → Periodo tensión pts.

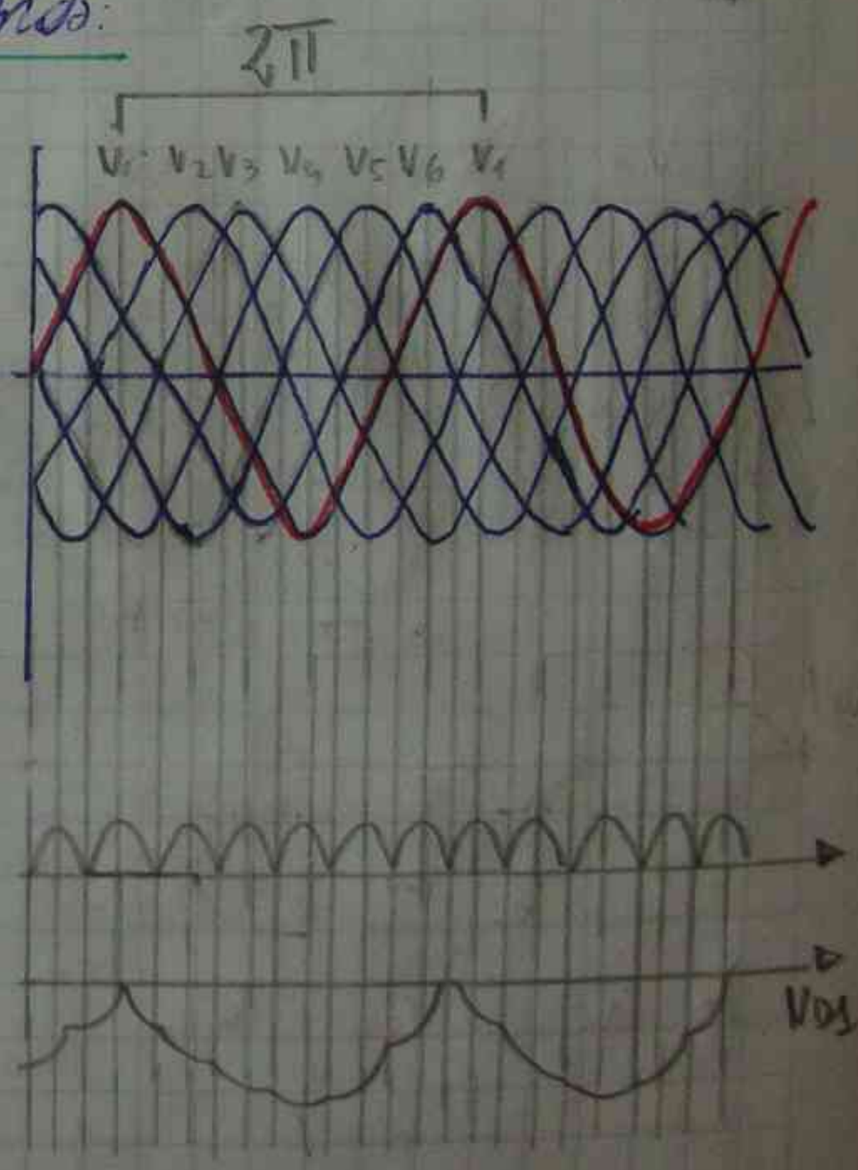
$$V_{in} = \begin{cases} V_1 = V_{max}\,\mathrm{sen}(\omega t) \\ V_2 = V_{max}\,\mathrm{sen}\left(\omega t - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ V_3 = V_{max}\,\mathrm{sen}\left(\omega t - 4\frac{\pi}{3}\right) \end{cases}$$

- $V_{AV} = \frac{3}{\pi} V_{máx}\,\mathrm{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right)$
- $V_{RMS} = V_{max}\left[\frac{3}{2\pi}\left(\frac{\pi}{3} + \frac{1}{2}\mathrm{sen}\left(\frac{2\pi}{3}\right)\right)\right]^{1/2}$

- $I_{1\text{-}AV} = \frac{I_{AV}}{3} = \frac{V_{AV}}{3R}$.

Rectificador Hexafásico de media onda:

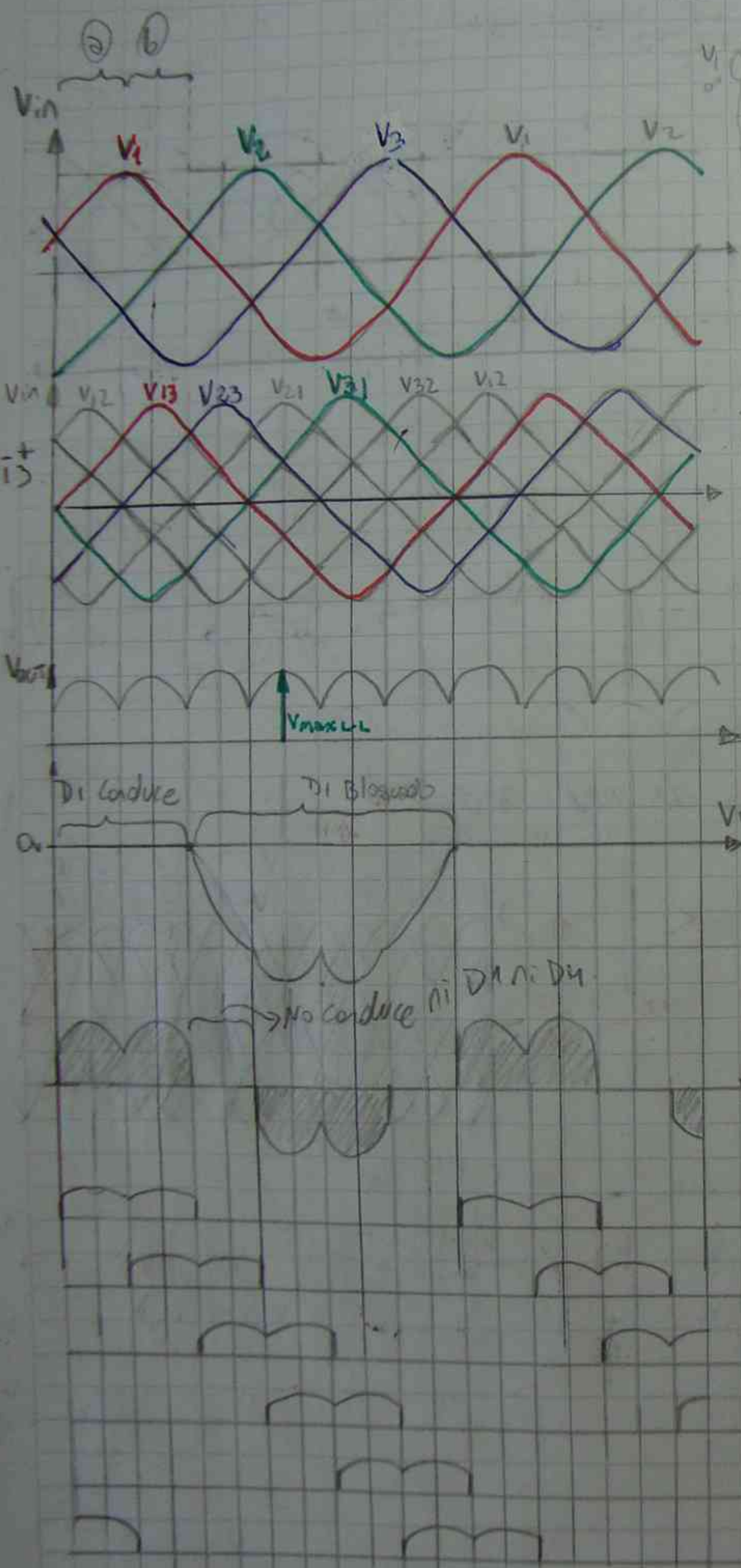


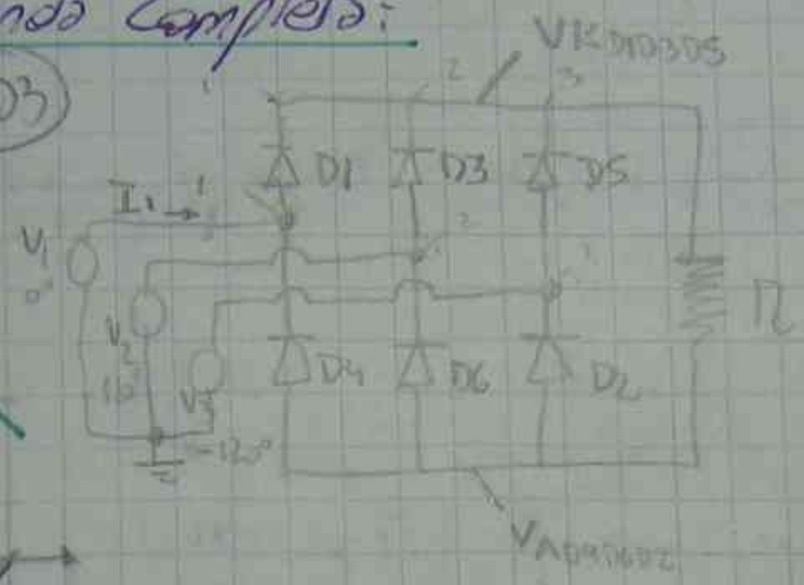


360° — 60 ms
90° — 15 ms
120° — 20
60° — 10 ms

D) Rectificador trifásico de onda Completa:

PD3





Surge de la diferencia de tensión entre las fuentes

Funcionamiento:

ⓐ En el inicio de ⓐ, se ve que V1 toma un valor mayor que V3 mientras que V2 se mantiene negativo. Bajo estas condiciones el ánodo de D1 queda conectado a un valor positivo de tensión mientras que el cátodo del D6 queda conectado a un valor negativo provisto por V2. Esto hace que la corriente circule a través de D1, la carga y D6. Si bien en ese mismo momento V3 presenta una tensión negativa sobre el cátodo de D2, VAD1D3D2 tendrá aproximadamente el valor de tensión de cátodo de D6 por lo que la diferencia de potencial entre VAD2 y VKD2 (V3) no será lo suficiente p/ polarizar a D2.

El mismo razonamiento aplica para D5 en la primera mitad de ⓐ

ⓑ Finalmente al crecer V2 y volverse más negativo V3 hace que ahora prevalezca V3 como VAD1D3D2 haciendo que conduzca D2. Durante ⓐ y ⓑ D1 permanecerá encendido.

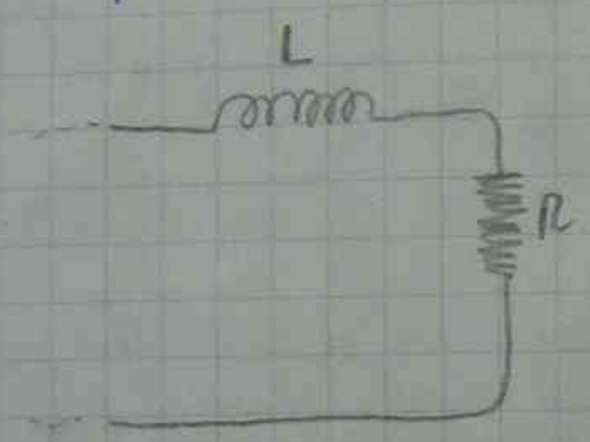
$$\cdot\ V_{AV} = \frac{3}{\pi} V_{MAX\,L\text{-}L} \qquad \cdot\ V_{RMS} = \overbrace{\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}}}^{0{,}955} \cdot V_{MAX\,L\text{-}L} \approx V_{MAX\,LL}$$

$$\cdot\ I_{D_AV} = \frac{I_{OUT_AV}}{3} \qquad \cdot\ I_{D_RMS} = \frac{I_{OUT_RMS}}{\sqrt{3}}$$

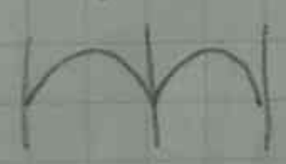
$$\cdot\ I_{IN_RMS} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot I_{OUT_RMS}$$

$$\cdot\ V_{OUT} = V_{AV} + \sum_{n=6,12,18}^{\infty} V_n \cos(n\omega t) \qquad |V_n| = \frac{6\,V_{MAXLL}}{\pi(n^2-1)}\ ;\ n = \overbrace{6, 12, 18 \ldots}^{\text{armónicos.}}$$

Suponiendo que la carga tenga parte inductiva:



Los gráficos son iguales salvo que en vez de:

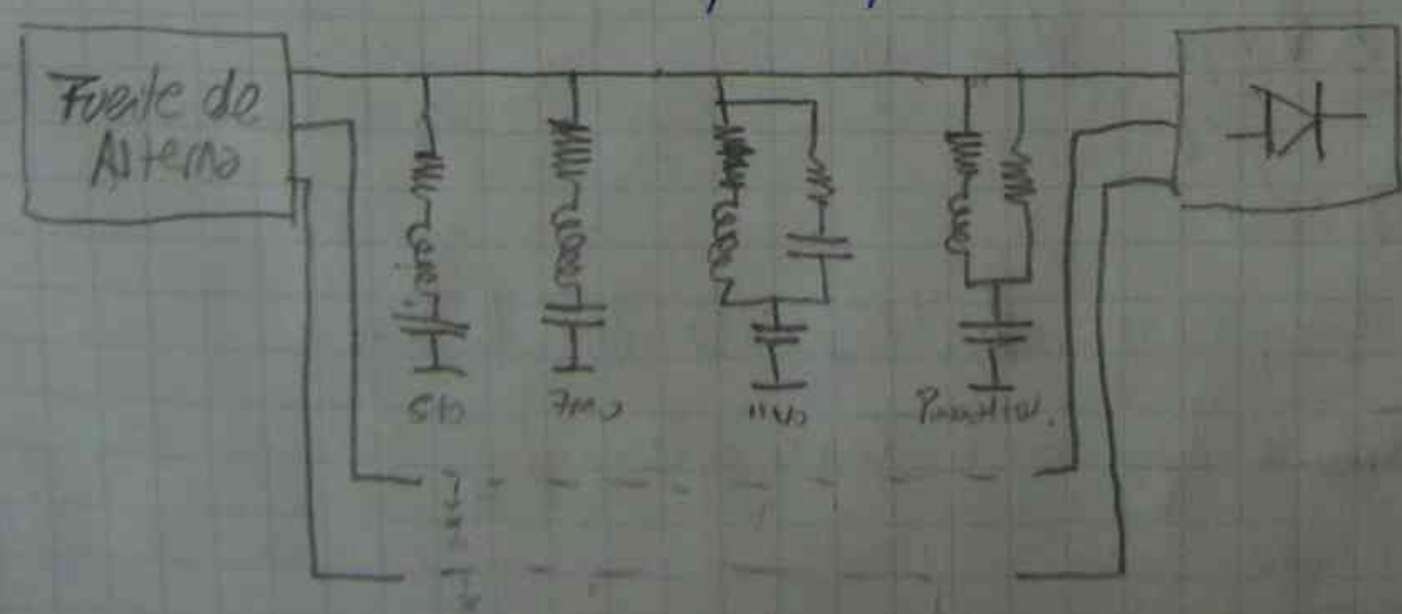


es:

para las corrientes.

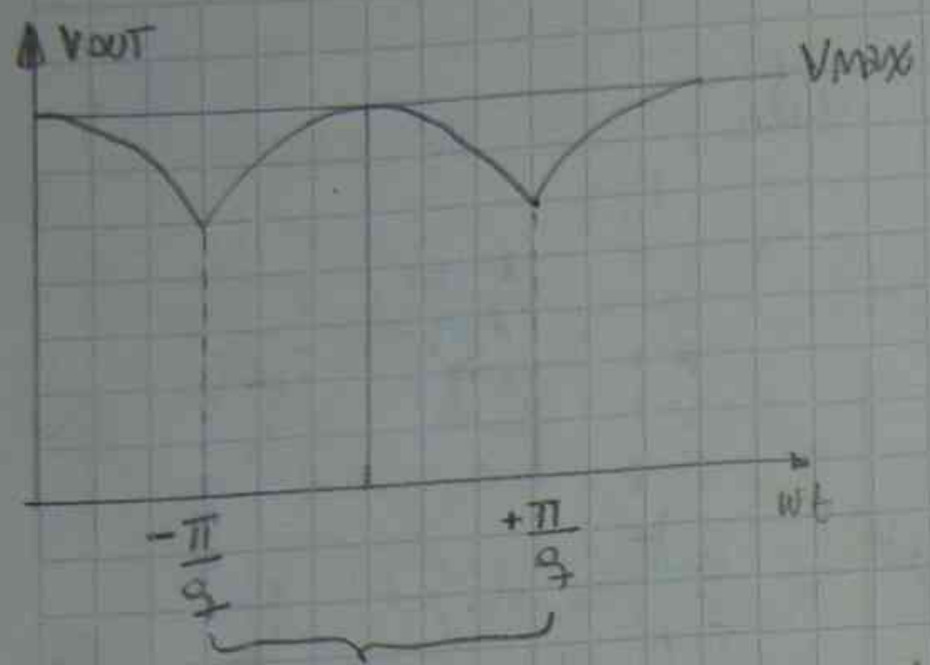
Si $L \to \infty$ entonces $\cdot\ I_{OUT} = cte$

Las armónicas de la corriente de fase de entrada están formadas por los terminos del sistema de alterna a la freq. fundamental ω_0 y por los armónicos de orden $6K \pm 1$, $K = 1, 2, 3 \ldots$ Como estas corrientes armónicas podrían presentar problemas en el sist. de alterna, suele ser necesario el uso de filtros p/ impedir q' entren en la red.



Multifásico

E) Rectificador q-fásico de media onda: (P)



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

- $V_{AV} = \frac{1}{T}\int V(\omega t)\, d(\omega t)$

$= \frac{q}{2\pi}\int_{-\pi/q}^{+\pi/q} V_{max}\cos(\omega t)\, d(\omega t)$

$= \frac{q\, V_{max}}{2\pi}\left[\operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{q}\right) - \operatorname{sen}\left(-\frac{\pi}{q}\right)\right]$

$\operatorname{sen}(a) - \operatorname{sen}(-a) = 2\operatorname{sen}(a)$

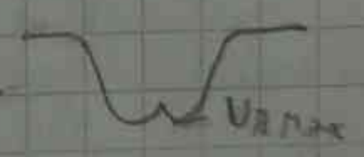
- $V_{AV} = \frac{q}{\pi} V_{max} \operatorname{Sen}\left(\frac{\pi}{q}\right)$ p/ $q > 1$
- $V_{AV} = \frac{1}{\pi} V_{max}$ p/ $q = 1$.

- $V_{RMS} = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{T/2} V(\omega t)^2\, d(\omega t)$
- $V_{RMS} = V_{max}\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{q}{4\pi}\operatorname{sen}\frac{2\pi}{q}}$

- $V_{OUT} = V_{AV} + \sum_{n=q,2q,3q\ldots}^{\infty} V_n \cos(n\omega t)$; $V_n = -\frac{V_{max}\, 2q}{\pi(n^2-1)}\operatorname{sen}\frac{\pi}{q}\cdot\cos\frac{n\pi}{q}$

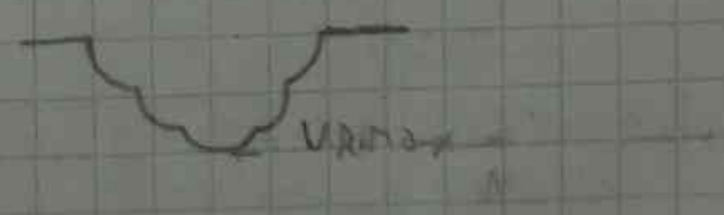
$\therefore V_{OUT} = V_{max}\frac{q}{\pi}\operatorname{sen}\frac{\pi}{q}\left(1 - \sum_{n=q,2q,\ldots}^{\infty}\frac{2}{n^2-1}\cos\frac{n\pi}{q}\cos n\omega t\right)$

- $V_{D\,INVERSA} \rightarrow V_{R(MAX)} = 2V_{máx}\cos\left(\frac{\pi}{2q}\right)$ p/ q = impar.



$V_{max}\sqrt{3}$

$\rightarrow V_{R(MAX)} = 2V_{máx}$ p/ q = par



Corriente en los diodos:

Si la carga tiene componente inductiva elevada: ($L \rightarrow \infty$)

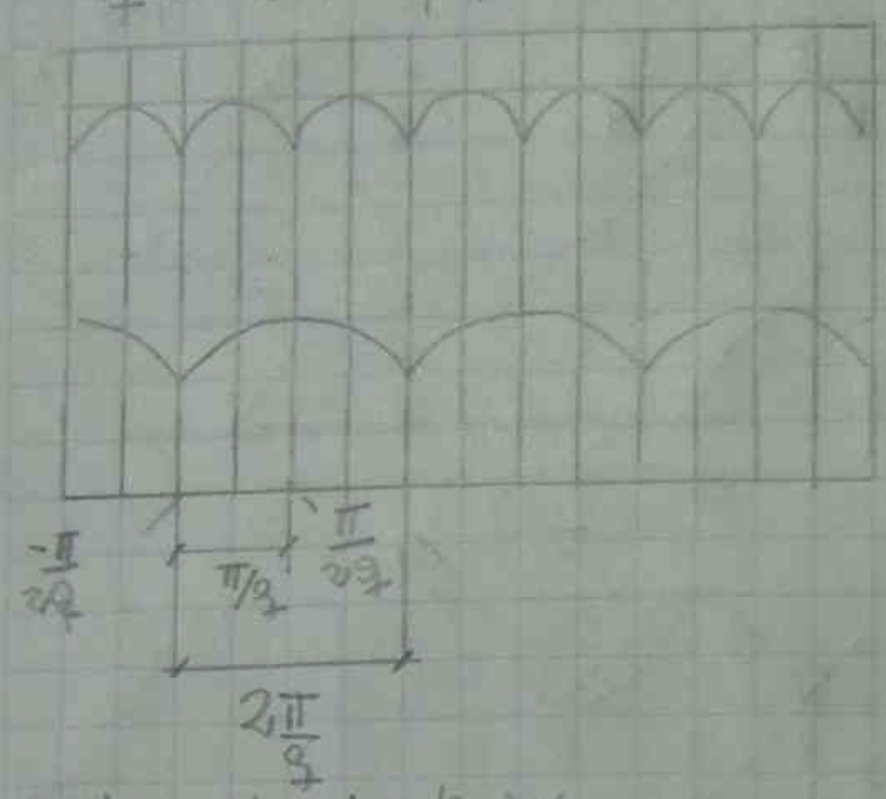
- $I_{D\,MAX} = I_o$; - $I_{D\,AV} = \frac{I_o}{q}$; - $I_{D\,RMS} = I_o/\sqrt{q}$

Si la carga es resistiva:

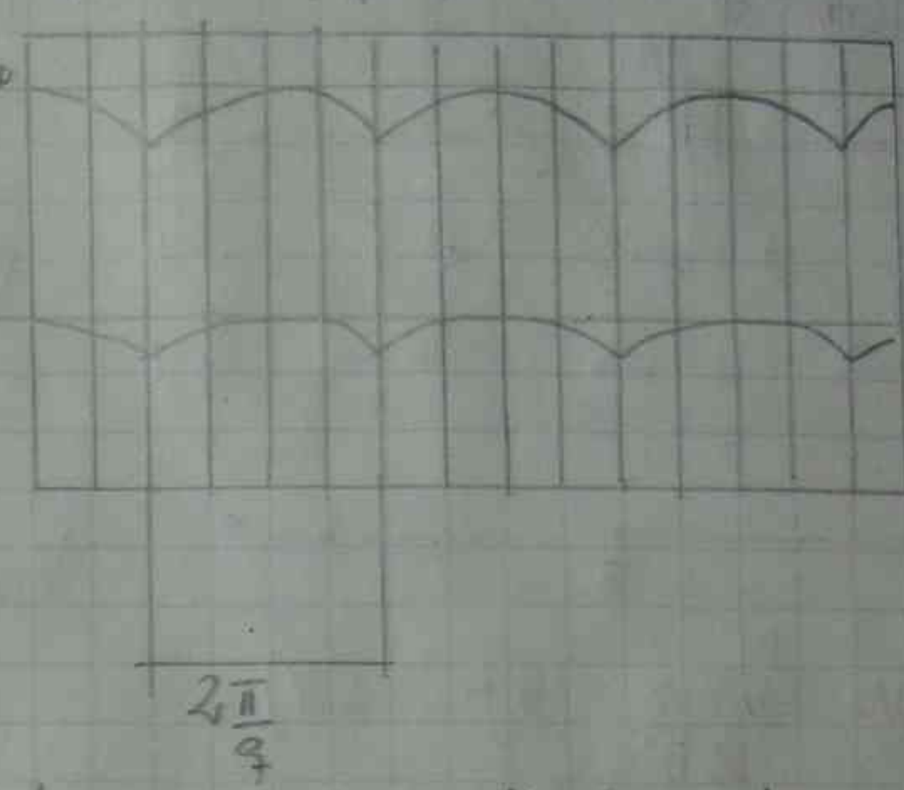
→ La corriente será igual a la tensión dividida R.

7) Rectificador multifásico o q-fásico de onda completa. (PD)

$q=3$ (q impar).



$q=6$ (q par)



Análisis idem al anterior, pero aca reemplazamos V_{max} por $V_{máx\,PD}$, $V_{MAX\,LL} \to q$ par.

Si q es impar hay dos cúspides por cada conducción $\Rightarrow$ El valor de V_{AV} será distinto del análisis anterior:

- $V_{AV} = \frac{2q}{\pi} V_{max_{PD}} \operatorname{sen}\frac{\pi}{2q}$ (P/ q impar)
- $V_{rms} = V_{max_{PD}} \sqrt{\left(\frac{1}{2} + \frac{q}{2\pi} \operatorname{sen}\frac{\pi}{q}\right)}$ (p/ q impar)
- $V_{out} = V_{AV} + \sum_{n=2q,4q,6q\ldots}^{\infty} V_n \cos(n\omega t)$

$$V_n = -\frac{4q\, V_{max\,PD}}{\pi(n^2-1)} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2q}\right) \cos\left(\frac{n\pi}{2q}\right)$$

- $V_{out} = \frac{2q}{\pi} V_{max\,PD} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{2q}\right)\left(1 - \sum_{n=2q,\ldots}^{\infty} \frac{2}{n^2-1} \cos\frac{n\pi}{2q} \cos n\omega t\right)$

$$\left[\frac{2}{\pi}\left(\frac{\pi}{2q}\right)\operatorname{sen}\frac{\pi}{2q} + \frac{4}{\pi}\sum_{n=2q,\ldots}^{\infty} \frac{\cos\frac{n\pi}{2q}}{n^2-1}\right]$$

$V_{D_inverso} \to 2\, V_{máx_PD}$ (q-par)

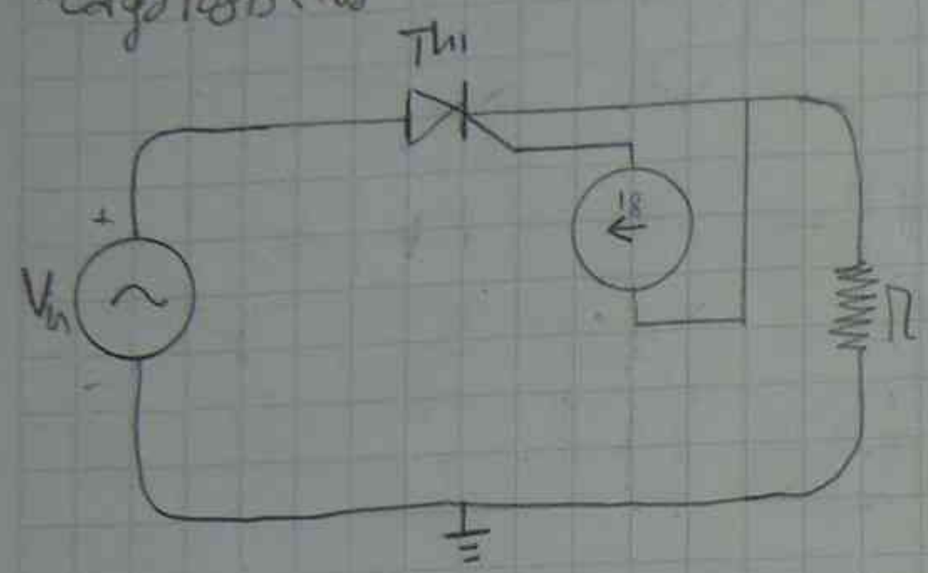
$\to 2\, V_{máx_PD} \cos\left(\frac{\pi}{2q}\right)$ (q impar)

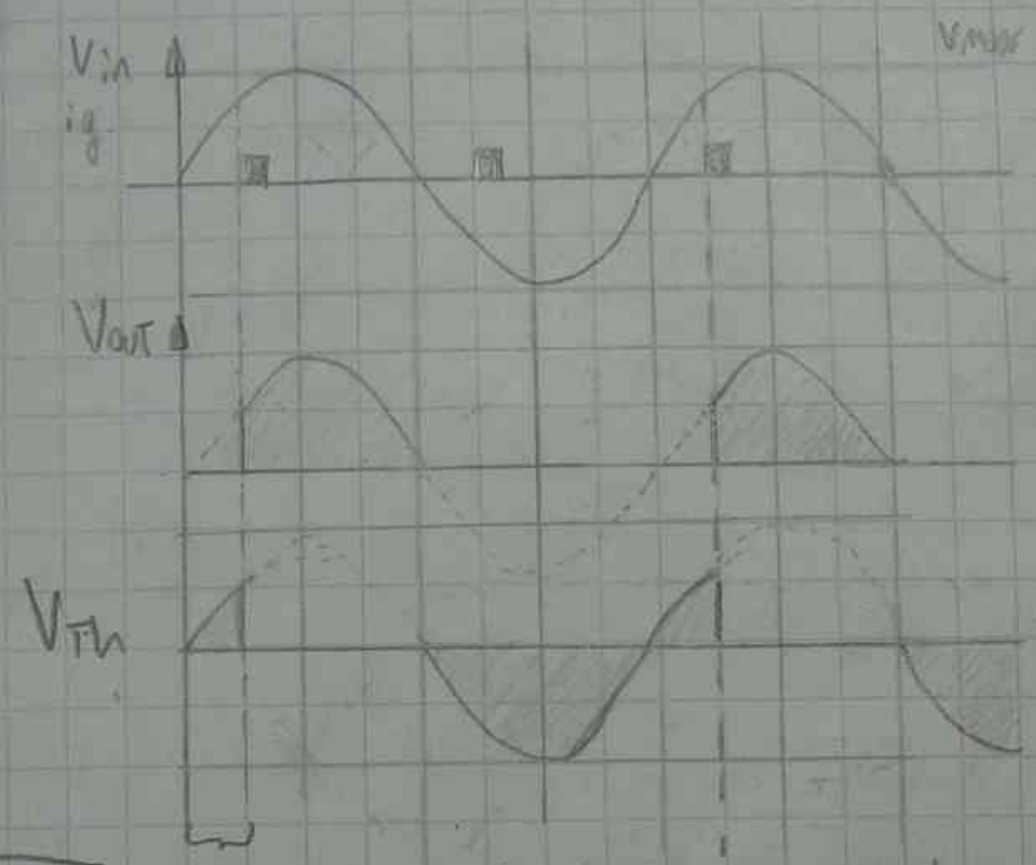
Si $L \to \infty \Rightarrow$ • $I_{DMAX} = I_0$; • $I_{D\,AV} = \frac{I_0}{q}$; • $I_{D\,rms} = I_0/\sqrt{q}$

RECTIFICADORES CONTROLADOS

A) RECTIFICADOR MONOFASICO DE MEDIA ONDA

- Carga Resistiva

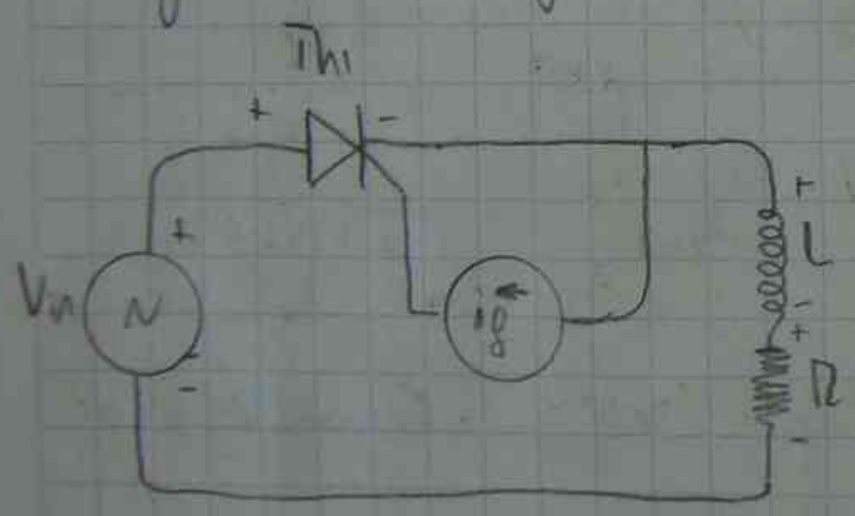


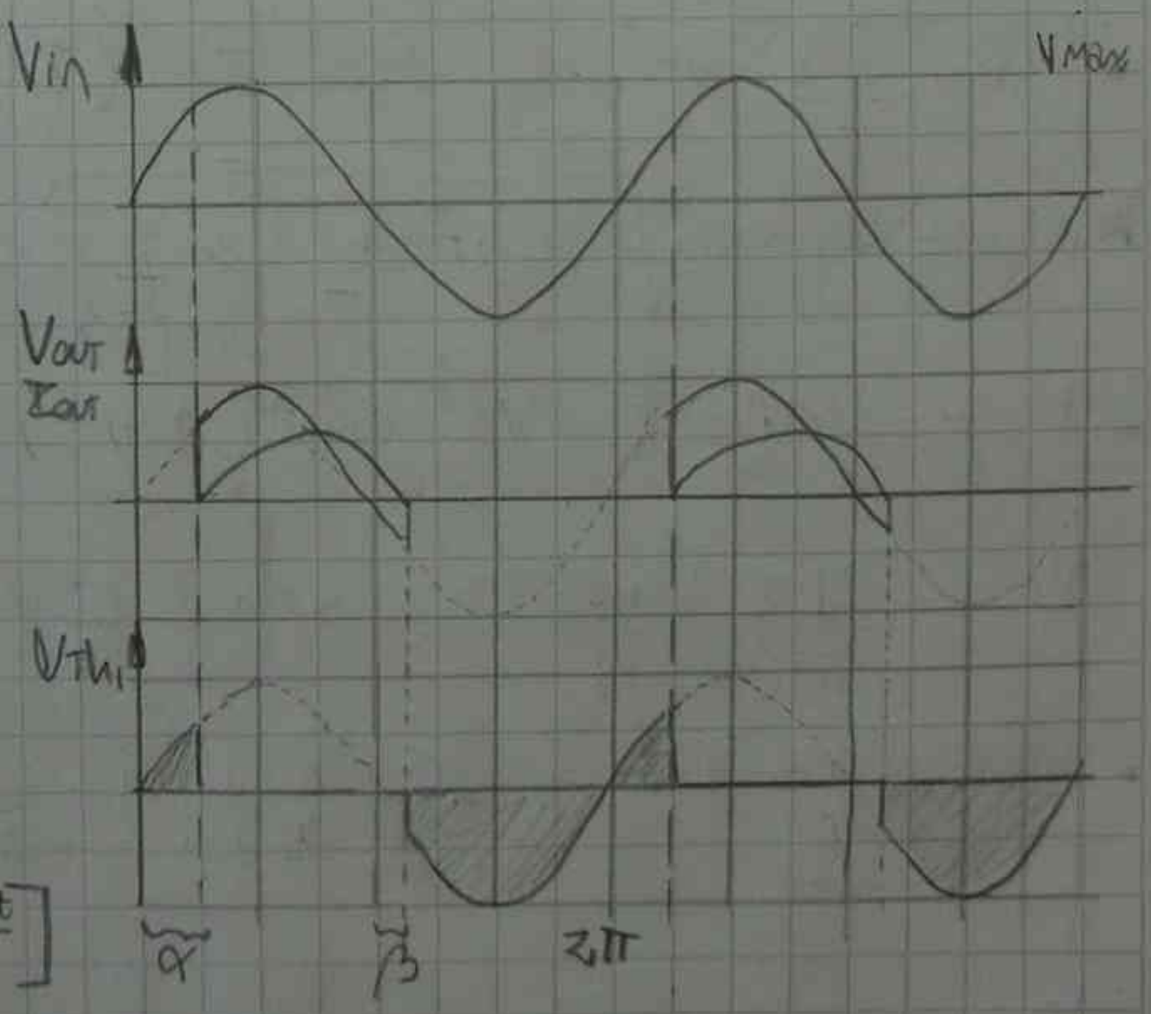


- $V_{AV} = \frac{V_{max}}{2\pi}(1+\cos\alpha)$
- $V_{rms} = \frac{V_{max}}{2}\sqrt{\left(1-\frac{\alpha}{\pi}+\frac{\operatorname{sen}(2\alpha)}{2\pi}\right)}$

α = Angulo de retraso para el disparo.

- Carga Inductiva y Resistiva



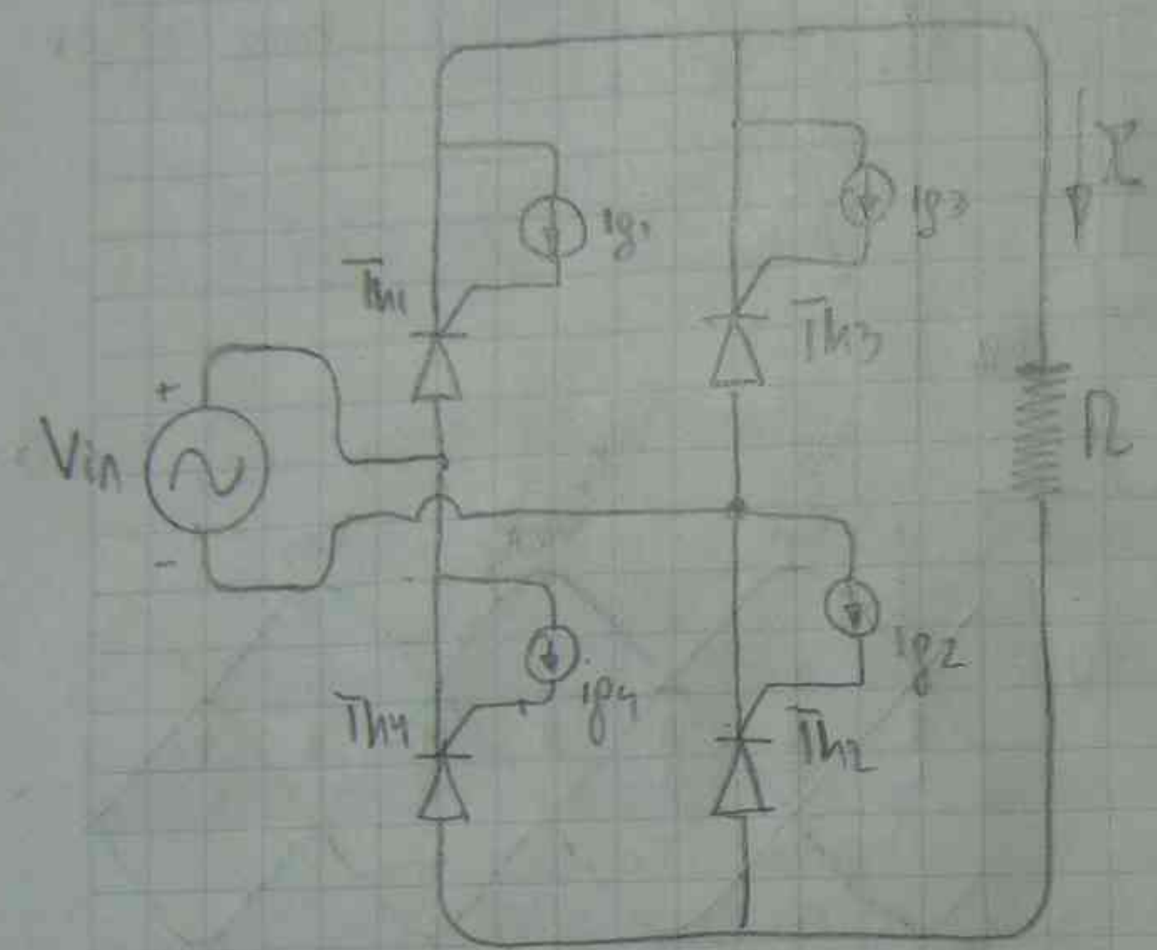


- $i(\omega t) = i_f(\omega t) + i_n(\omega t)$
- $i(\omega t) = \frac{V_{max}}{z}\left[\operatorname{sen}(\omega t-\theta) - \operatorname{sen}(\alpha-\theta)\, e^{\frac{\alpha-\omega t}{\omega\tau}}\right]$

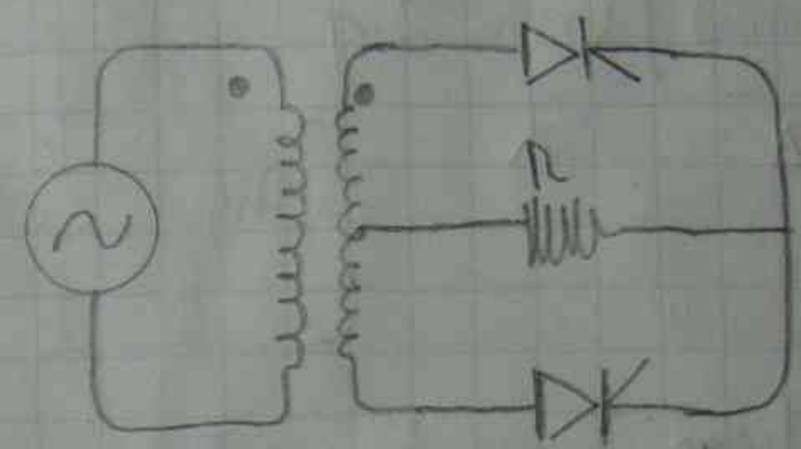
  p/ $\alpha \leq \omega t \leq \beta$
- $V_{AV} = \frac{V_{max}}{2\pi}\left[\cos\alpha - \cos\beta\right]$

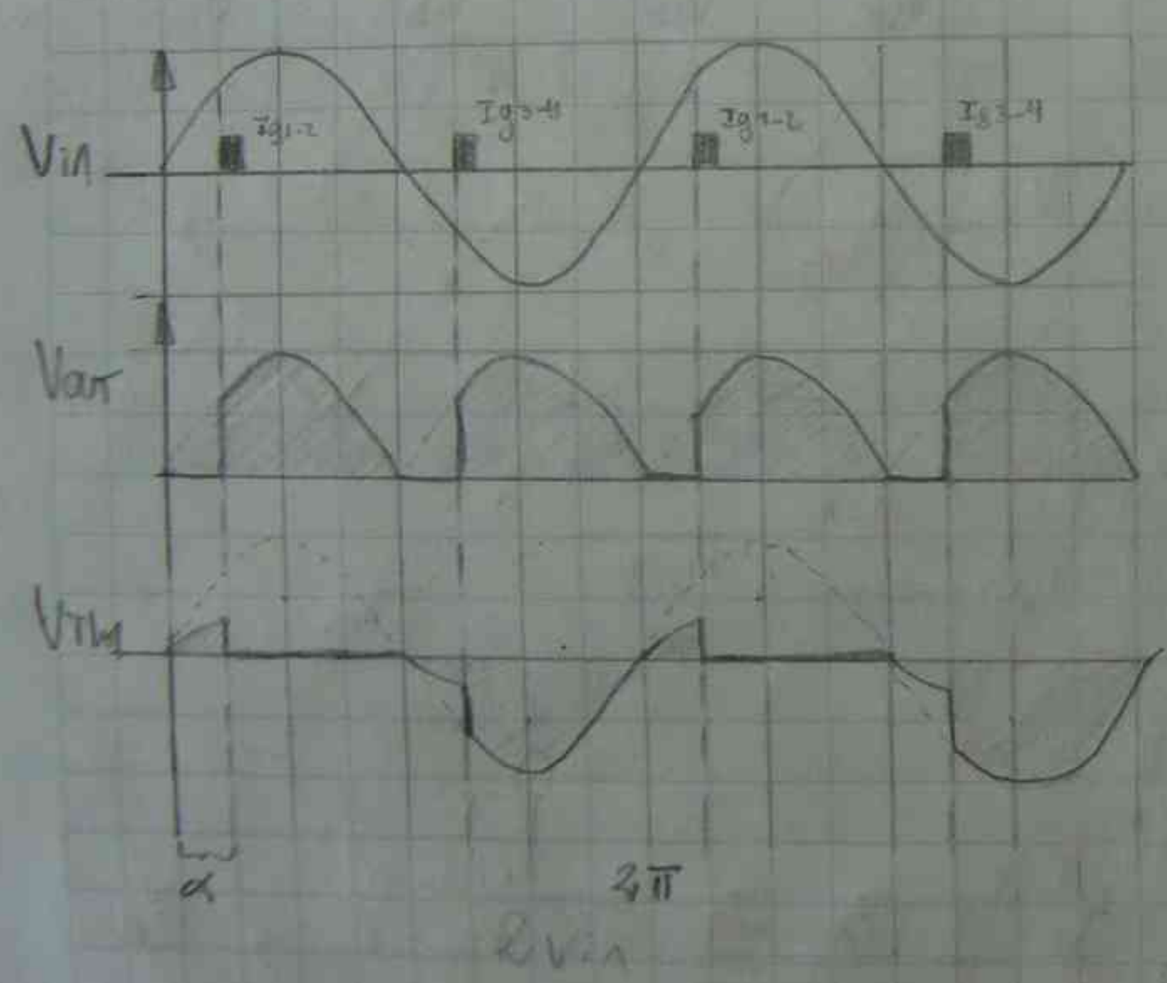
B) RECTIFICADOR MONOFASICO DE ONDA COMPLETA:

Puente Graetz



Con Tomo Medio



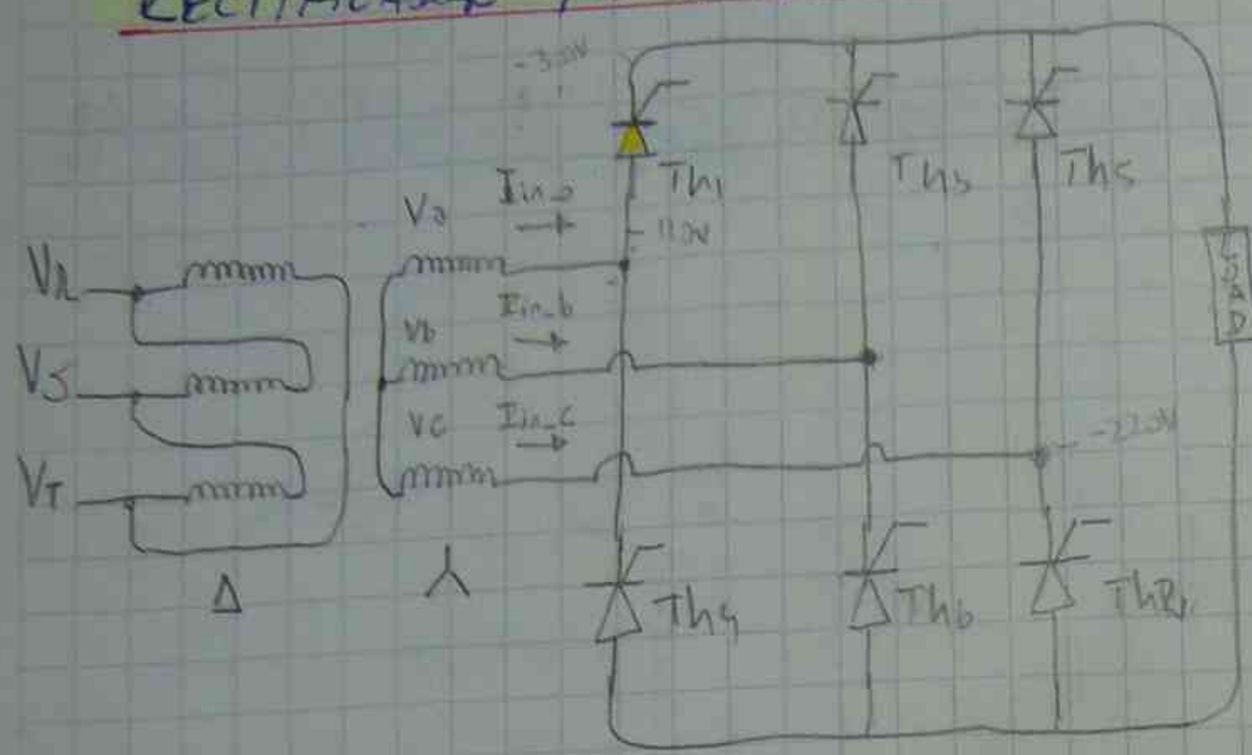


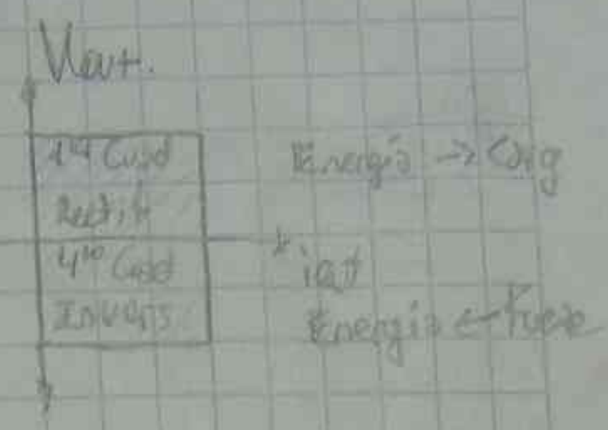
- $V_{AV} = \frac{V_{máx}}{\pi}(1+\cos\alpha)$
- $V_{n_AV} = \frac{V_{AV}}{V_{AV(\alpha=0)}} = \frac{1+\cos\alpha}{2}$
- $V_{rms} = V_{máx}\sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{2\pi} + \frac{\operatorname{sen} 2\alpha}{4\pi}}$
- $I_{AV} = \frac{V_{AV}}{R}$
- $I_{Rms} = \frac{V_{Rms}}{R}$

* Se pueden enumerar así el orden de disparo si se pelanas la secuencia (1 3 5 y 0 2)

Hasta 2200 KW

RECTIFICADOR TRIFASICO DE ONDA COMPLETA.



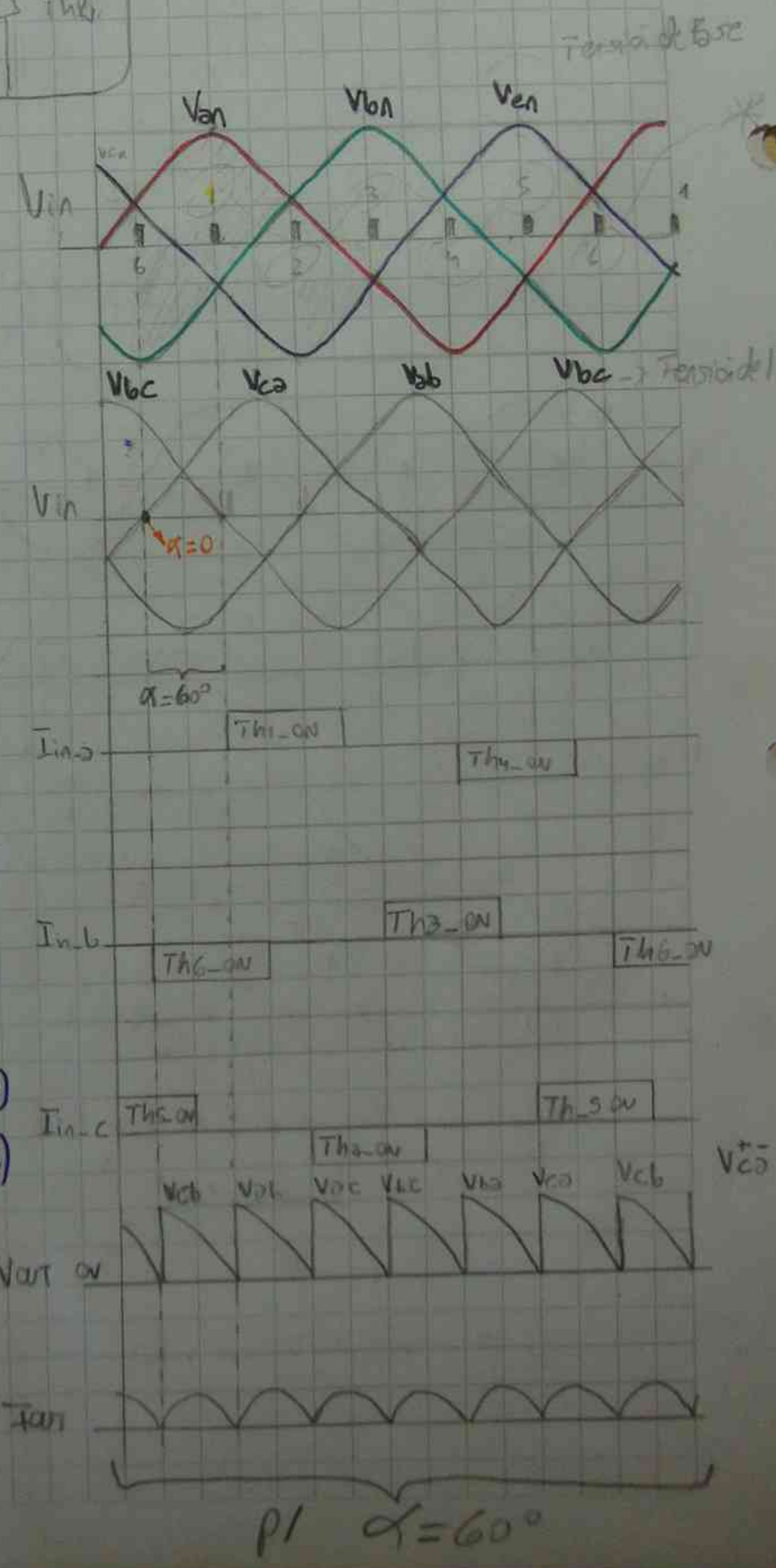


→ Pte de Graetz trifásico

- Cada Iin : Iin_a, Iin_b e Iin_c no tiene componente de continua ∴ Mejor performance del trafo.

- Condiciones para disparar los tiristores:

Th1 → Van > Vcn	Th2 → Vcn < Vbn
Th3 → Vbn > Van	Th4 → Van < Vcn
Th5 → Vcn > Vbn	Th6 → Vbn < Van
Lado + positivo	Lado − positivo

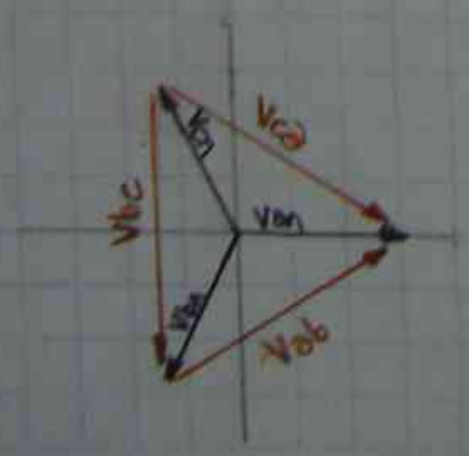


Tensión de fase

$$\begin{cases} V_{an} = V_{max} \cdot \operatorname{Sen}(\omega t) \\ V_{bn} = V_{max} \cdot \operatorname{Sen}\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) \rightarrow 120° = \frac{2}{3}\pi \\ V_{cn} = V_{max} \cdot \operatorname{Sen}\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right) \end{cases}$$

Tensión de línea

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = \sqrt{3}\, V_{max} \operatorname{Sen}(\omega t + \pi/6) \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = \sqrt{3}\, V_{max} \operatorname{Sen}(\omega t - \pi/2) \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = \sqrt{3}\, V_{max} \operatorname{Sen}(\omega t + \pi/2) \end{cases}$$



Secuencia para 1 3 5 / 4 6 2

...61, 12, 23, 34, 45, 56, 61 ...

9, 01 -> 180°
-> 120°
-> 60°

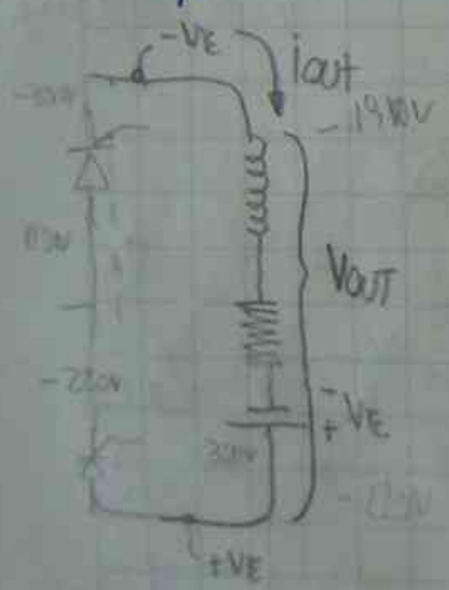
- $V_{AV} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{an}\,dt = \frac{3}{\pi}\int_{\pi/6+\alpha}^{\pi/2+\alpha} V_{ab}\,d(\omega t) = 3\cdot\frac{\sqrt{3}V_{max}}{\pi}\cos\alpha = V_{AV}$

- $V_{n_AV} = \cos\alpha$ => NORMALIZADA.
- $V_{rms} = \sqrt{3}\,V_{max}\left(\frac{1}{2} + \frac{3}{4}\frac{\sqrt{3}}{\pi}\cos 2\alpha\right)^{1/2}$

- No tiene componente de DC
- Consideraciones para el arranque:
  - Cuando se dispara un tiristor, se deberá disparar además el que ya debería estar conduciendo. p/ poder cerrar el circuito.
  - Durante el arranque se dispara un tren de pulsos durante un intervalo > π/3 (60°) y luego se disminuye al valor normal.

Modificar de practica los gráf p/ α=30°

Operando como inversor:



- Teoricamente $90° \leq \alpha \leq 180°$
- Se necesita tcom p/ asegurar conducción en los tiristores
- P/α=180° el tiristor q' debería estar bloqueado está conduciendo y viceversa.
- Para evitar el vuelco del inversor $\alpha_{max} \approx 150°$.

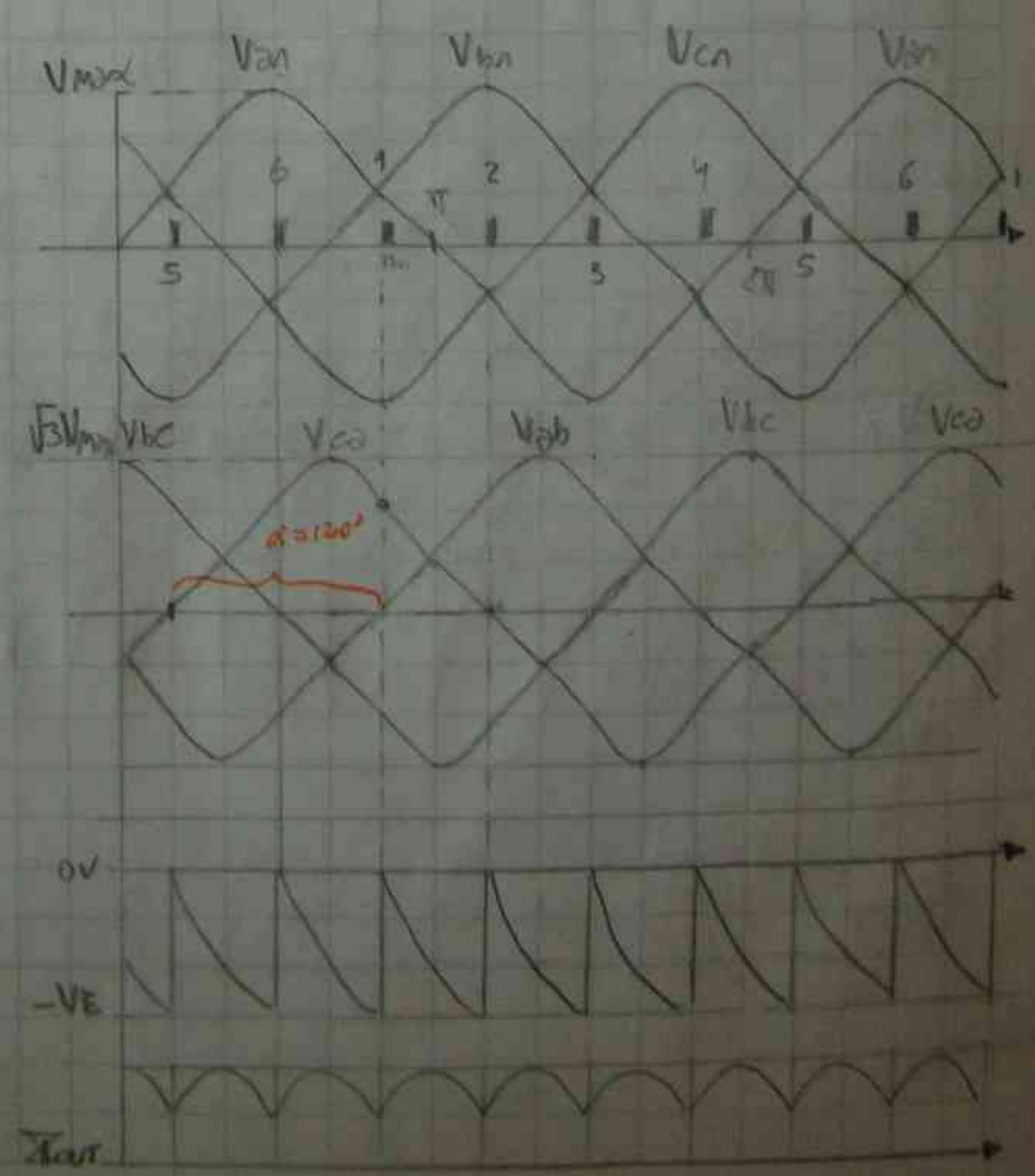
Tomando en cuenta el:

t_{eq} = Tiempo dinámico de bloqueo

μ = tiempo de conmutación.

Ejemplo:
$V_{an} = 110V$
$V_{cn} = 220V$
$V_{ca} = 330$
$V_{max} = 220$
$\sqrt{3}V_{max} = 381V$
$V_E = 300V$

$V_{an} = 0$
6.M



Análisis de Armónicos:

Aunque la corriente en la carga sea DC, en la línea presenta importante contenido de armónicos. Los armónicos de corriente pueden resonar y producir amplificación de ciertos armónicos de corriente y de tensión.

Si $\alpha = 0°$, los armónicos observados por la red, tienen frecuencias que responden a:

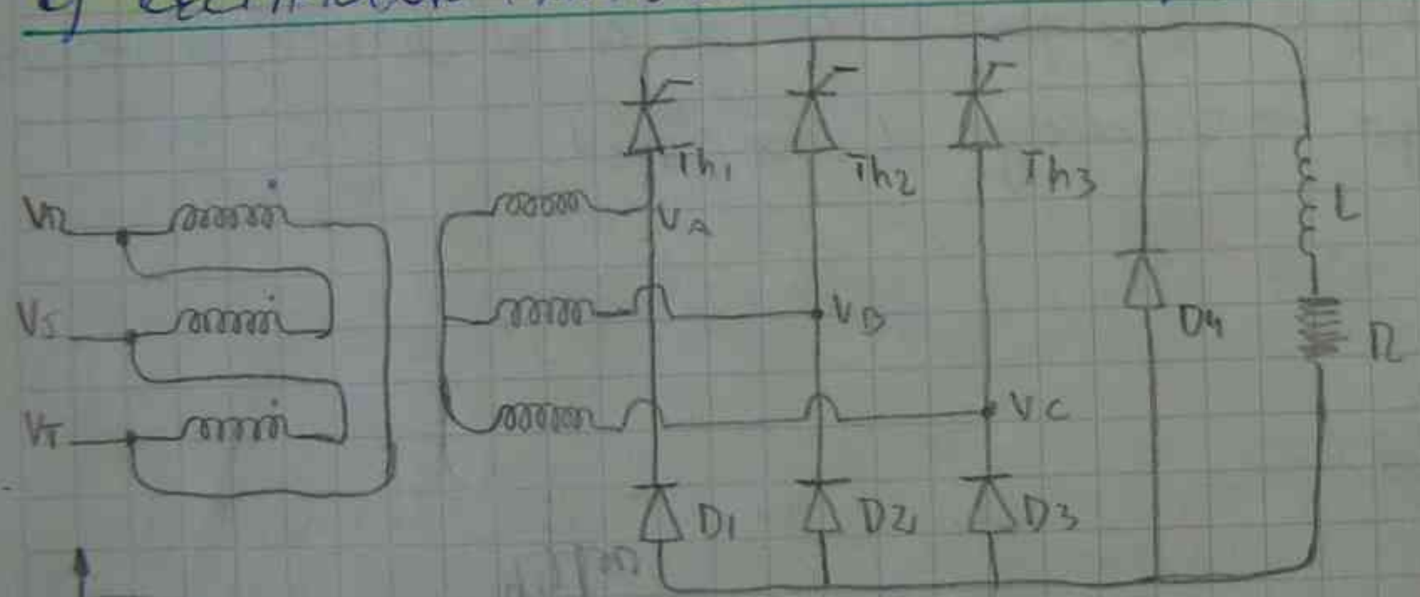
- $N = K \cdot p \pm 1$; p = N° de pulsos, $K = 1, 2, 3, 4 \ldots$

Ej: PD3 → $p = 6$ ∴ $N = \underbrace{5, 7, 11, 13}$ ...

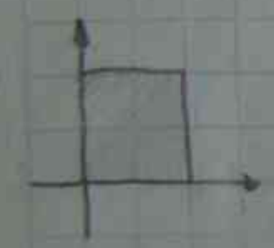
- $I_n = \sqrt{6} \cdot I_{OUT} / \pi N$

Deben ser filtrados como en la pág ⑥ abajo

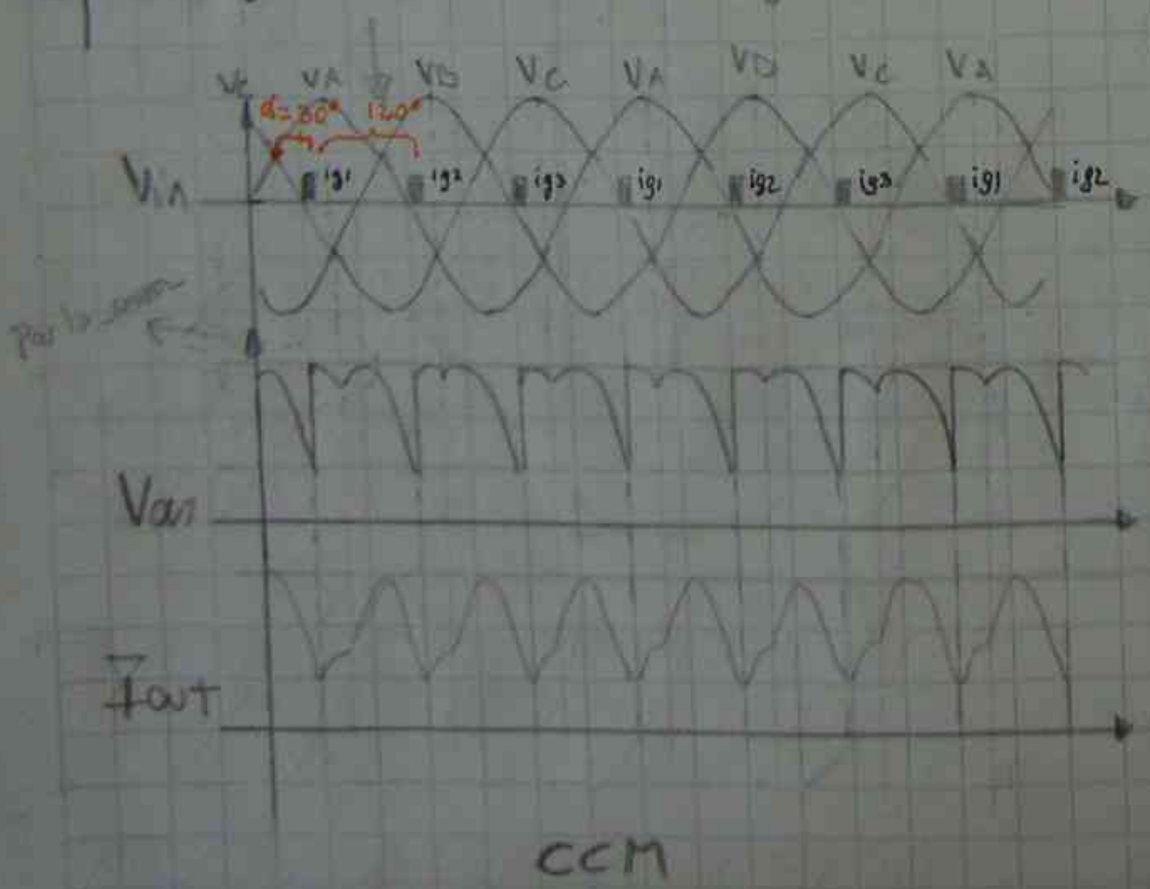
E) RECTIFICADOR TRIFASICO DE ONDA COMPLETA SEMICONTROLADA:



- α $(0 - \pi)$ → 0 → Max tensión → π → 0 [V]
- Si $\alpha \uparrow$ → $F_p \downarrow$
- Este montage usa q tiristores y q diodos (q ≡ Nro de fases).

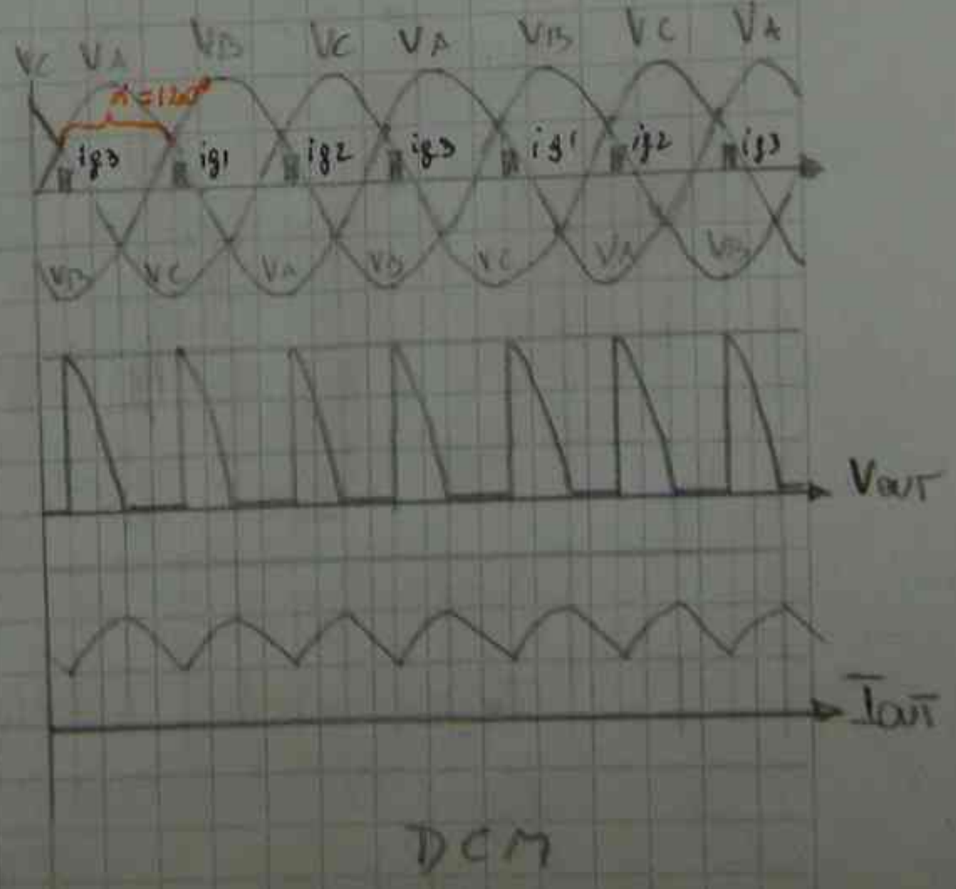


$\alpha = 30$ deg



CCM

$\alpha = 120°$



DCM

- $\alpha < \pi - \frac{2\pi}{q}$ / V_{OUT} CONTINUA ; SI $q = 3$ $\therefore$ $\alpha < 60° \Rightarrow$ CCM

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

- $V_{rms} = \sqrt{3}\, V_{max} \left[\frac{3}{4\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \sqrt{3} \cos^2\alpha \right) \right]^{1/2}$ → igual al anterior

- $\alpha > \pi - \frac{2\pi}{q}$ / V_{OUT} DISCONTINUA ; SI $q = 3$ $\therefore$ $\alpha > 60° \Rightarrow$ DCM

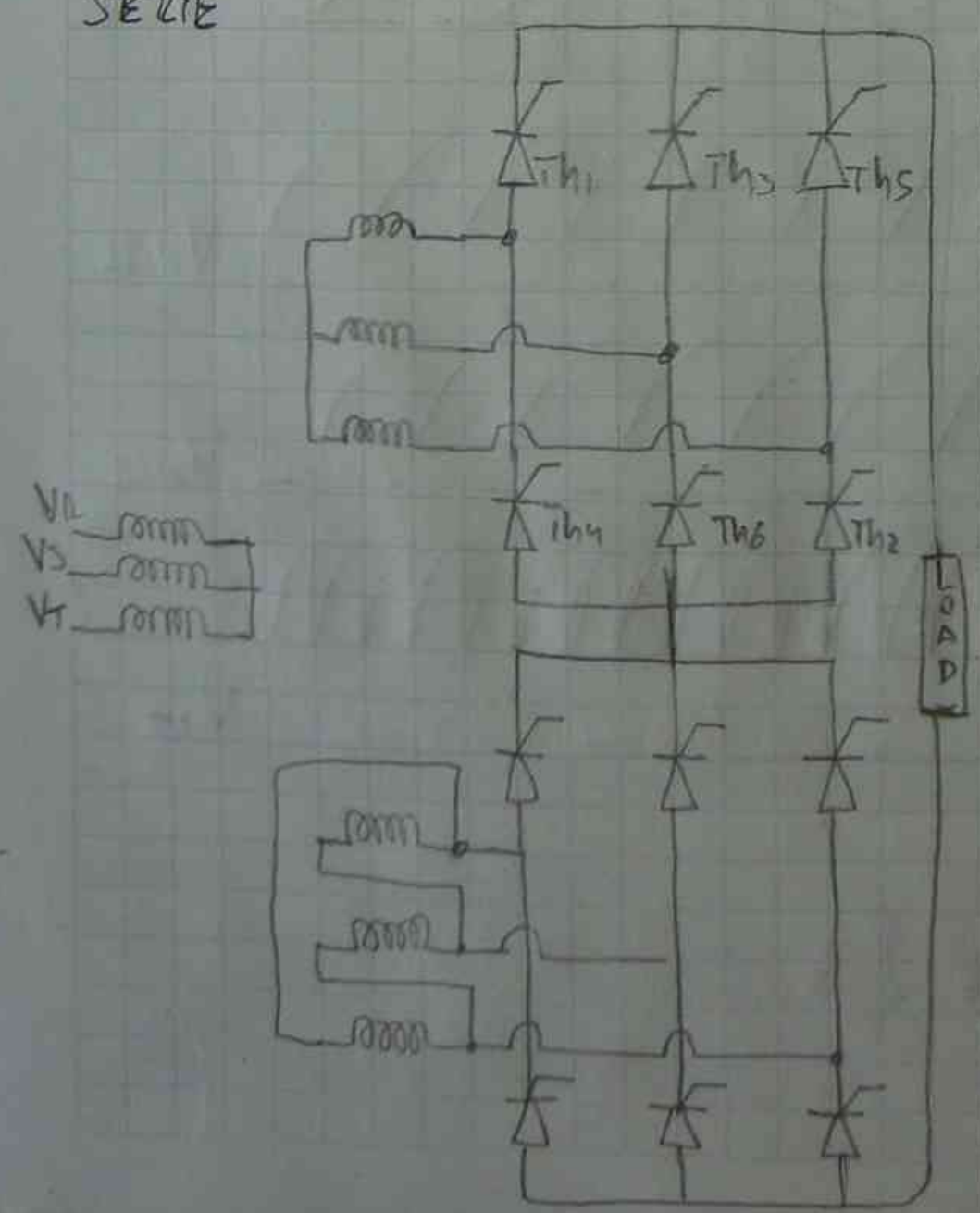
- $V_{AV} = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} V_{max} (1 + \cos\alpha)$; $V_{n_AV} = \frac{1 + \cos\alpha}{2}$

- $V_{rms} = \sqrt{3}\, V_{max} \left[\frac{3}{4\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{1}{2} \operatorname{sen} 2\alpha \right) \right]^{1/2}$

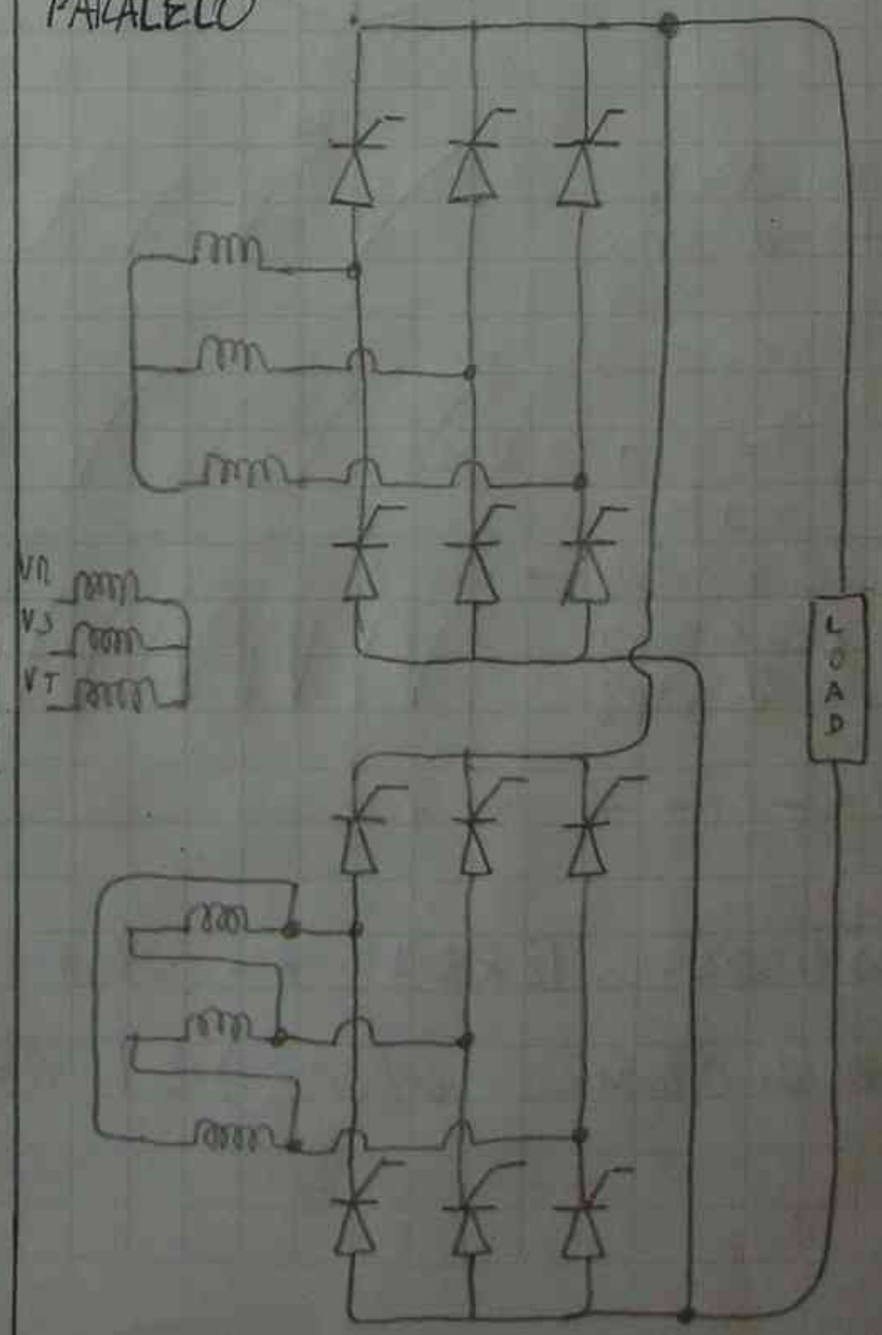
Hay discontinuidad en V_{OUT}, los intervalos de conducción de los semiconductores en la misma rama, se solapan.

7) Rectificador de 12 pulsos:

SERIE



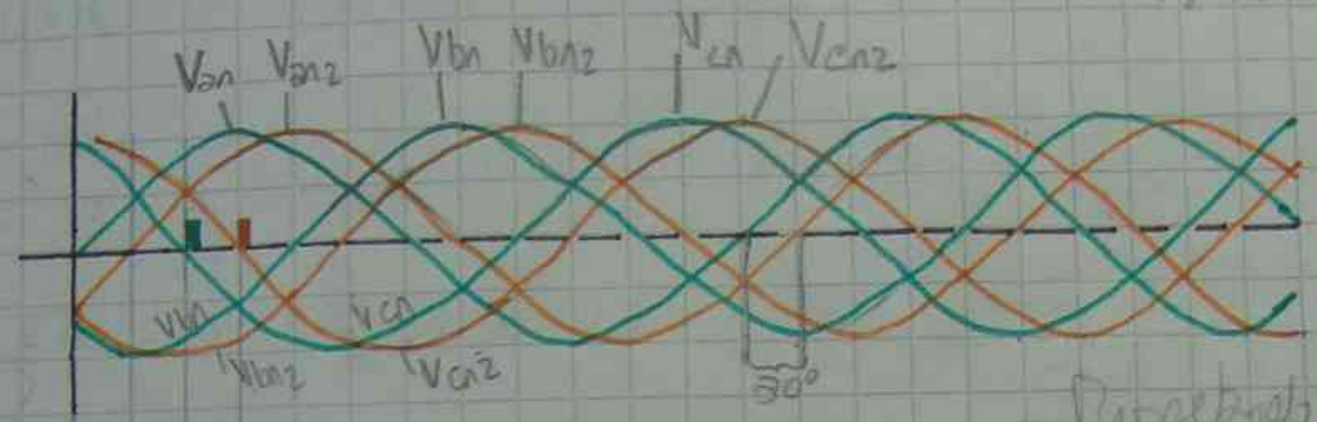
PARALELO



- Se combinan dos puentes trifásicos de onda completa en serie o en paralelo.
- Mediante transformador con un secundario en triángulo y el otro en estrella, se logra un desplazamiento de fase entre ambos bobinados de 30°.
- Es el mismo α p/ cada convertidor ∴ los ángulos de disparo de un convertidor respecto al otro estarán desfasados 30°.

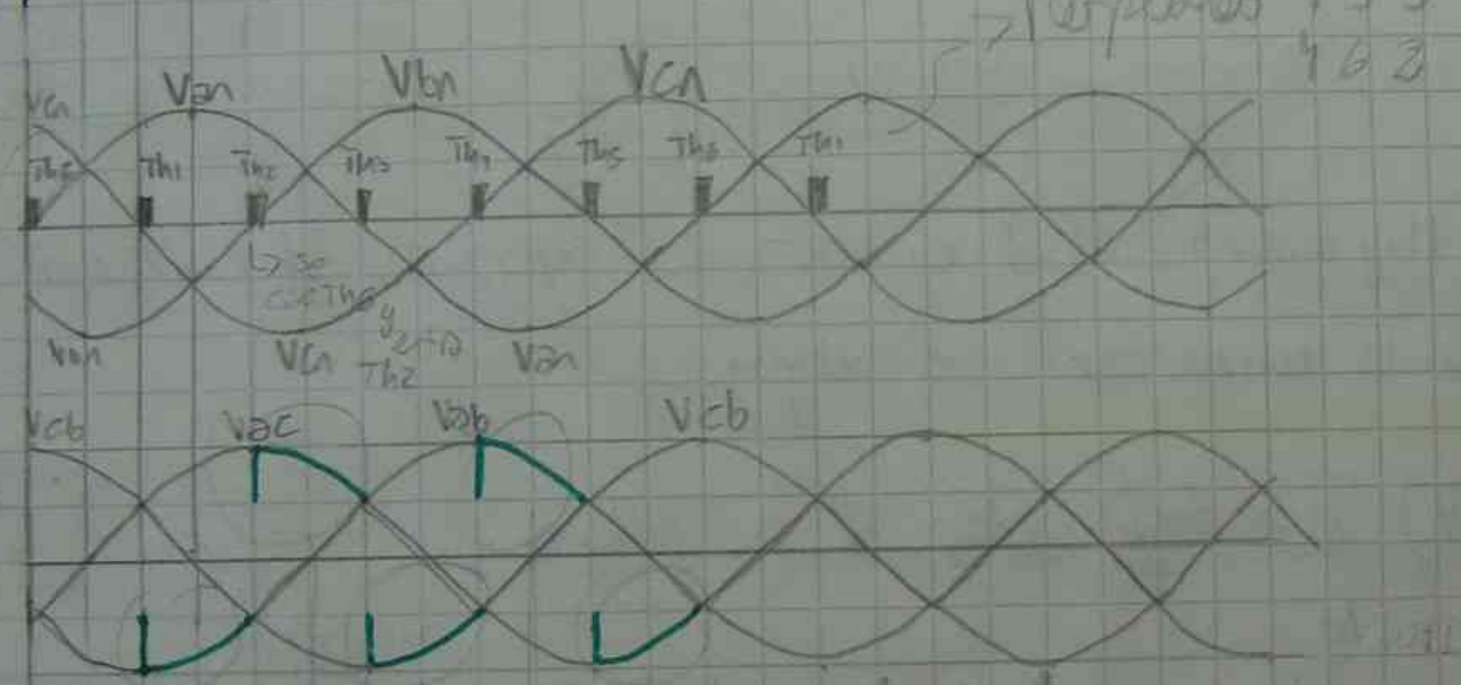
P/ α = 30°

Usado p/ reducir la componente ondulatoria de la salida



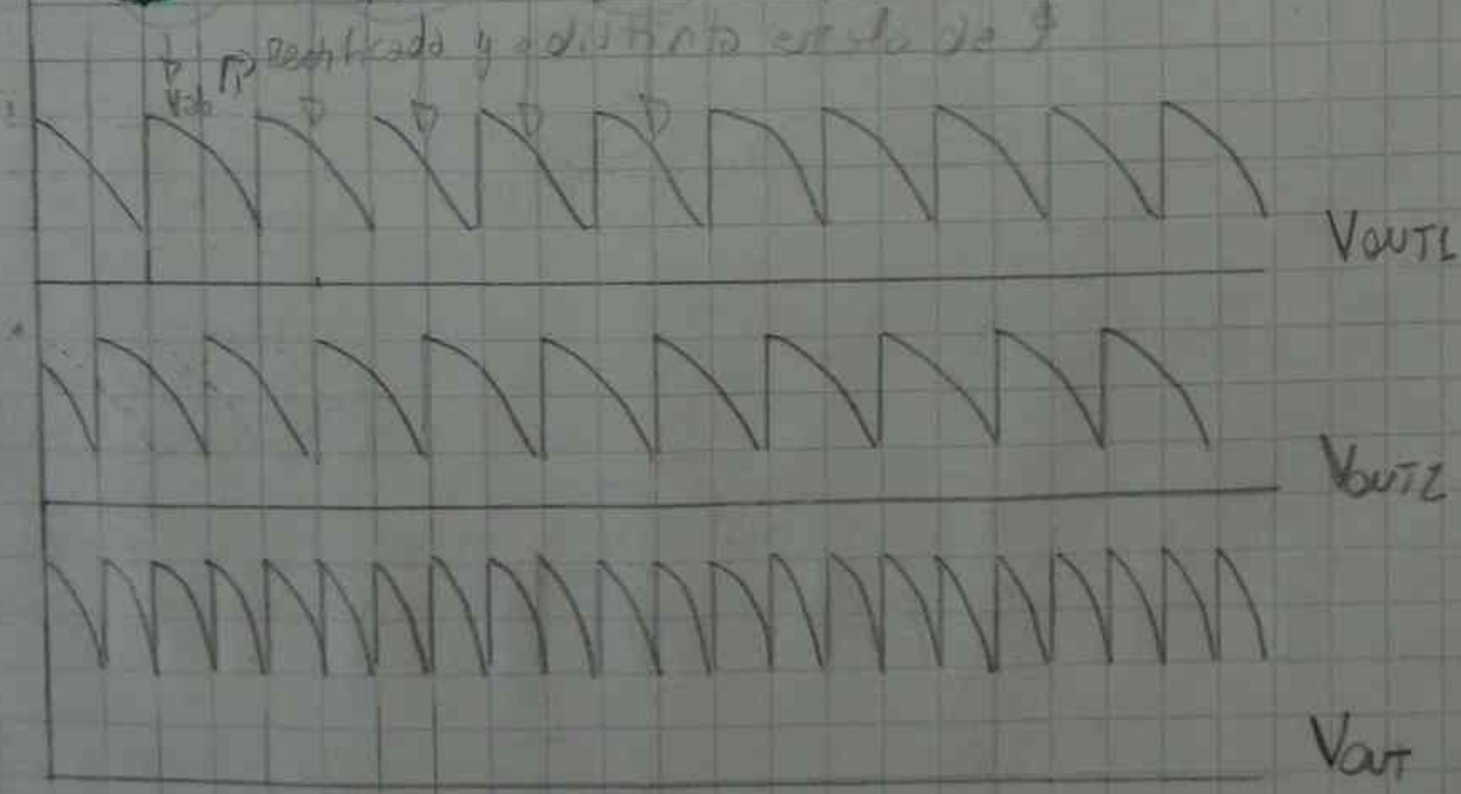
Rectificado 1 3 5 4 6 2

Arranca con Th6 p/ y Th1 → a la salida VAB.
Luego, Th1 con Th2 ⇒ Vca



Rectificado y adicionado en el de 3

Vout2 idem a Vout1 pero atrasada 30°.



La salida será la suma de las salidas de los dos puentes por estar conectados en serie.

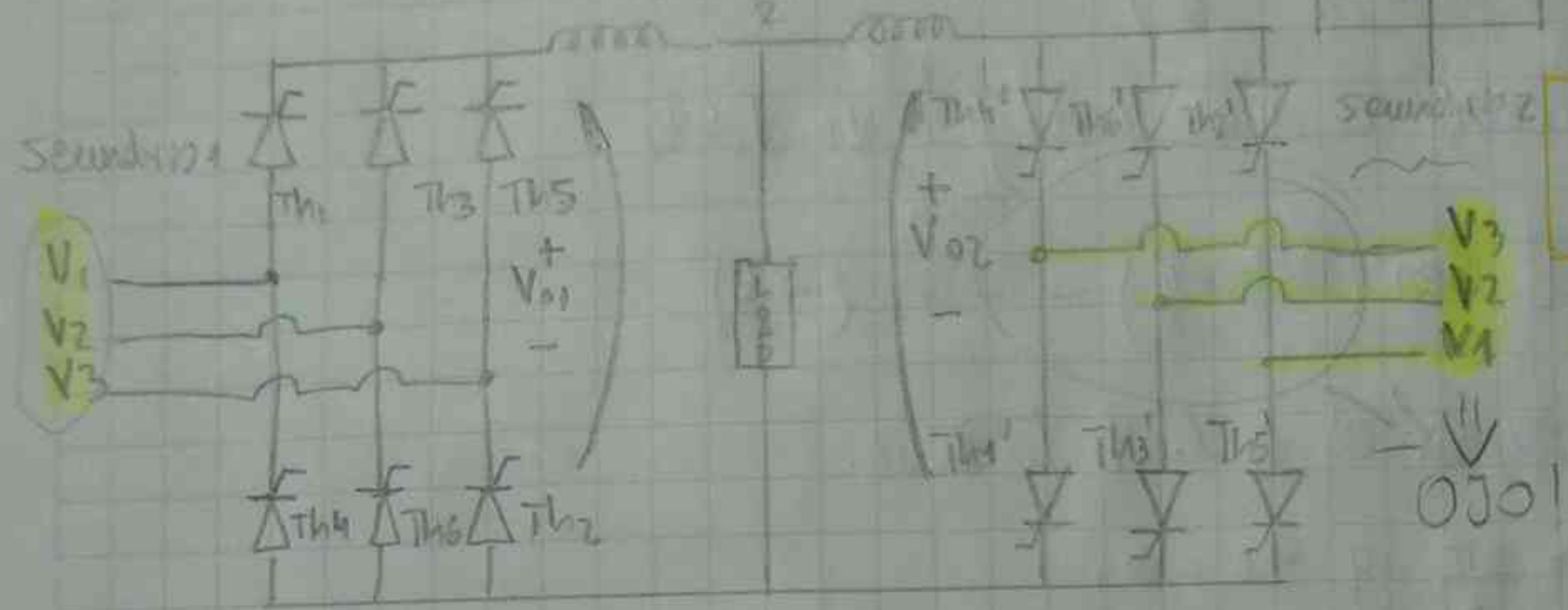
Armónicos → $12k \pm 1$; $k = 1, 2, 3$

Se anulan armónicos $6(2n-1) \pm 1$; $n = 1, 2, 3$.

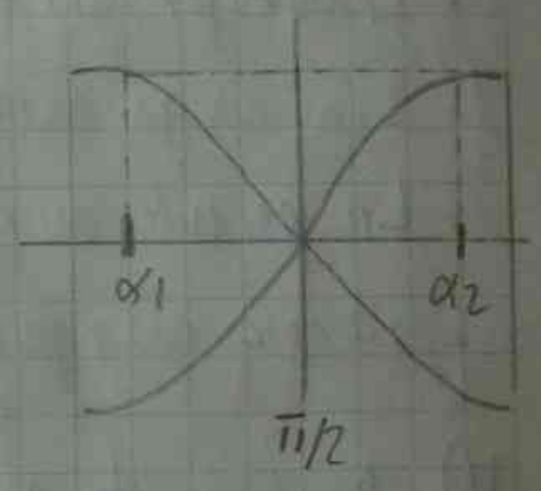
G) RECTIFICADOR TRIFASICO DUAL:

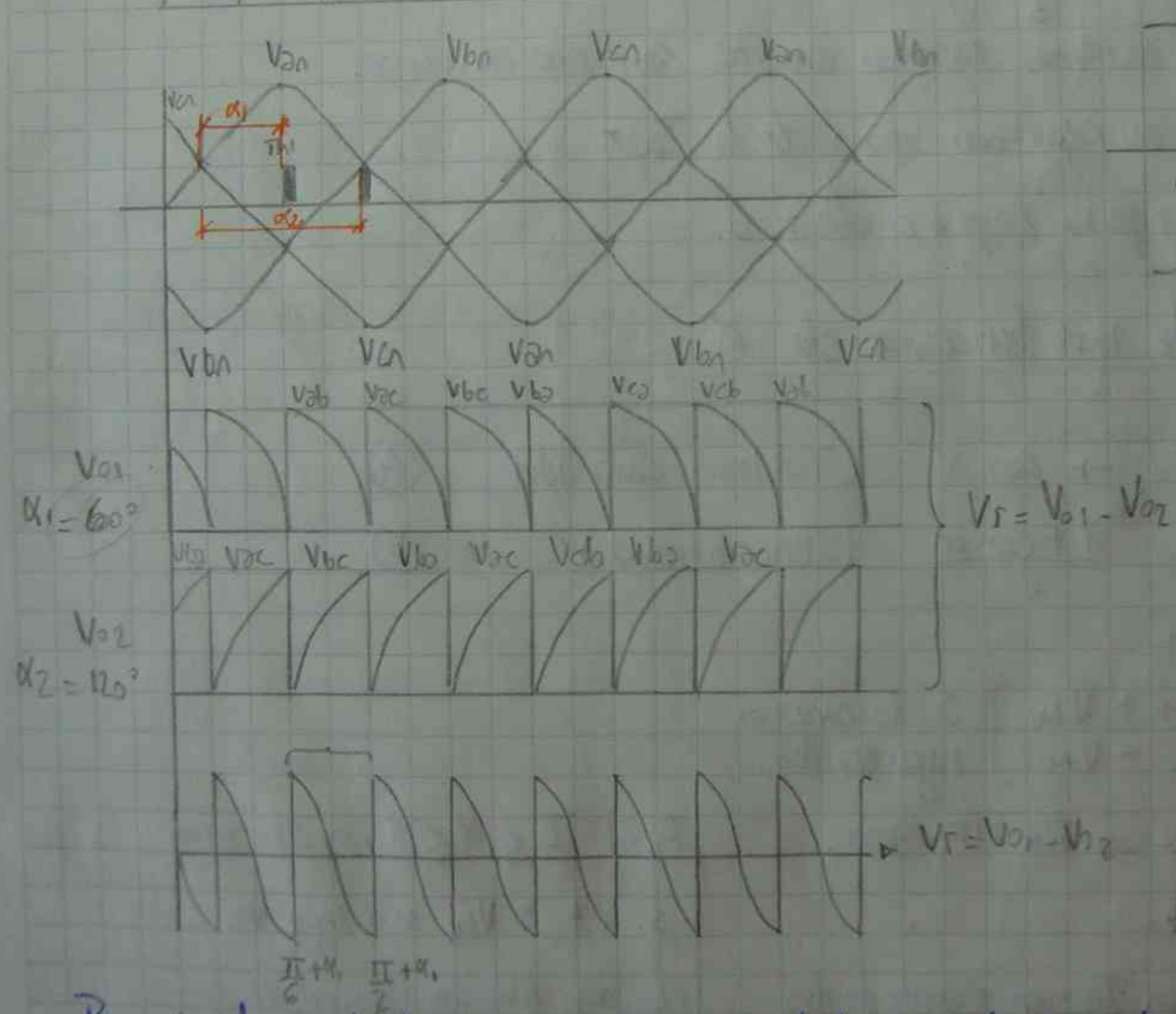
Opera en 4 cuadrantes.

- Hasta 2000KW

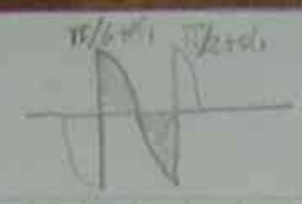


- Convertidor 1: α_1
- Convertidor 2: $\alpha_2 = \pi - \alpha_1$
- Opera en 4 cuadrantes si la carga es regenerativa





- Por asimetría de los convertidores y tolerancia de los retardos → L_{r1} y L_{r2}
- $V_{an} = V_{max} \cdot sen(\omega t)$
- $V_{bn} = V_{max} \cdot sen(\omega t - 2\pi/3)$
- $V_{cn} = V_{max} \cdot sen(\omega t + 2\pi/3)$
- $V_{ab} = \sqrt{3}\, V_{max}\, sen(\omega t + \pi/6)$
- $V_{bc} = \sqrt{3}\, V_{max}\, sen(\omega t - \pi/2)$
- $V_{ca} = \sqrt{3}\, V_{max}\, sen(\omega t - 5\pi/6)$



- Durante el intervalo $\frac{\pi}{6}+\alpha_1 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2}\alpha_1$

$V_r = V_{o1} - V_{o2} = V_{ab} - V_{bc} = \sqrt{3}\, V_{max}\left[\operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) - \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\right]$

$V_r = \sqrt{3}\, V_{máx} \cdot 2 \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \cdot \operatorname{sen}(\pi$

- $V_r = 3\, V_{máx} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$

- Corriente circulante: $i_r(t) = 1/\omega L_r \int_{\pi/6+\alpha_1}^{\omega t} V_r \, d(\omega t)$

$i_r(t) = \frac{3V_{máx}}{\omega L_r} \cdot \left[\operatorname{Sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \operatorname{sen}(\alpha_1)\right]$

- $i_r(t)$, no debe superar el 10% de la I_{out}.
- $I_{r\,max}$ p/ $\omega t = \frac{2\pi}{3}$ y $\alpha_1 = 0$.
- Sin carga externa, también existe corriente circulante.
- L_r permite una regulación suave de la I_{OUT}
- Permite una rápida respuesta dinámica.

H) Análisis de las funciones de α:

para $0 \leq \alpha \leq \pi$ → $\cos\alpha$ (Totalmente controlado) Ⓐ

→ $\frac{1+\cos\alpha}{2}$ (SEMIcontrolado). Ⓑ

p/ α (0-π).

Ⓐ Si $\alpha = 0 \rightarrow +V_{AV}$
$\alpha = \pi \rightarrow -V_{AV}$ } Si la carga es regenerativa.

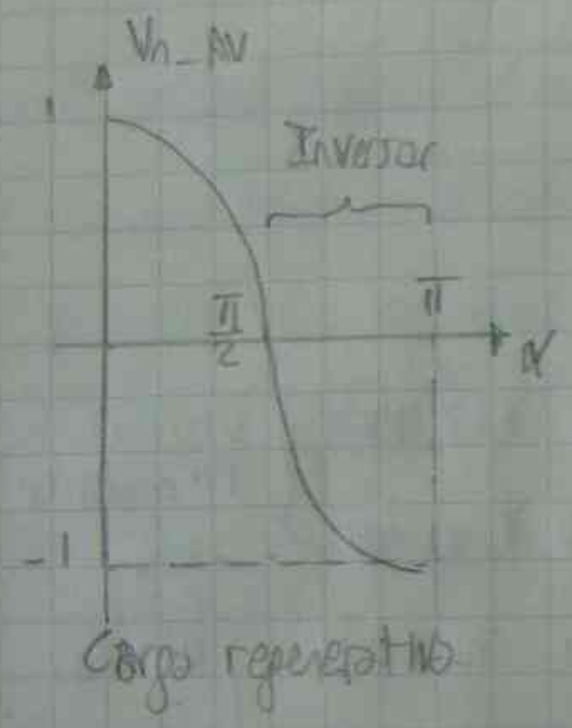
A.1) $0 \leq \alpha \leq \pi/2 \Rightarrow$ RECTIFICADOR.

- Si $\alpha\uparrow \rightarrow V_{AV}\downarrow$
- Si $\alpha < \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} \rightarrow$ Tensión siempre positiva
- Si $\alpha > \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{q} \rightarrow$ Tensión intervalos negativo

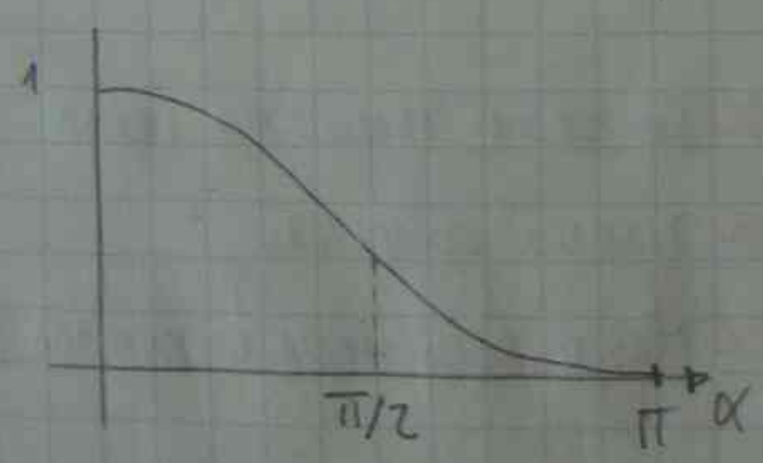
A.2) $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \pi \Rightarrow$ INVERSOR

- Si $\alpha\uparrow \rightarrow V_{AV}$ mas negativo.
- La carga debe ser regenerativa.
- La red sigue suministrando pot.
- No obstanto, la red impone frec, tomando de onda de

- Variación de V_{n_AV} en función de α y distintos tipos de cargas:



(B) Si $\alpha = 0 \rightarrow +V_{AV}$
$\alpha = \pi \rightarrow 0$ } 1 solo cuadrante ∴ solo rectificador.

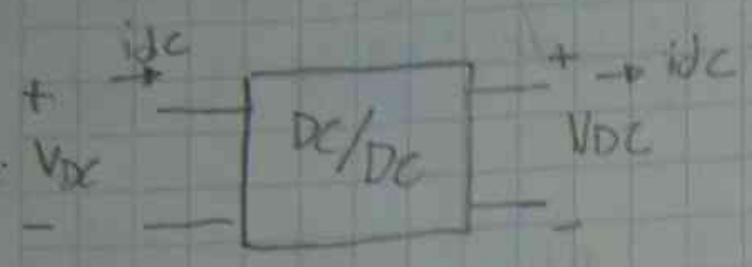


I) Precauciones a tener en cuenta en inversor con carga regenerativa:

(1) Falla en el bloqueo: Tendería a funcionar como rectificador -> corto circuito.

(2) Falla en el encendido: se pierde control, falla en el cebado del tiristor siguiente produce una falla en el bloqueo del tiristor anterior.

UNIDAD 5ª: FUENTES CONMUTADAS.



- Son sistemas electrónicos que convierten un nivel de energía en otro nivel de energía regulado a través de la conmutación.

FUENTES CONMUTADAS

- **NO AISLADAS**
  - A1 - REDUCTORES (BUCK)
  - A2 - ELEVADORES (BOOST)
  - A3 - ELEV / REDUCTORES (BUCK/BOOST)
  - A4 - CUK
  - A5 - SEPIC
  - A6 - ZETA
- **AISLADAS**
  - B.1 - EXITACIÓN DE NUCLEO UNIDIRECCIONAL
    - B1.1. FLY BACK
    - B1.2 FORWARD
    - } Utilizan 1er cuadrante
  - ~~B2~~
  - B.2 - EXITACIÓN DE NUCLEO BIDIRECCIONAL
    - B2.1 PUSH PULL
    - B.2.2 HALF BRIDGE
    - B.2.3 FULL BRIDGE
    - } Utilizan 1° y 3er cuadrante

CARACTERISTICAS:

- ✓ EFICIENCIA HASTA 90%
- ✓ USO MAS EFICIENTE DEL TRANSISTOR
- ✓ PUEDE SER ELEVADOR, REDUCTOR, INVERSOR
- ✓ NO USA TRAFO DE LINEA.

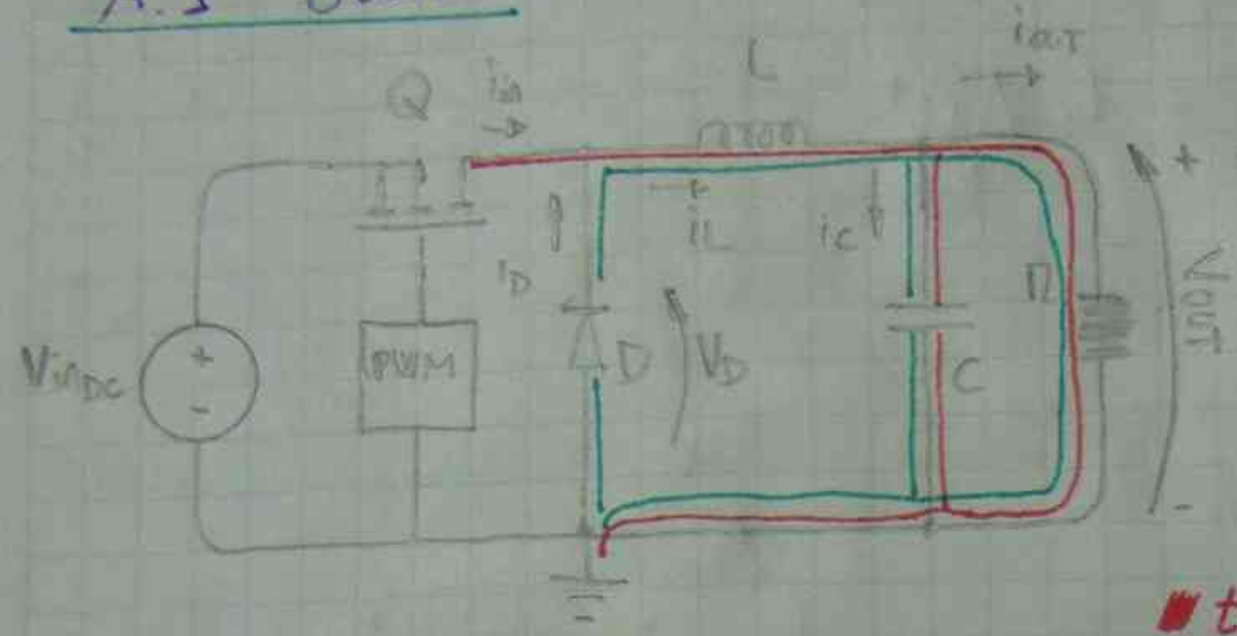
- ✗ RESPUESTA TRANSITORIA LENTA
- ✗ DISEÑO COMPLICADO
- ✗ MAYOR RUIDO HACIA LA ENTRADA Y SALIDA

A1. Buck.

① circuito, ② Ondas, ③ ton, toff, ④ Π(D), ⑤ calculo de L

⑥ calculo de C, ⑦ Eficiencia

A.1 BUCK:

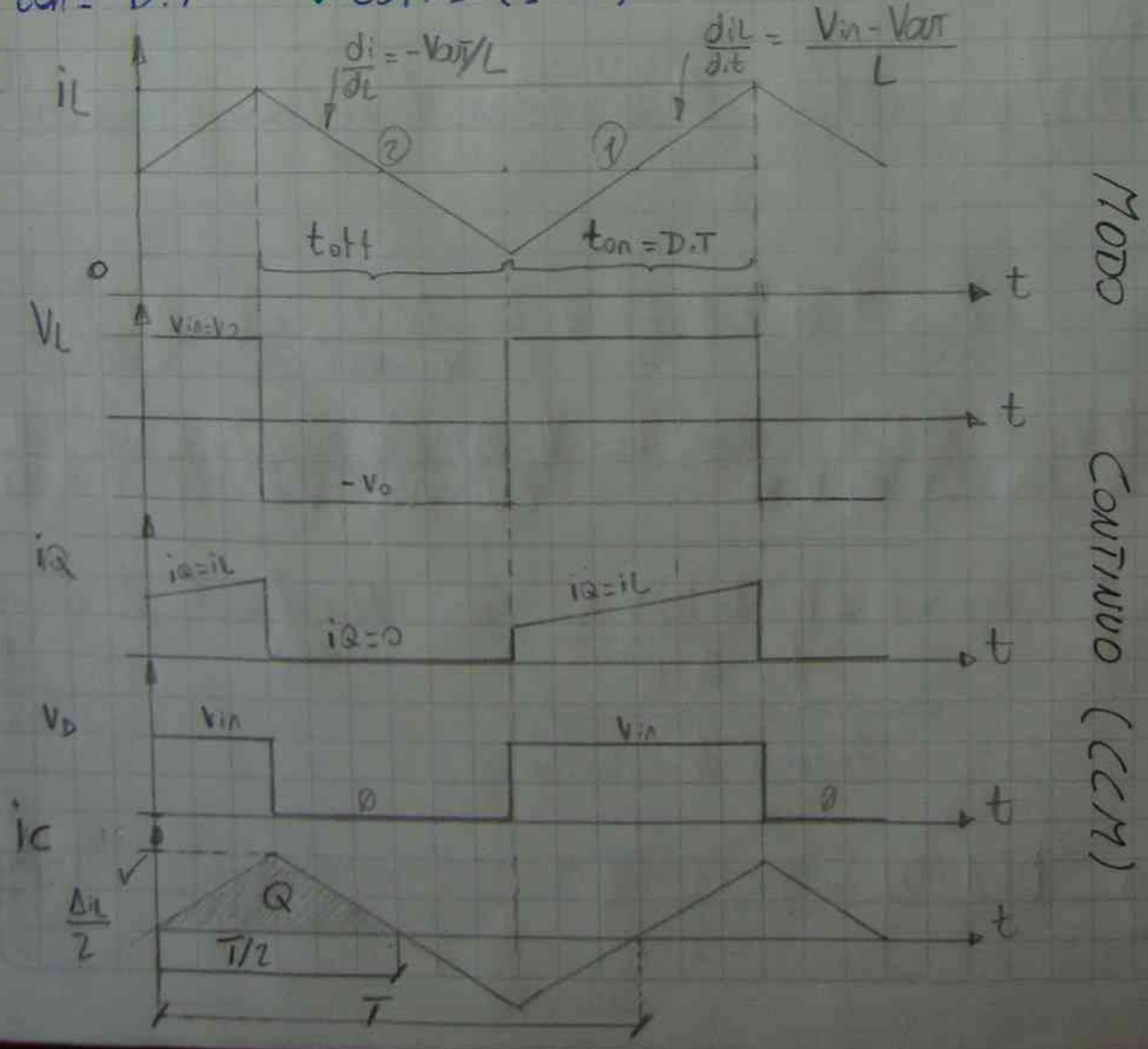


- L: Redistribuye la energía desde la fuente a la carga
- D: Evita la discontinuidad de corriente
- C: Evita ripple de tensión de carga
- Q: "Llave" de conmutación.

- Consideraciones previas al análisis:
  - ! La corriente en el inductor L es SIEMPRE positiva
  - ! El valor del capacitor de filtro es tan grande que en el ciclo de conmutación, el cambio (ripple) de V_{out} es muy pequeño.

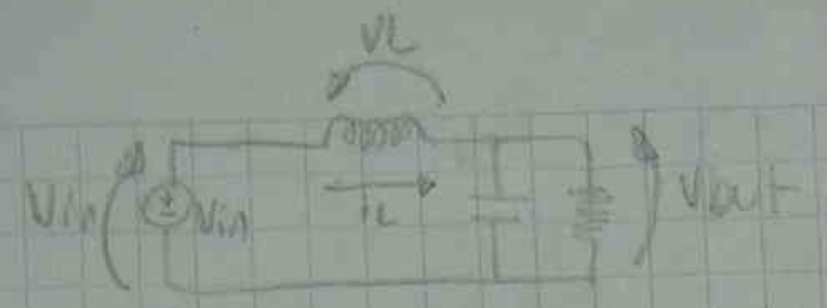
- $D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T}$; D: porcentaje del tiempo en el cual el conmutador es tá cerrado dentro de un período de tiempo T.

- $t_{on} = D.T$
- $t_{off} = (1 - D)\,T$



MODO CONTINUO (CCM)

Modo 1 = ton:



$V_L = L\frac{di}{dt}$; $V_L = V_{in} - V_{out}$, $di = I_2 - I_1$, $dt = t_{on}$

$$V_{in} - V_{out} = L \cdot \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = L\frac{\Delta I_L^+}{t_{on}}$$

- $t_{on} = L\frac{\Delta I_L^+}{V_{in} - V_{out}}$

Modo 2 = toff:

$V_{in} = \emptyset$; $-V_{out} = L\frac{I_1 - I_2}{t_{off}}$

- $t_{off} = L\frac{\Delta i_L^-}{V_{out}}$

- En Régimen permanente: $\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- = \Delta I_L$

$$\Delta i_L = \underbrace{\frac{(V_{in} - V_{out})\,t_{on}}{L}}_{\text{de 1}} = \underbrace{\frac{V_{out}\,t_{off}}{L}}_{\text{de 2}} \quad \therefore V_{out} = V_{in}\overbrace{\frac{t_{on}}{t_{on}+t_{off}}}^{D}$$

$(D) + (1-D) \rightarrow 1$

- $V_{out} = V_{in} \cdot D$
- $D = \frac{V_{out}}{V_{in}} = M(D)$ / -> Relación de conversión de régimen estacionario.

- Cálculo de L:

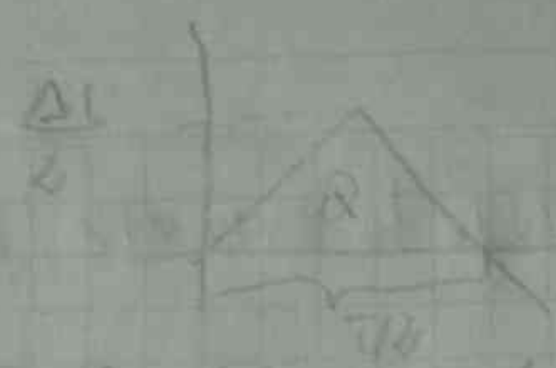
De la expresión . $T = t_{on} + t_{off} = L\frac{\Delta I_L}{V_{in} - V_{out}} + L\frac{\Delta i_L}{V_{out}}$

$$T = L\,\Delta I_L \cdot \frac{V_{out} + (V_{in} - V_{out})}{(V_{in} - V_{out})\,V_{out}} = \frac{L\,\Delta I_L\,V_{in}}{(V_{in} - V_{out})\,V_{out}} = \frac{L\,\Delta I_L}{(V_{in} - V_{out})}\frac{1}{D} = T$$

$$T = \frac{L\,\Delta I_L}{\underbrace{(1-D)V_{in}}_{(V_{in} - \underbrace{DV_{in}}_{V_{out}})}}\frac{1}{D} \Rightarrow \cdot\ L = \frac{D(1-D)V_{in}}{\underbrace{f_s}_{\text{frecuencia de conmutación.}}\,\Delta i_L} \Rightarrow$$ No depende de la carga.

$V_{out} = D V_{in} \Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = D$

- $\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L f_s} D(1-D) = \frac{V_{out}(1-D)}{L f_s}$



Calculo de C

$$\Delta Q = \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \cdot \frac{1}{2} = Q$$ (área sombreada de la fig inicial).

$$\Delta Q = \frac{\Delta i_L}{8 f_s} \; ; \qquad C = \frac{\Delta Q}{\Delta V_C} = \frac{\Delta Q}{\Delta V_{OUT}} = \frac{\Delta i_L}{8 f_s \Delta V_{OUT}} \; ;$$

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

$$C = \frac{V_{OUT}(1-D)}{f_s L} \cdot \frac{1}{8 f_s \Delta V_{OUT}} = \frac{(1-D)}{8 f_s^2 L \left(\frac{\Delta V_{OUT}}{V_{OUT}}\right)} = C$$

- $i_L = i_C + i_{out}$ $\begin{cases} I_{L\,med} = I_{OUT} \\ \Delta i_L = \Delta i_C \end{cases}$

Eficiencia:

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{in}} = \frac{P_{OUT}}{P_{OUT} + P_D + P_{SAT} + P_Q + P_{SW} + P_L}$$

P_Q: Corriente stand by y drive

P_{SW}: Pérdidas dinámicas y de conmutación.

L y C forman un filtro pasabajos. La elección de los respectivos valores determina la frecuencia de corte del filtro pasabajo y determina además la cantidad de ripple y sobrepicos de este en la salida.

- $M(D) = D$
- $L = \frac{D(1-D)V_i}{f_s \Delta i_L}$
- $C = \frac{(1-D)}{8 f_s^2 L \left(\frac{\Delta V_o}{V_{out}}\right)}$

- $t_{on} = L \frac{\Delta i_L^+}{(V_i - V_o)}$
- $t_{off} = L \frac{\Delta i_L^-}{V_o}$
- $\Delta i_L = \frac{V_{in} D (1-D)}{f_s L}$

->

Modo Discontinuo:

Si aumenta la carga, disminuye la corriente, pero Δi_L NO SE MODIFICA.

Se da que:

$$\left.\begin{array}{l} I_L > \frac{\Delta i_L}{2} \rightarrow CCM \\ I_L < \frac{\Delta i_L}{2} \rightarrow DCM \end{array}\right\}$$ Valor crítico. Si $I_L < \frac{\Delta i_L}{2}$ pasamos a CCM.

$$\left.\begin{array}{l} \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{OUT}(1-D)T}{2L} \\ I_L = \frac{V_{OUT}}{R} \end{array}\right\}$$

$$\underbrace{\frac{V_{OUT}}{R}}_{I_L} > \underbrace{\frac{V_{OUT}(1-D)T}{2L}}_{\Delta L/2} \Rightarrow \frac{2L}{RT} < 1-D \rightarrow DCM$$

$$K < K_{crit} \rightarrow DCM$$

$$\left.\begin{array}{l} \bullet\ \underbrace{\frac{2L}{RT}}_{K} < \underbrace{1-D}_{K_{crit}} \rightarrow DCM \\ \bullet\ K < K_{crit} \rightarrow DCM \end{array}\right\}$$

También: $\left\{\begin{array}{l} \bullet\ R_{crit} = \frac{2L}{(1-D)T} \\ \bullet\ L_{crit} = \frac{R(1-D)T}{2} \end{array}\right.$

$K_{crítico}$

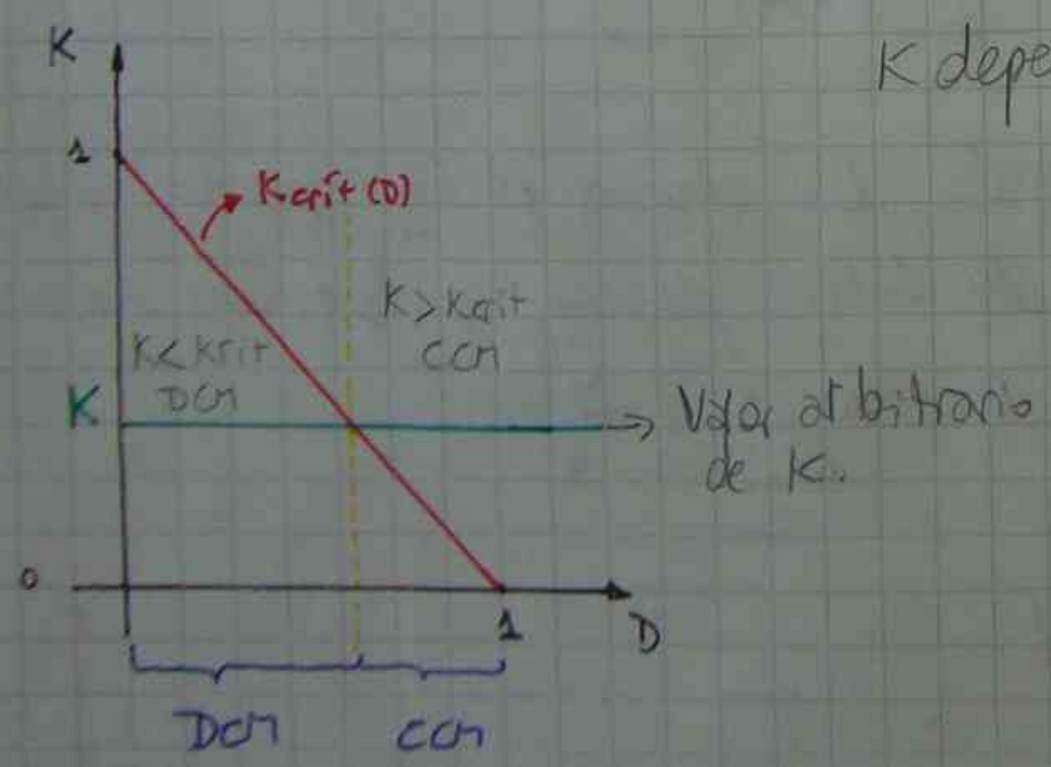
$R_{crítico}$

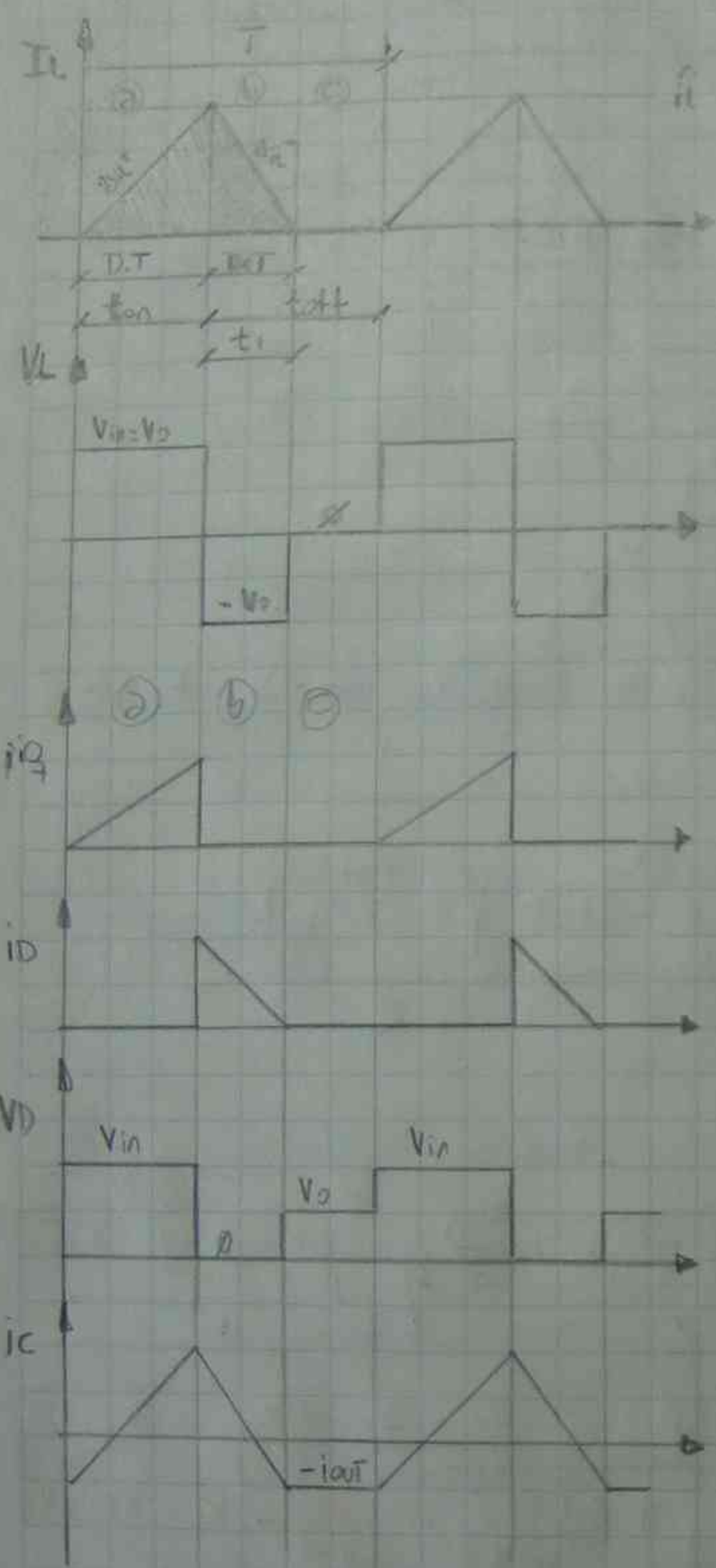
$L_{crítico}$.

(siempre que queramos trabajar en CCM; $K>1$)

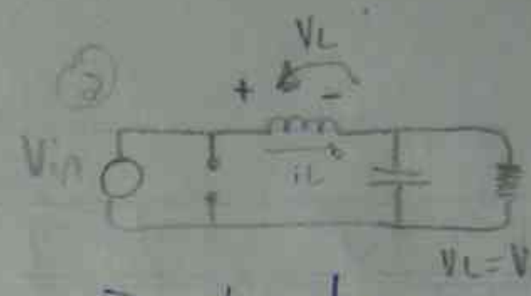
$\bullet\ K = \frac{2L}{RT} = \frac{2 \cdot 4sL}{R}$; $\bullet\ K_{crit} = (1-D)$. $= K_{crit}(D)$

K depende de $\left\{\begin{array}{l} L \\ R \\ T, 4s \end{array}\right.$





a



· ton

$\left.\begin{cases} Q = ON \\ D = \text{Tal inv (OFF)} \\ L = \text{Se carga} \end{cases}\right\} = \text{con}$

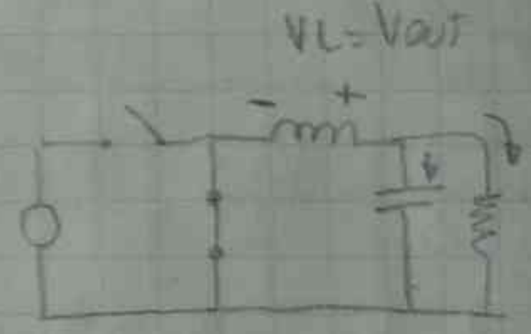
Durante ton: $(0 < t < ton)$

$$\Delta i_L^+ = \frac{V_{in} - V_{OUT}}{L} \cdot DT$$

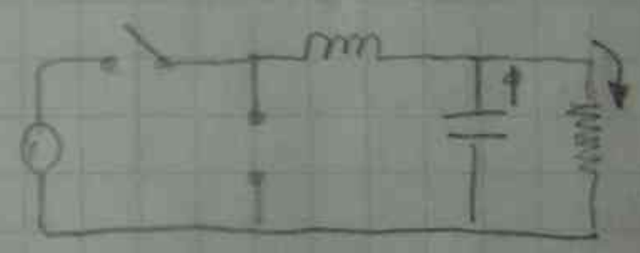
Durante toff: $(ton < t < t_1)$

$$\Delta i_L^- = \frac{V_{OUT}}{L} D_1 T$$

b



c



· Por equilibrio Volt segundos ($\vec{\varepsilon}$ de la bobina)

$$(V_{in} - V_{OUT}) D\cancel{T} = V_{OUT} D_1 \cancel{T} \quad (1)$$

$$V_{in} D = V_{OUT} (D + D_1)$$

$$V_{OUT} = V_{in} \cdot \frac{D}{D + D_1} \quad (3)$$

$V_{in} - V_{OUT} = V_{OUT} \frac{D_1}{D}$

La corriente media en el inductor es la integral ($1/T \times$ ó el area) en la zona a, b y c

$\bar{i}_L = \bar{i}_Q = V_{OUT}/R$

$$|i_L| = \left(\frac{DT \cdot \hat{i}_L}{2} + \frac{D_1 T \hat{i}_L}{2}\right) \frac{1}{T} = \frac{\hat{i}_L}{2} (D + D_1) = i_L = \frac{V_{OUT}}{R} \quad (2)$$

En DCM, la corriente inicial es cero $\Rightarrow \hat{i}_L$ depende de la pendiente de I_L y del valor de D.T

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - V_{OUT}}{L} \; ; \; \hat{i}_L = \frac{di_L}{dt} \cdot DT$$

$$\hat{i}_L = \frac{V_{in} - V_{OUT}}{L} \cdot DT \Rightarrow \text{de } (1) \quad \hat{i}_L = V_{OUT} \frac{D_1}{\cancel{D}} \cdot \cancel{D}T \cdot \frac{1}{L}$$

$$\hat{i}_L = \frac{V_{OUT}}{L} D_1 T \quad (3)$$

Relación de conversión del buck en régimen DCM: (V_{OUT}/V_{in})

De (2) y de (3)

$$\frac{V_{OUT}}{R} = \frac{1}{2} \frac{V_{OUT}}{L} D_1 T \cdot (D + D_1)$$

$$0 = \frac{1}{2} \frac{V_{OUT}}{L} D_1 D T + \frac{1}{2} \frac{V_{OUT}}{L} D_1^2 T - \frac{V_{OUT}}{R}$$

Reordenando:

$$D_1^2 + D D_1 - \frac{2L}{RT} = 0 \quad ; \quad D_1 = \frac{-D \pm \sqrt{D^2 + \frac{8L}{RT}}}{2}$$

De (3)

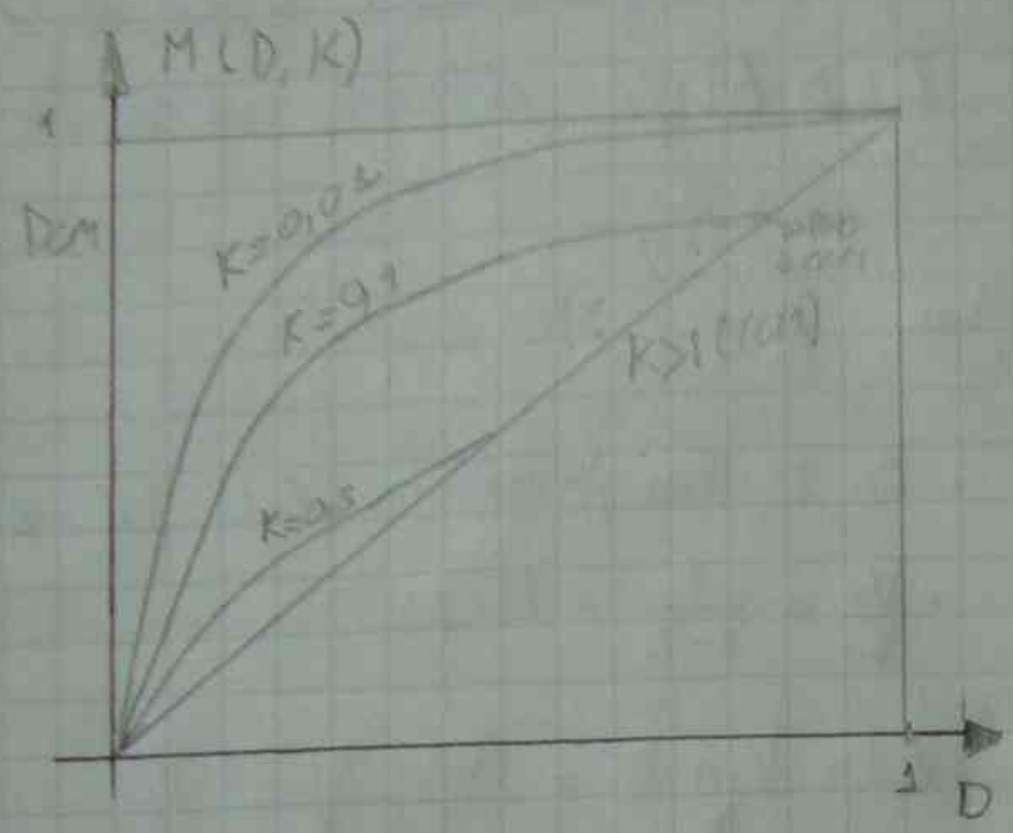
$$\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{D}{D + D_1} = \frac{D}{D + \left(\frac{-D \pm \sqrt{D^2 + 8L/RT}}{2}\right)} = \frac{2D}{3D - D \pm \sqrt{D^2 + 8L/RT}}$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{2D}{D \pm \sqrt{D^2 + \frac{8L}{RT}}} = \frac{2\cancel{D}}{\cancel{D} \pm \cancel{D}\sqrt{1 + \frac{8L}{D^2 RT}}} =$$

$$\frac{8L}{RT} = K \; ; \; \frac{8L}{RT} = 4K$$

- $$\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{2}{1 \pm \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}}$$

P/ D>0



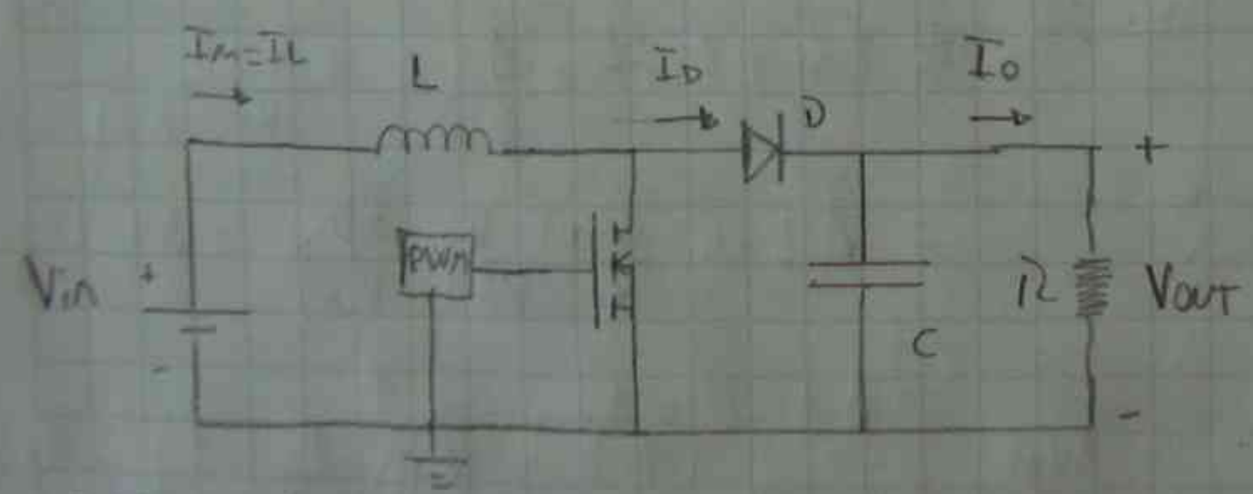
$$M(D,K) \begin{cases} D & p/\ K \geq K_{crit} \\ \dfrac{2}{1+\sqrt{1+\frac{4K}{D^2}}} & p/\ K < K_{crit}. \end{cases}$$

- Cuando es lineal, trabaja en CCM
- A medida que aumentamos D, el K_{crit} va disminuyendo y en el momento en que $K > K_{crit}$, pasan de DCM a CCM.

Selección del dispositivo:

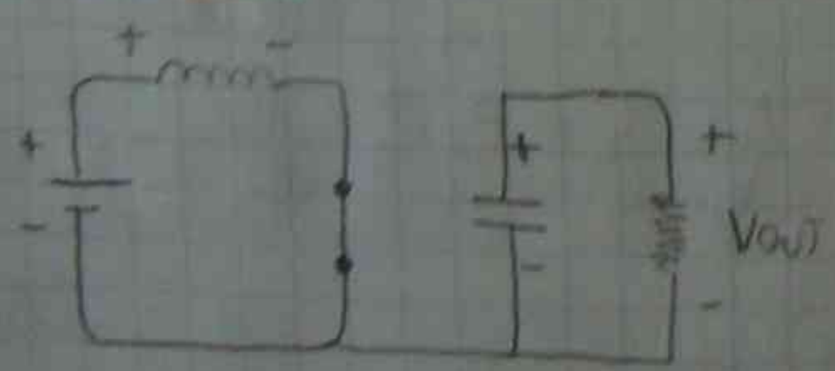
$$Tx \begin{cases} V_{CEV} \text{ ó } V_{DSS} > V_{in-max} \\ I_{Cmax} \text{ ó } I_{Dmáx} > I_{OUT} + \frac{\Delta I_L}{2} \end{cases} \quad \Bigg| \quad Diodo \begin{cases} V_{RRM} > V_{in-max} \\ I_F(\Delta V) \geq I_{OUT}(1-D) \end{cases}$$

A2. BOOST (Elevador)



- CCM:

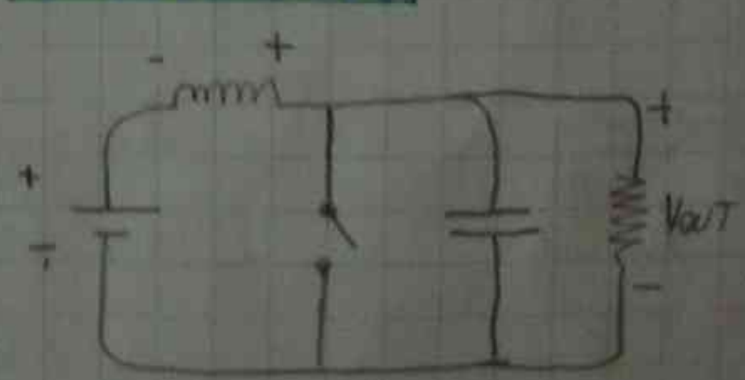
Durante ton:



Q conduce | L se carga
D se abre | C se descarga

- $\Delta i_L^+ = \frac{V_{in}}{L} t_{on}$
- $t_{on} = \frac{\Delta i_L}{V_{in}} L$

Durante toff

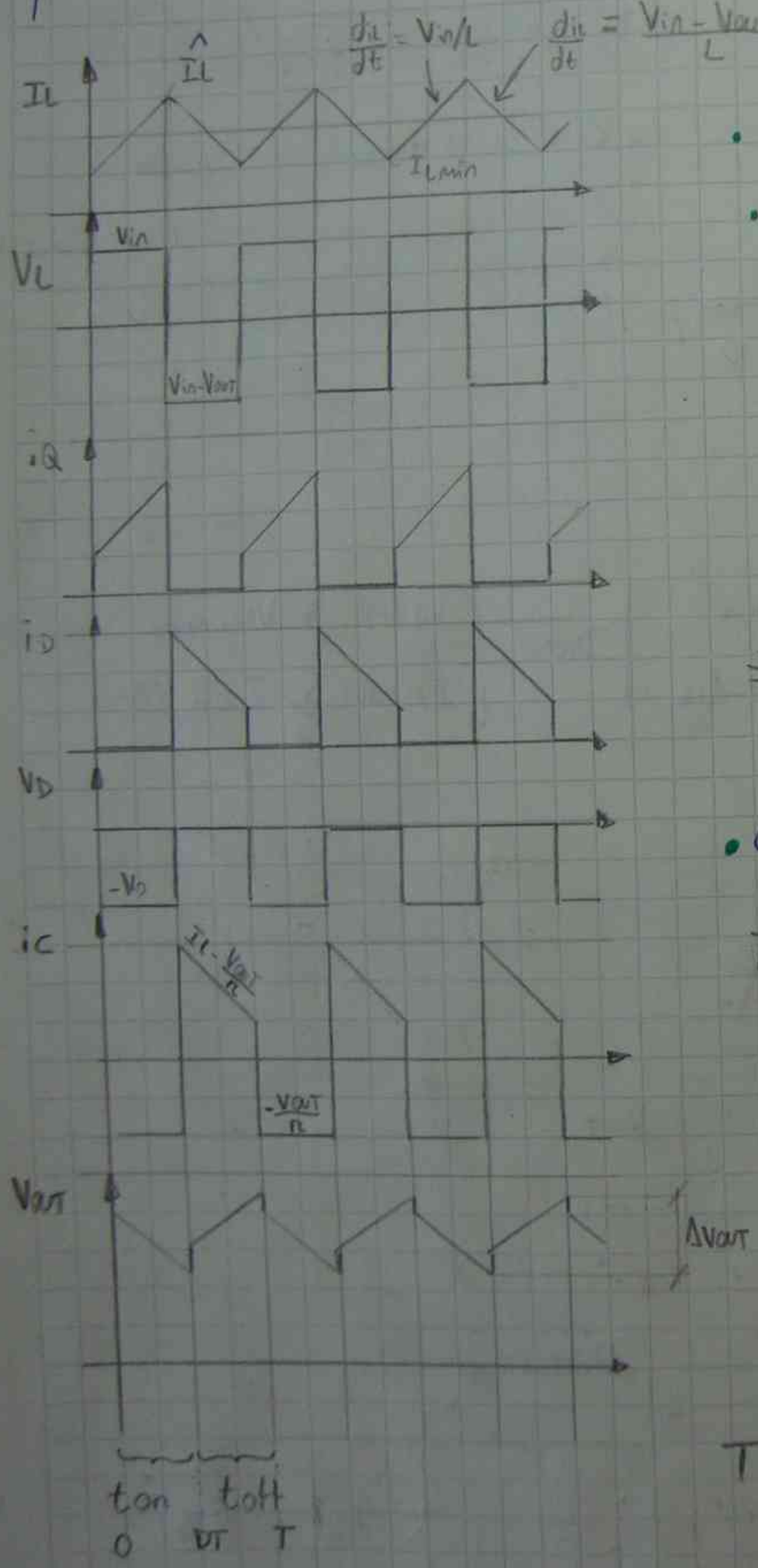


Q se abre
D conduce
L se descarga
C se carga

- $\Delta i_L^- = \frac{V_{out} - V_{in}}{L} t_{off}$
- $t_{off} = \frac{\Delta i_L L}{V_{out} - V_{in}}$

Análisis para CCM:

Suponiendo que la corriente del inductor no llega a cero cuando el transistor se bloquea, se tiene que: $I_L > \Delta I_L/2$, entonces el convertidor opera en modo continuo.



- En regimen permanente: $\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- = \Delta i_L$
- $\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} = M(D)$.

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} \cdot D}{\cancel{L}} = \frac{(V_{out} - V_{in})(1-D)}{\cancel{L}}$$

$$= V_{in} D = V_{out}(1-D) - V_{in}(1-D)$$

$$\cancel{V_{in} D} = V_{out} - V_{out} D - V_{in} + \cancel{V_{in} D}$$

$$V_{in} = V_{out}(1-D)$$

$$\Rightarrow \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} = M(D). \quad (1)$$

- Calculo de L:

$$T = t_{on} + t_{off} = \frac{\Delta i_L}{V_{in}} L + \frac{\Delta i_L \cdot L}{(V_{out} - V_{in})}$$

$$= \Delta i_L \cdot L \, \frac{V_{out} - \cancel{V_{in}} + \cancel{V_{in}}}{V_{in}(V_{out} - V_{in})} = \Delta i_L \cdot L \, \frac{V_{out}}{V_{in}(V_{out} - V_{in})}$$

$$= \Delta i_L \cdot L \, \frac{1}{1-D} \cdot \frac{1}{V_{in}\left(\frac{1}{1-D} - 1\right)}$$

$$= \Delta i_L \cdot L \, \frac{1}{\cancel{1-D}} \, \frac{1}{V_{in}\left(\frac{1-(1-D)}{\cancel{1-D}}\right)}$$

$$T = \frac{\Delta i_L \cdot L}{V_{in} D} \Rightarrow L = \frac{V_{in} D}{\Delta i_L \cdot f_s}$$

7, 71 V
5, 78 V

- Cálculo de C: C suministra energía a la carga cuando Q se sitúa.

$\Delta v_C \cong \Delta V_{OUT}$ SI $ESR = \emptyset$

Durante el primer subintervalo, la pérdida del capacitor es: t_{on}

① $\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C} = -\frac{V_{OUT}}{R}\frac{1}{C} \Rightarrow \cancel{-}\Delta V_{OUT} = \cancel{-}\frac{V_{OUT}}{RC} \cdot \overrightarrow{DT}$

Durante el segundo intervalo:

$\frac{dv_C(t)}{dt} = \frac{i_C(t)}{C} = \frac{1}{C}\left(I_L - \frac{V_{OUT}}{R}\right) \Rightarrow$

de ① $\Rightarrow$ • $C = \frac{V_{OUT}}{\Delta V_{OUT}} \cdot \frac{DT}{R}$

- Eficiencia: $\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}}$ (idem anterior)

Modo Discontinuo (DCM)

Si aumentamos la carga disminuye I_L pero Δi_L se mantiene porque no depende de la carga. Cuando $\frac{\Delta i_L}{2} > I_L$, aparece la discontinuidad.

La carga neta en el capacitor es cero:

$\int_0^T i_C(t)\,dt = 0 = i_C|_{t_{on}} + i_C|_{t_{off}}$ → Durante t_{on}, el cap entrega

$0 = -\frac{V_{OUT}}{R} \cdot DT + (i_L - i_R)(1-D)T$

$0 = -\cancel{\frac{V_{OUT}}{R}D} + i_L - i_L D - \frac{V_{OUT}}{R} + \cancel{\frac{V_{OUT}}{R}D}$

$i_L = \frac{V_{OUT}}{(1-D)R} = \frac{V_{in}}{(1-D)}\frac{1}{(1-D)R} \Rightarrow$ • $\frac{V_{in}}{(1-D)^2 R} = i_L$

Entrega a R

Vol. de bajo el límite entre DCM y CCM

$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{L} \cdot t_{on} \Rightarrow$ • $\underbrace{\frac{\Delta i_L}{2}}_{\text{Vol crítico}} = \frac{V_{in}}{2L} DT$

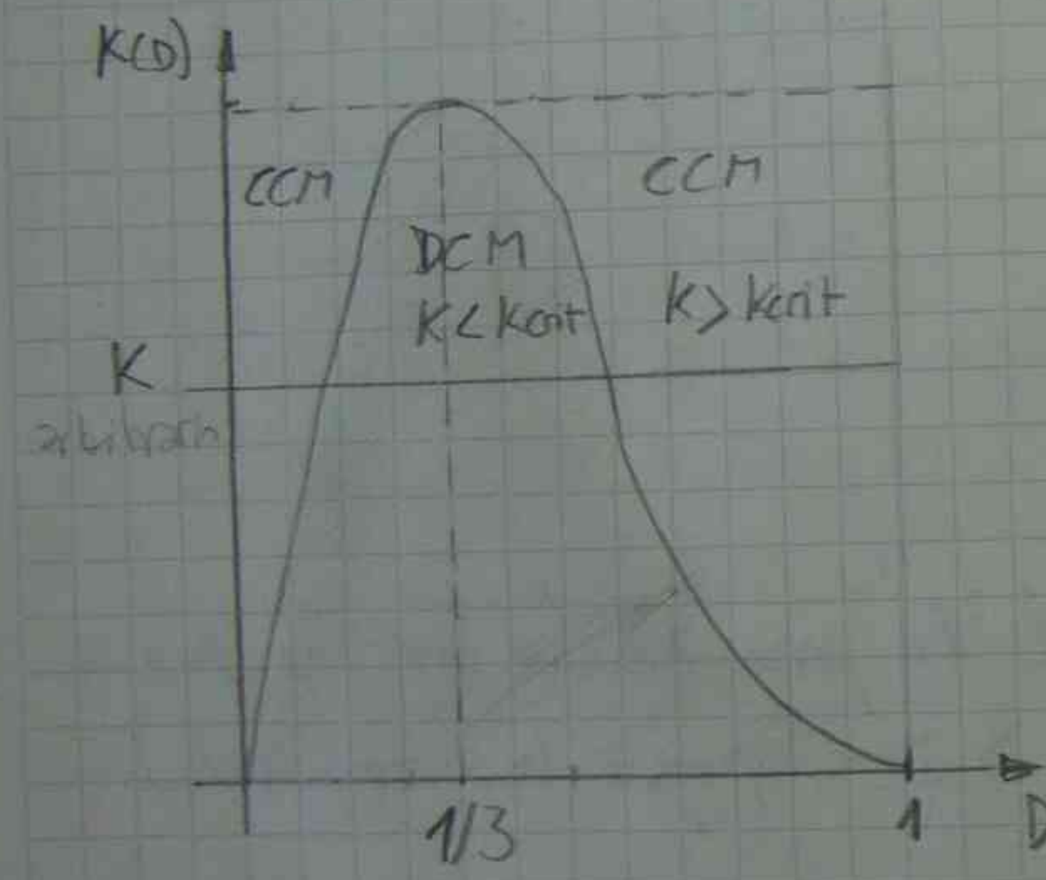
P/ DCM la condición es: $I_L < \frac{\Delta i_L}{2}$

$$\Rightarrow \frac{\cancel{V_{in}}}{(1-D)^2 R} < \frac{\cancel{V_{in}}}{2L} DT$$

$$\therefore \; \frac{2L}{RT} < D(1-D)^2 \Rightarrow \text{se desprende que:} \begin{cases} K = \frac{2L}{RT} \\ K_{crítico} = D(1-D)^2 \end{cases}$$

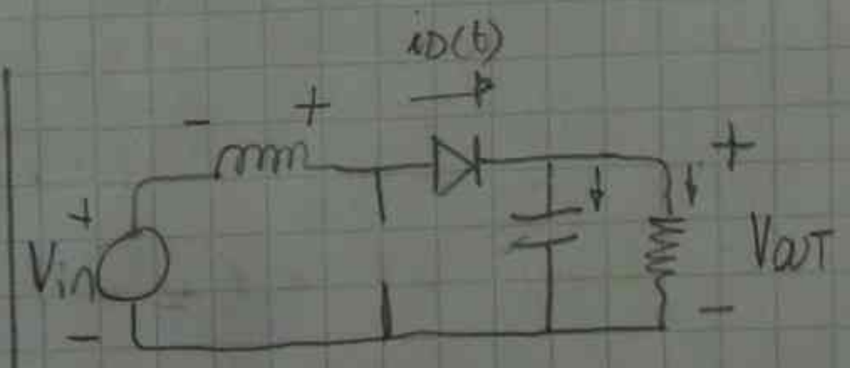
$$\Rightarrow K < K_{crítico} \Rightarrow DCM$$

$$\Rightarrow K > K_{crítico} \Rightarrow CCM$$



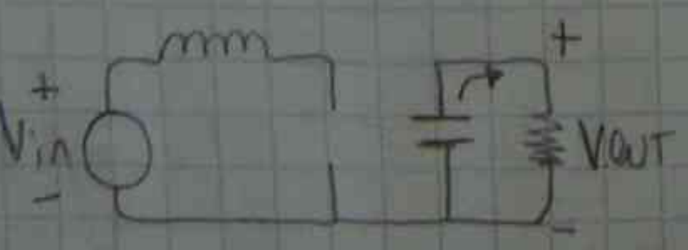
Relación de conversión en DCM:

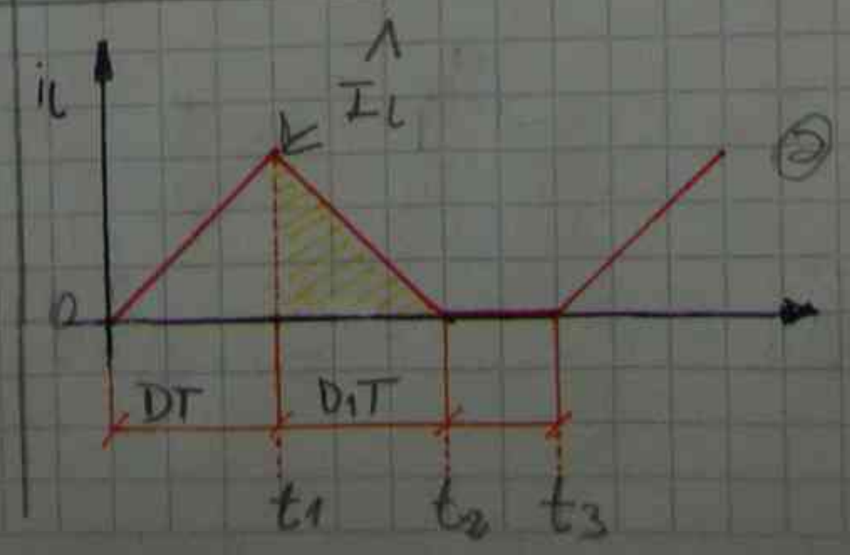
• Durante ton
$0 < t < t_1$



Durante toff
$t_1 < t < t_2$

$t_2 < t < t_3$





Por equilibrio Volt-segundo (Energía en la bobina)

$$V_{in} D \cancel{T} = (V_{OUT} - V_{in}) D_1 \cancel{T}$$

$$V_{in}(D + D_1) = V_{OUT} D_1$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{D + D_1}{D_1} \quad (*)$$

- Calculamos D_1 p/ después calcular V_o/V_i:

Si $i_D(t) = i_C(t) + i_R(t) = i_C(t) + \frac{V_{out}(t)}{R}$, pero $|i_C(t)| = 0$

valor medio de

$$\Rightarrow |i_D| = \left(\frac{D_1 T \cdot \hat{i}_L}{2}\right) \frac{1}{T} \quad \left(\frac{1}{T} \times \text{AREA de } ②\right) \Rightarrow |i_D| = \hat{i}_L \frac{D_1}{2}$$

solo conduce durante DT

$$\Delta i_L = \hat{I}_L - \underbrace{L_{min}}_{\emptyset} = \hat{I}_L \Rightarrow \text{Si} \cdot \Delta i_L = \frac{V_{in}}{L} DT = \hat{I}_L$$

$$\Rightarrow I_D = \hat{I}_L \frac{D_1}{2} = \frac{V_{in}}{L} DT \frac{D_1}{2}, \text{ también } \cdot I_D = \frac{V_{OUT}}{R} \quad \text{xq } |i_C| = 0$$

$$\frac{V_{in}}{L} DT \frac{D_1}{2} = \frac{V_{OUT}}{R} \Rightarrow \cdot D_1 = \overbrace{\frac{2L}{RT}}^{K} \frac{V_{OUT}}{V_{in}} \frac{1}{D}$$

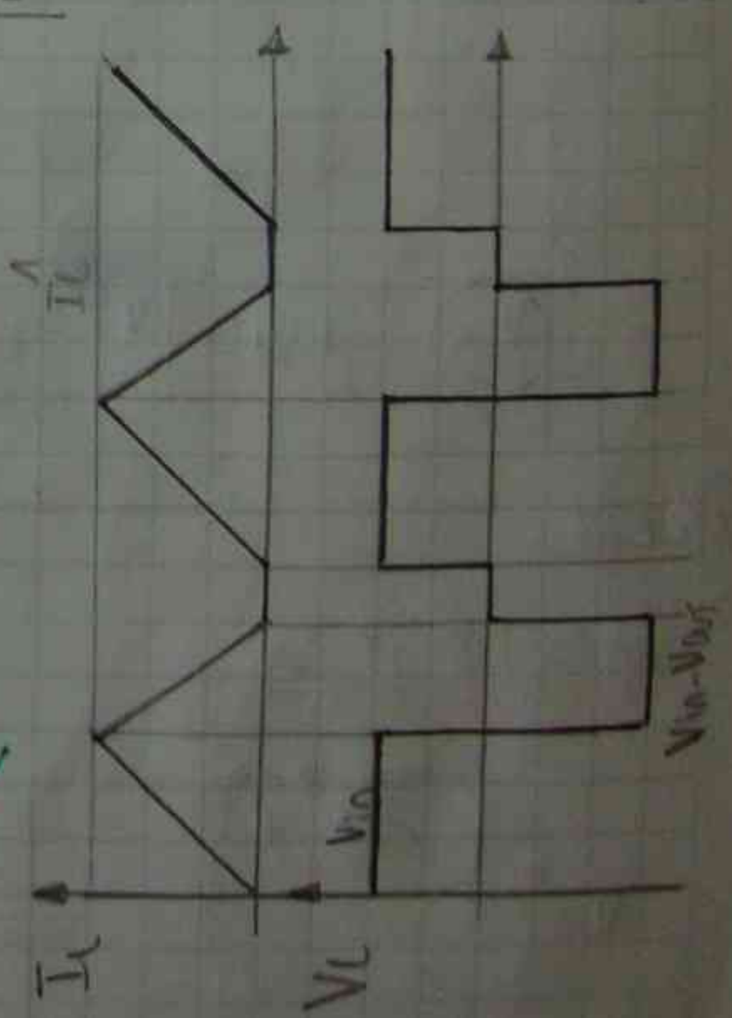
$\hookrightarrow$ de (*) $\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{D + \overbrace{2L/RT}^{K} \, V_{OUT}/V_{in} \cdot 1/D}{K \, 2L/RT \, V_{OUT}/V_{in} \cdot 1/D}$

$$\left(\frac{V_{OUT}}{V_{in}}\right)^2 \overbrace{\frac{2L}{RT}}^{K} \cdot \frac{1}{D} = D + \underbrace{\frac{2L}{RT}}_{K} \frac{V_{OUT}}{V_{in}} \cdot \frac{1}{D}$$

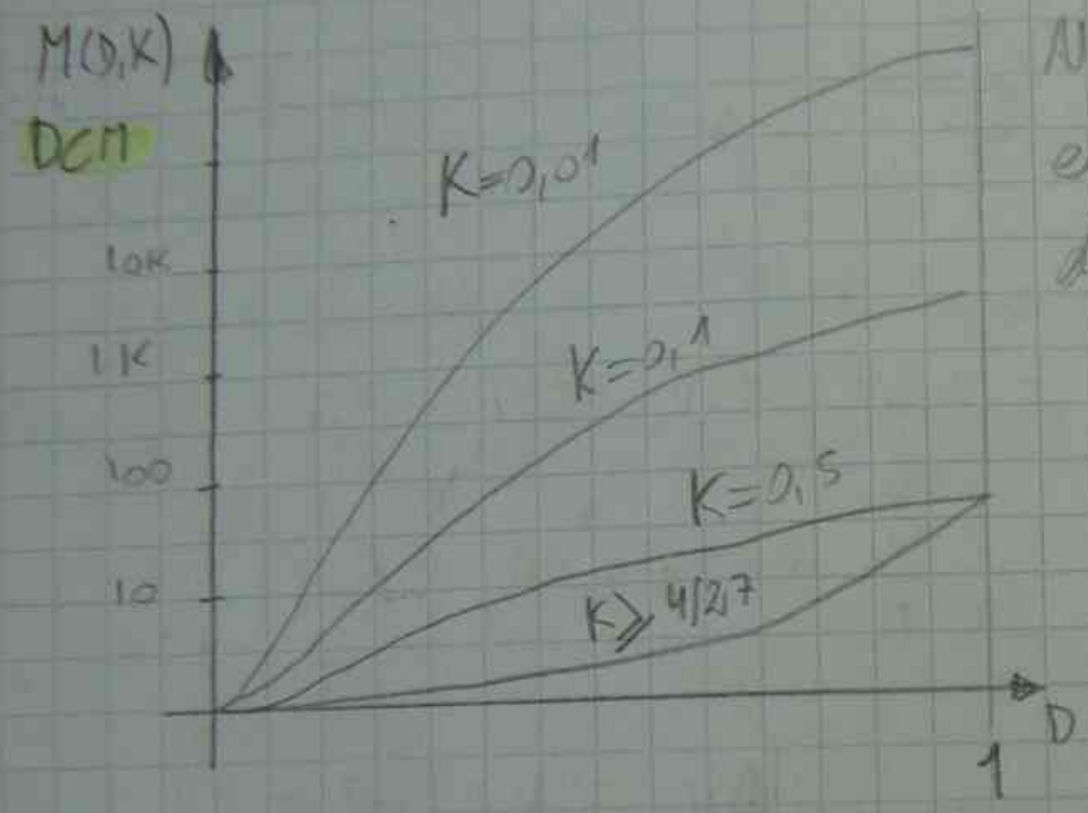
$$\left(\frac{V_{OUT}}{V_{in}}\right)^2 K \cdot \frac{1}{D} - K \frac{1}{D} \frac{V_{OUT}}{V_{in}} - D = 0$$

$$\left(\frac{V_{OUT}}{V_{in}}\right)^2 - \frac{V_{OUT}}{V_{in}} - \frac{D^2}{K} = 0$$

$$\cdot M(D,K) = \frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4D^2/K}}{2}$$



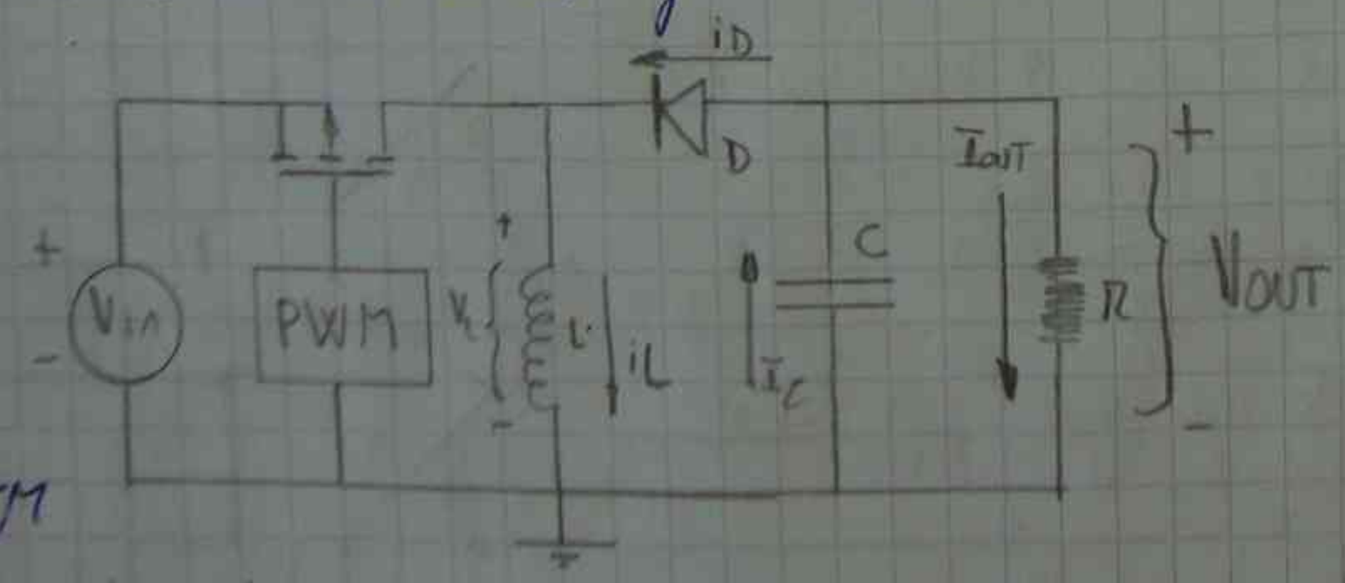
$$M(D,K)\begin{cases} \dfrac{1}{1-D} & \text{p } K > K_{crit} \text{ (CCM)} \\[2ex] \dfrac{1+\sqrt{1+\frac{4D^2}{K}}}{2} & \text{para } K < K_{crit} \text{ (DCM)} \end{cases}$$



N igual q' en el convertidor buck, el efecto en DCM es provocar un incremento del valor en la tensión de salida

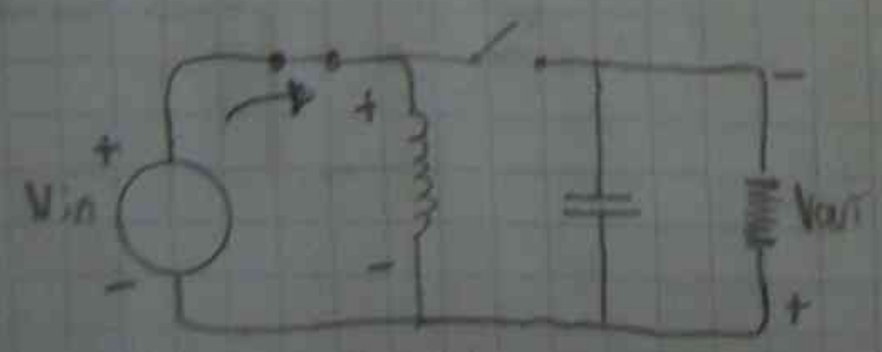
A3. BUCK-BOOST

Es una combinación especial en cascada de un convertidor reductor y otro elevador el cual provee una tensión que puede ser mayor, igual o menor que la tensión de entrada, pero con signo invertido. La inductancia está ligada a la entrada durante el ton y a la salida durante el toff.



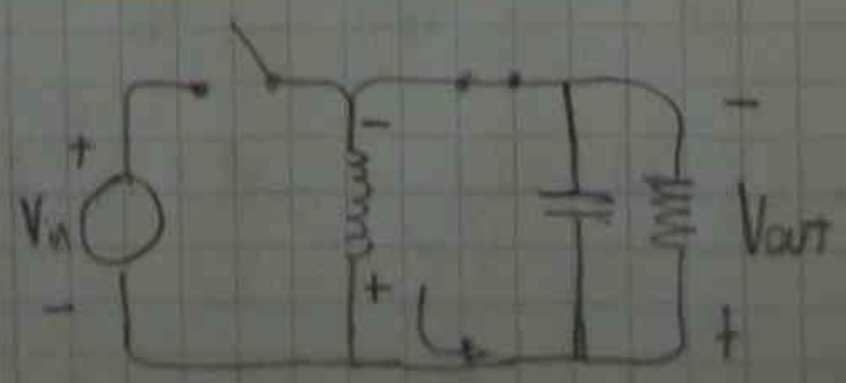
PWCM

↳ Durante ton

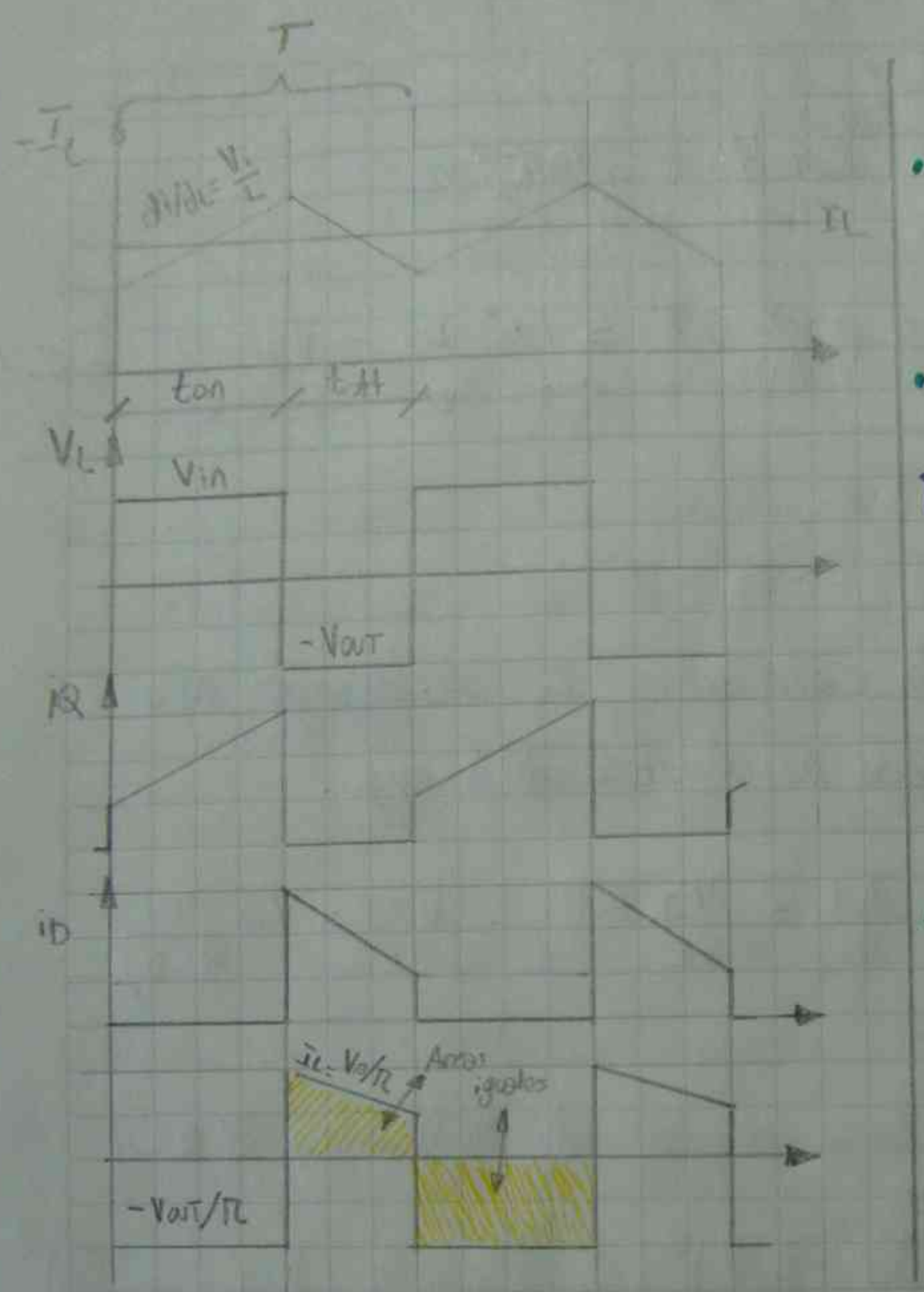


Q conduce, D se abre, L se carga
C descarga

Durante toff



Q se abre, D conduce, L descarga
C se carga



Durante ton: $\overbrace{t_{on}}^{DT}$

- $\Delta i_L^+ = \frac{V_{in}}{L} t_{on}$; • $t_{on} = \frac{\Delta i_L^+}{V_{in}} \cdot L$

Durante toff:

- $\Delta i_L^- = -\frac{V_{OUT}}{L} t_{off}$; • $t_{off} = -\frac{\Delta i_L}{V_{OUT}} \cdot L$

En régimen permanente:

$\Delta i_L = \Delta i_L^+ = \Delta i_L^-$

$\therefore \frac{V_{in}}{\cancel{L}} t_{on} = -\frac{V_{OUT}}{\cancel{L}} t_{off}$

$V_{in} D \cancel{T} = -V_{OUT} (1-D) \cancel{T}$

- $M(D) = -\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = \frac{-D}{1-D}$

Cálculo de L:

$$T = t_{on} + t_{off} = \frac{\Delta i_L}{V_{in}} \cdot L - \frac{\Delta i_L \cdot L}{V_{OUT}} = L \Delta i_L \left(\frac{1}{V_{in}} - \frac{1}{V_{OUT}} \right)$$

$$= L \Delta i_L \frac{1}{V_{in}} \left(1 - \frac{1}{\frac{V_{OUT}}{V_{in}}} \right) = \frac{L \Delta i_L}{V_{in}} \left(1 - \frac{1}{-\left(\frac{D}{1-D}\right)} \right)$$

$$= \frac{L \Delta i_L}{V_{in}} \left(1 + \frac{1-D}{D} \right) = \frac{L \Delta i_L}{V_{in}} \left(\frac{\cancel{D} + 1 - \cancel{D}}{D} \right)$$

$$T = \frac{L \Delta i_L}{V_{in}} \frac{1}{D}$$

$$\Rightarrow L = \frac{V_{in} D T}{\Delta i_L} \Rightarrow \cdot L = \frac{V_{in} D}{f_s \Delta i_L}$$

Cálculo de C:

Durante t_{on}:

$$\Delta V_C = \frac{1}{C}\int_0^{t_{on}} i_C\,dt = \frac{1}{C}\int_0^{t_{on}} i_{out}\,dt = \frac{i_{out}\,t_{on}}{C}$$

$$\therefore \Delta V_C = \frac{i_{out}\,t_{on}}{C} \Rightarrow \bullet\ C = \frac{i_{out}\,DT}{\Delta V_C} = \frac{i_{out}\,D}{f_s\,\Delta V_C} = \frac{V_{out}\,D}{f_s\,R\,\Delta V_C} = C$$

Modo Discontinuo: (DCM)

Si aumentamos la carga, la corriente I_L disminuye pero Δi_L se mantiene constante porque no depende de la carga.

- $i_L > \Delta i_L/2 \rightarrow CCM$
- $i_L < \Delta i_L/2 \rightarrow DCM$

$\bullet\ \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{in}}{2L}DT$ $\quad \bullet\ V_{out} = V_{in}\frac{D}{(1-D)}$ (*)

$\frac{\Delta i_L}{2} = \frac{D.T.V_{in}}{2L}$, si la corriente aplicada en la carga R es,

$$V_{in} I_{in} = \frac{V_{out}^2}{R} = \frac{V_{in}^2}{R}\left(-\frac{D}{1-D}\right)^2 \Rightarrow I_{in} = \frac{V_{in}}{R}\left(\frac{-D}{1-D}\right)^2$$

$$I_{in} = \frac{1}{T}\int_0^{t_{on}} i_L\,dt = \frac{t_{on}}{T} i_L = \frac{V_{in}}{R}\left(-\frac{D}{1-D}\right)^2 = \frac{DT}{T} i_L = D i_L$$

$$i_L = \frac{V_{in}}{R}\frac{1}{2}\frac{D^2}{(1-D)} \Rightarrow i_L = \frac{V_{in}}{R}\frac{D}{(1-D)^2}$$

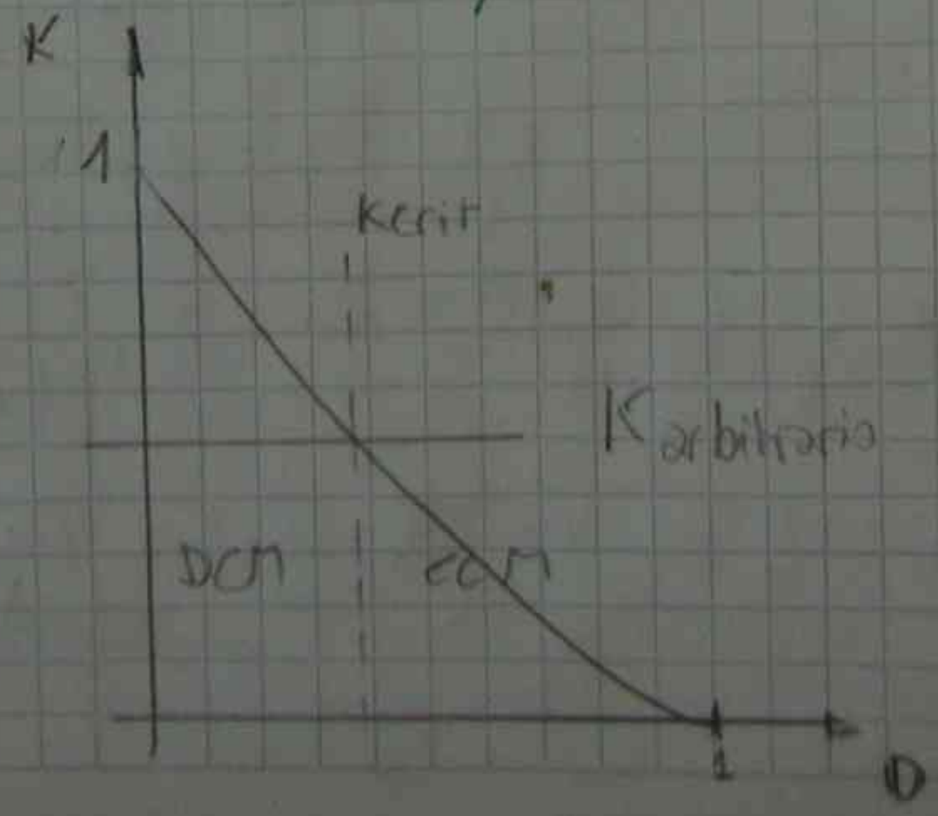
$\Rightarrow$ Valor Crítico:

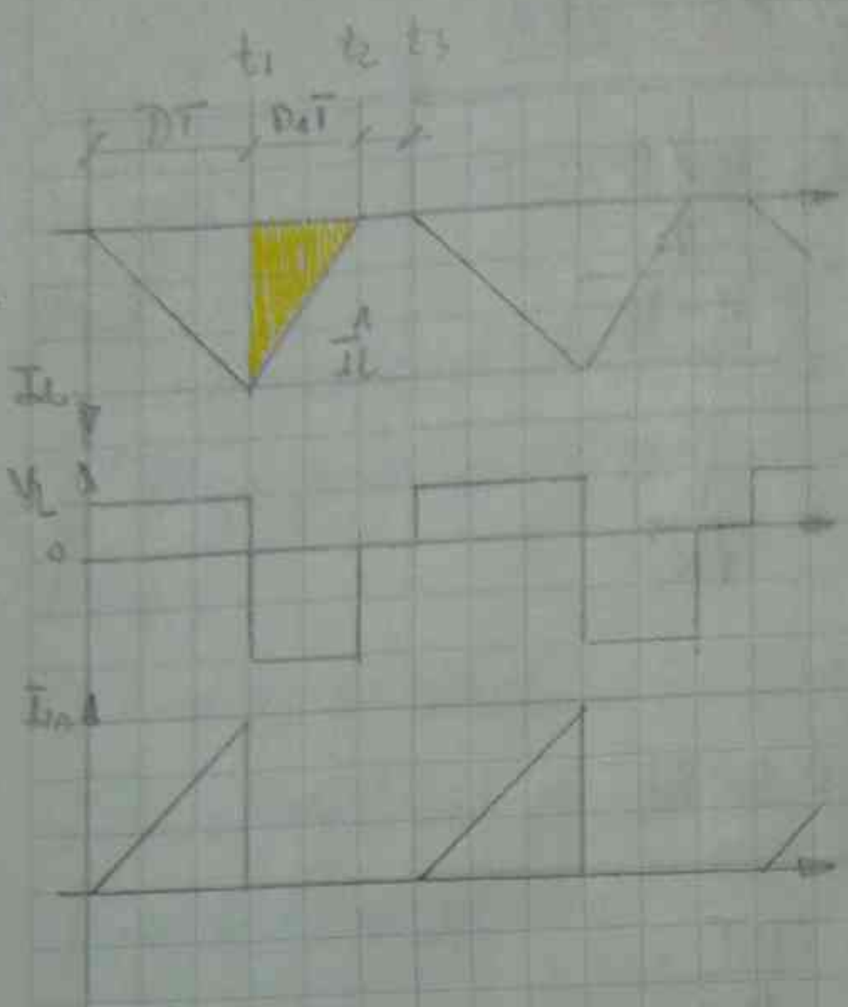
$$\frac{V_{in}}{R}\frac{D}{(1-D)^2} < \frac{V_{in}}{2L}DT$$

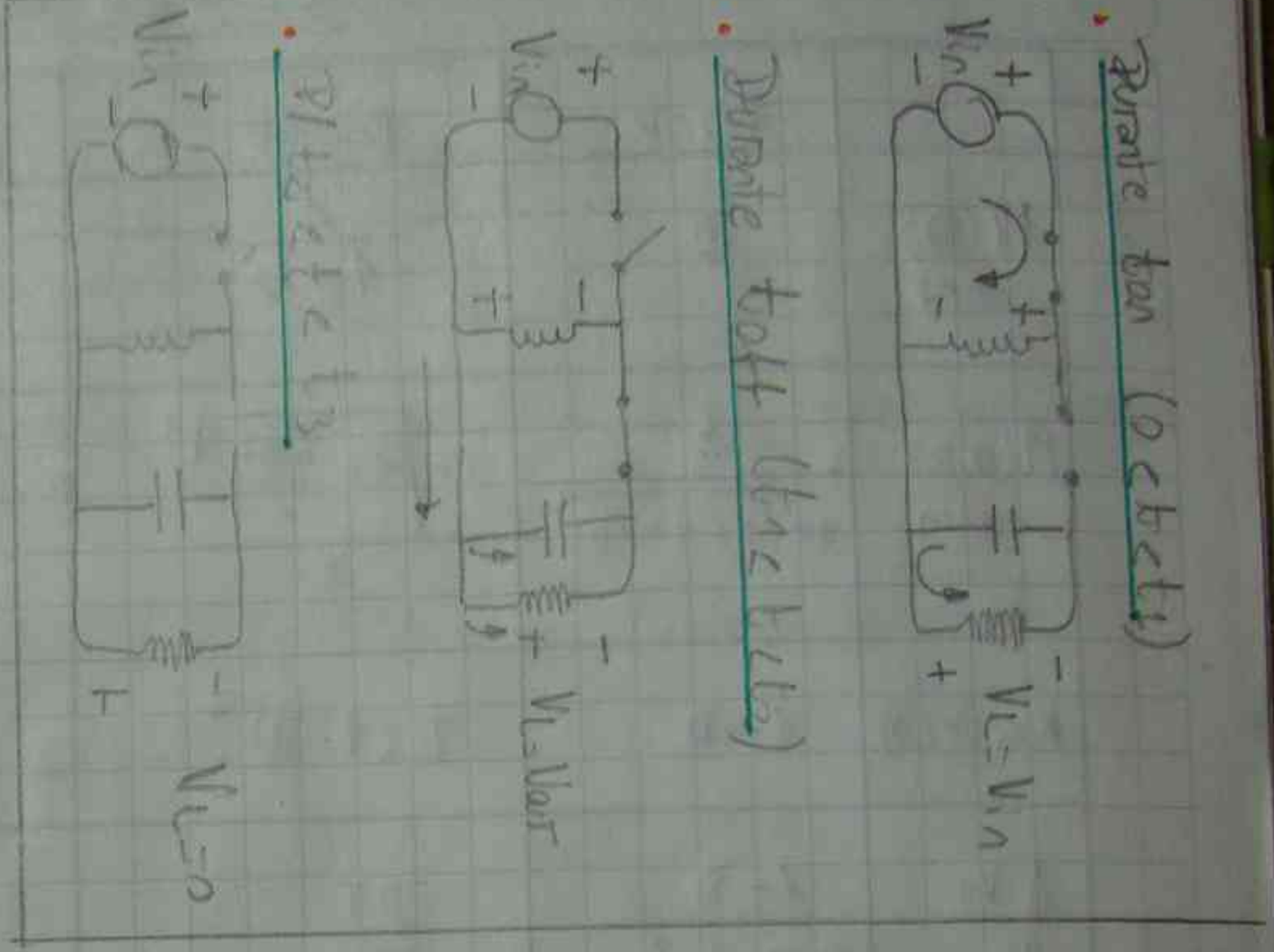
$$\frac{2L}{RT} < (1-D)^2$$

$$K < K_{crítico}$$

$$K(D) = (1-D)^2$$







De nuevo, por equilibrio Volt segundo (energía en la bobina):

$$V_{in} D T = - V_{OUT} D_1 T \Rightarrow \cdot V_{OUT} = -V_{in} \frac{D}{D_1} \quad \therefore \frac{V_{OUT}}{V_{in}} = -\frac{D}{D_1}$$

La corriente q' fluye por el diodo

es: $I_D = I_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{R}$

$$I_D = \frac{1}{T}\left(\frac{1}{2} \hat{I}_L D_1 T\right) = \frac{1}{2} \hat{I}_L D_1 \quad ; \quad \hat{I}_L = \Delta i_L = V_{in} \frac{DT}{L}$$

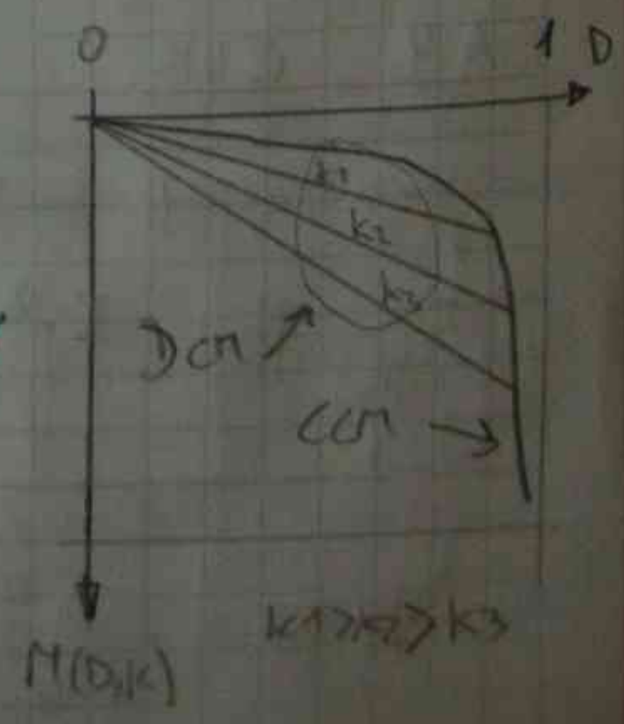
$\hat{I}_L$ es el valor máximo en el inductor en DCM en el momento DT

$$\Rightarrow I_D = \frac{1}{2} V_{in} \frac{DT}{L} D_1 = \frac{V_{OUT}}{R} \quad \therefore D_1 = \frac{V_{OUT}}{V_{in}} \cdot \underbrace{\frac{2L}{RT}}_{K} \frac{1}{D}$$

$$\frac{V_{OUT}}{V_{in}} = -\frac{D}{D_1} = \frac{-D}{\frac{V_{OUT}}{V_{in}} \frac{K}{D}} = \frac{-D^2}{\frac{V_{OUT}}{V_{in}} K}$$

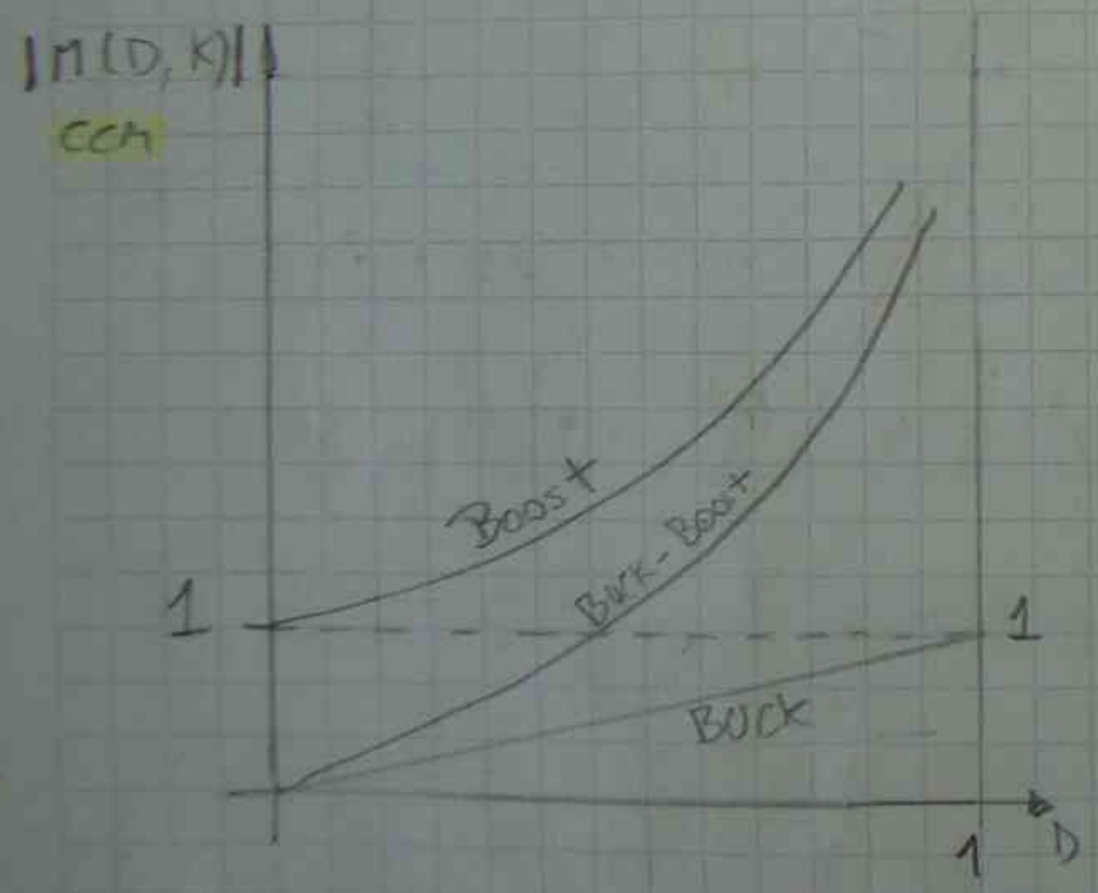
$$\Rightarrow \left(\frac{V_{OUT}}{V_{in}}\right)^2 = -\frac{D^2}{K} \Rightarrow \quad \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{in}} = -\frac{D}{\sqrt{K}}$$

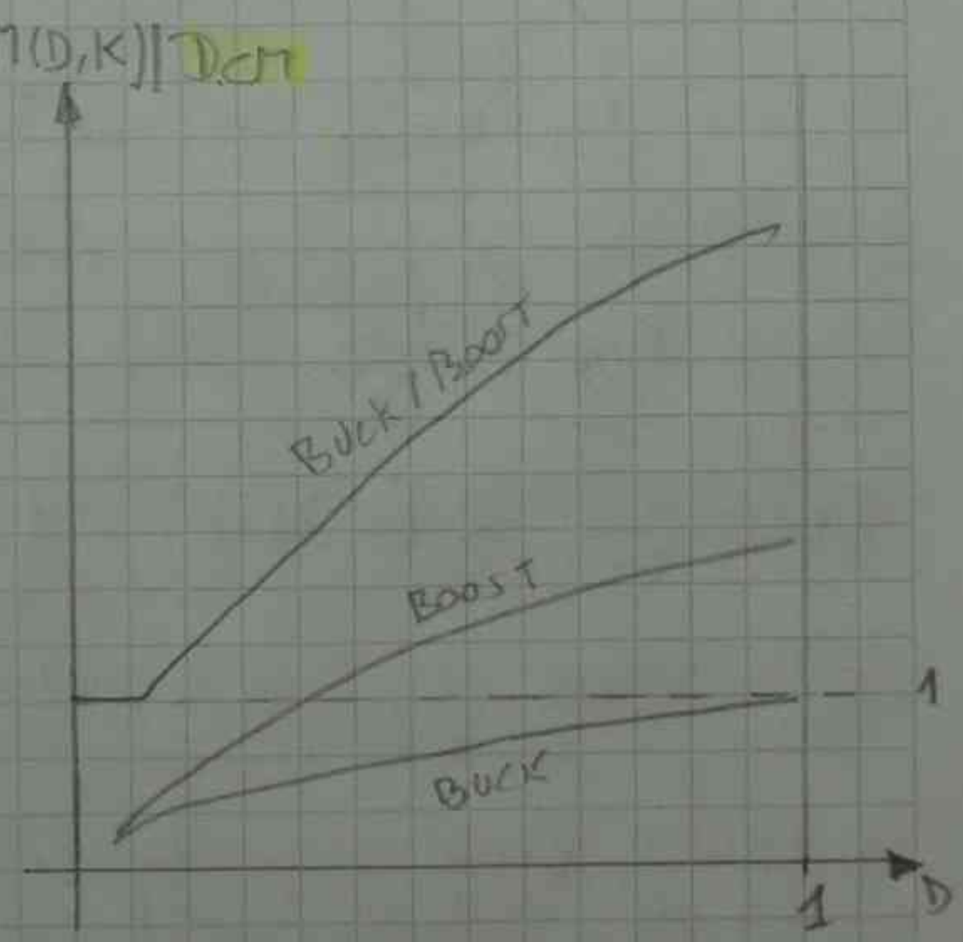
$$\cdot M(D,K) = -\frac{D}{\sqrt{K}}$$



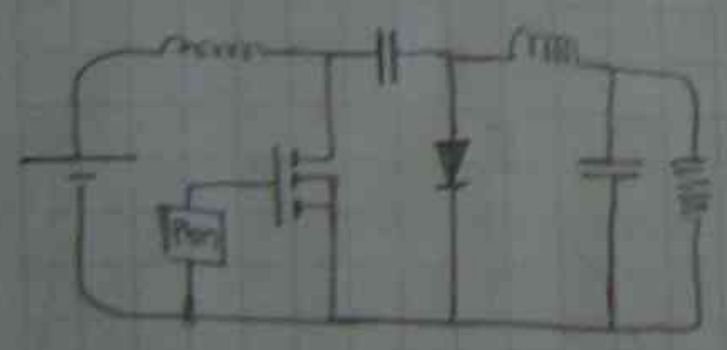
RESUMEN COMPARATIVO:

	Buck	Boost	Buck/Boost
$M(D)$ (CCM)	D	$\frac{1}{1-D}$	$-\frac{D}{1-D}$
$M(D,K)$ (DCM)	$\frac{2}{1+\sqrt{1+4K/D^2}}$	$\frac{1+\sqrt{1+\frac{4D^2}{K}}}{2}$	$-\frac{D}{\sqrt{K}}$
$K_{crit}(D)$	$1-D$	$D(1-D)^2$	$(1-D)^2$
$\frac{\Delta V_o}{V_o}$	$\frac{1-D}{8CL f_s^2}$	$\frac{DT}{RC}$	$\frac{DT}{RC}$



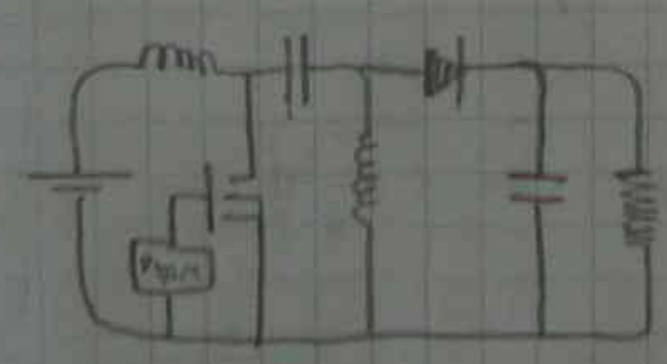


A.4 CUK



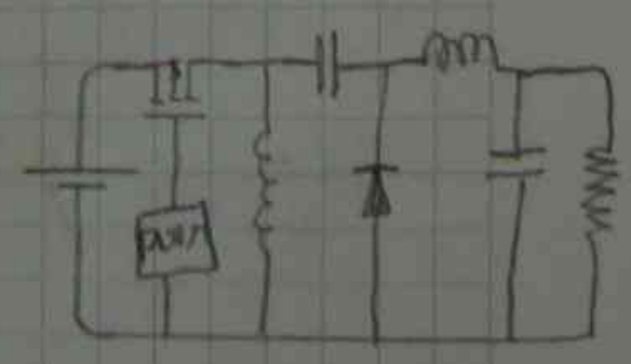
$$M(D) = -\frac{D}{1-D}$$

A.5 SEPIC



$$M(D) = \frac{D}{1-D}$$

A.6 ZETA



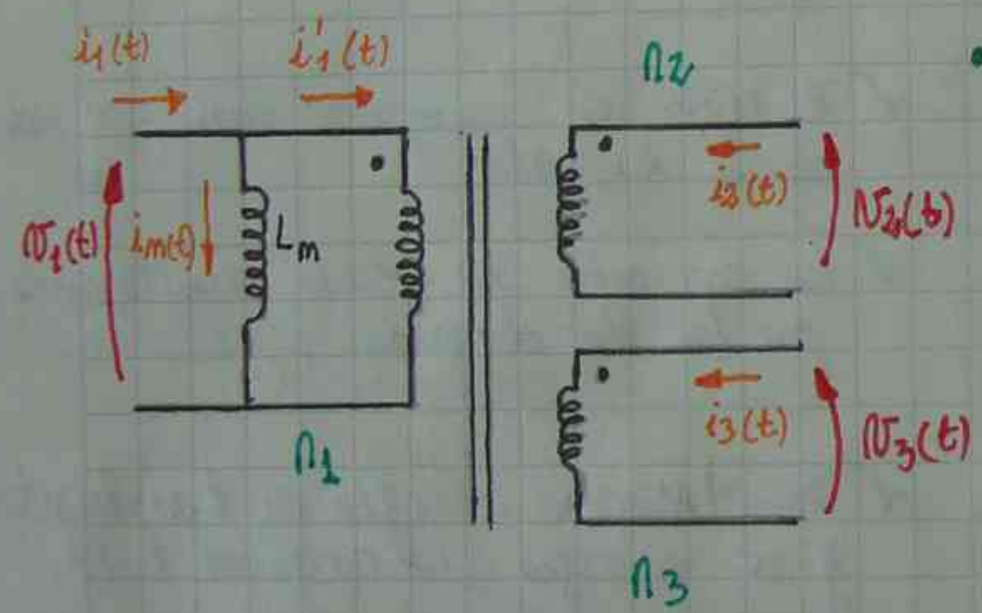
$$M(D) = \frac{D}{1-D}$$

FUENTES AISLADAS CONMUTADAS

• Transformador de Aislación:

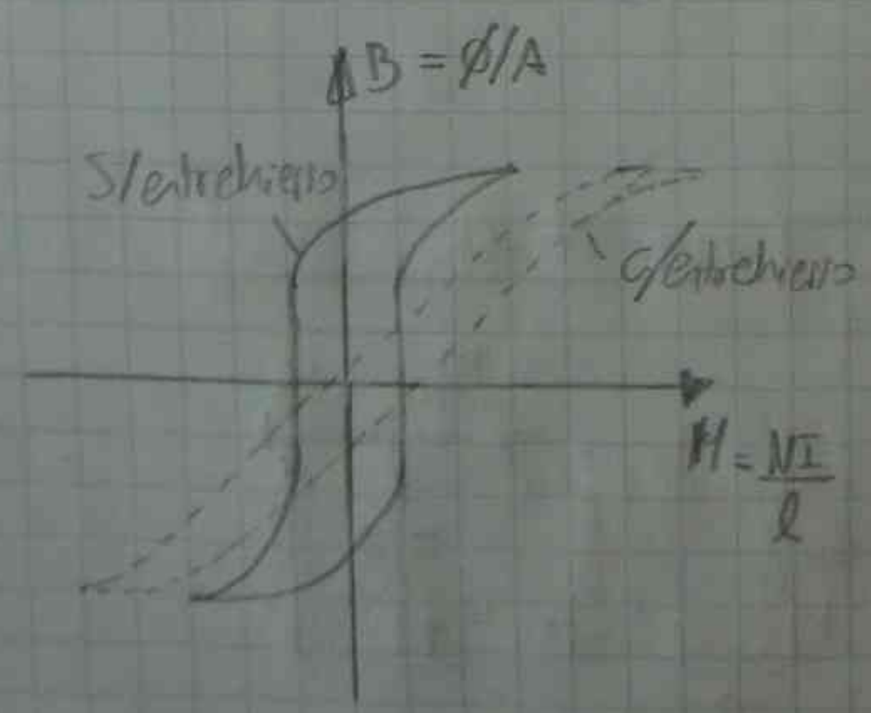
1) P/ apropiado nº de vueltas minimiza la sobrecarga de V e I sobre los dispositivos
2) A altas frecuencias (100 kHz) reduce notablemente el volumen del trafo.
3) Las pérdidas pueden ser menores.
4) Posibilidad de salidas múltiples.

• Modelo simplificado mas usado:



- $\frac{v_1(t)}{n_1} = \frac{v_2(t)}{n_2} = \frac{v_3(t)}{n_3}$
- $i'_1(t) \cdot n_1 + i_2(t) \cdot n_2 + i_3(t)\, n_3 = 0$
- L_m = inductancia de magnetización

• Ciclo magnético del núcleo:

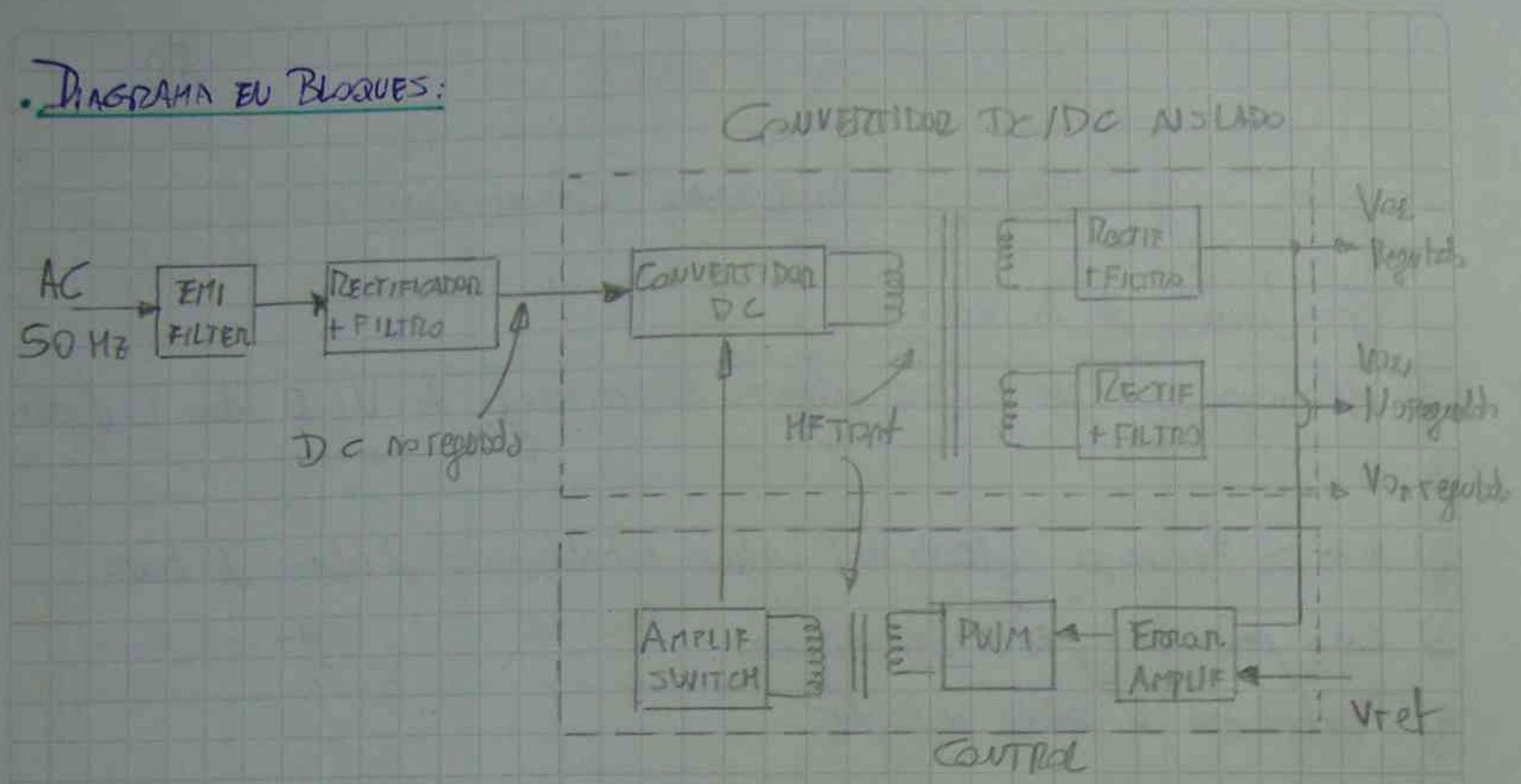


- Si la corriente magnetizante I_m es muy grande H provoca la saturación del núcleo haciendo que $L_M \to \emptyset$ y poniendo en corto el trafo.
- TRAFO BIEN DISEÑADO → X_m debe ser MUY GRANDE para el rango de operación de frecuencia de manera que:

$$\underbrace{i'_1(t) \gg i_m(t) \; ; \; i'_1(t) \approx i_1(t)}$$

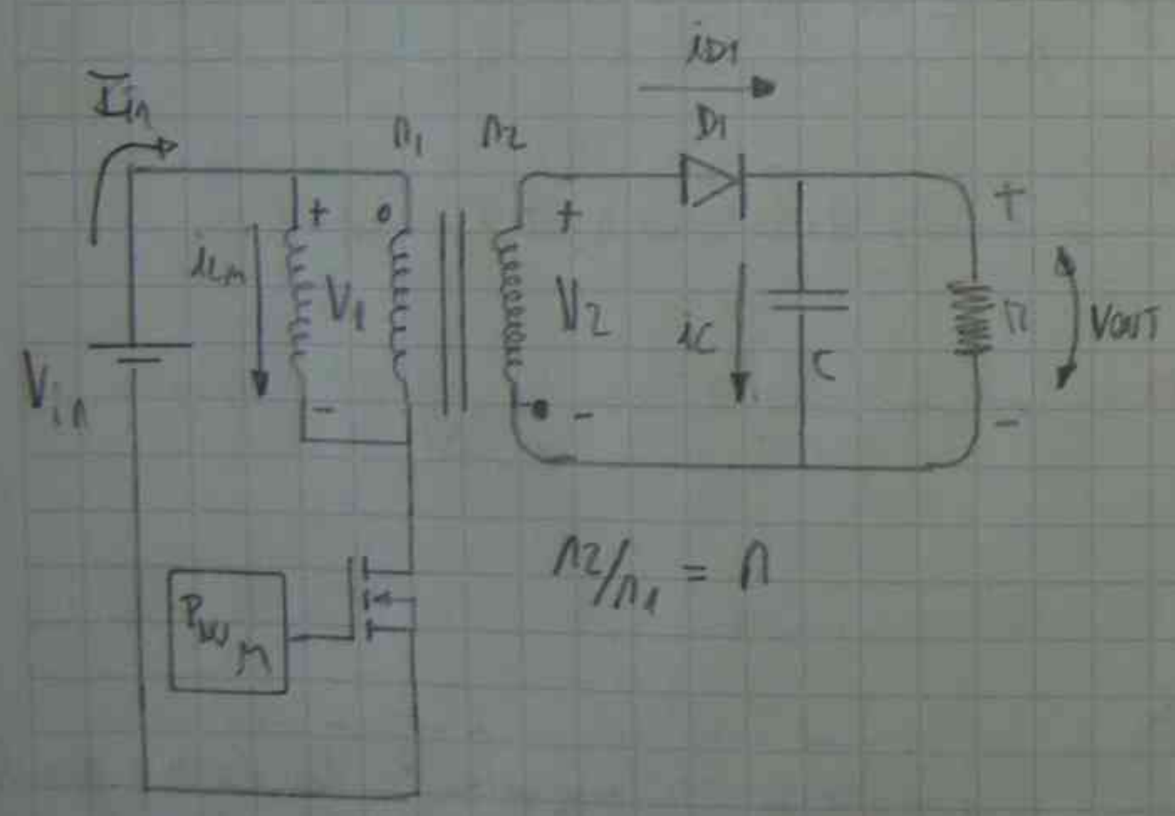
Q' L_m introduzca la menor pérdida de corriente de entrada posible

Diagrama en Bloques:



B.1.1 FLYBACK

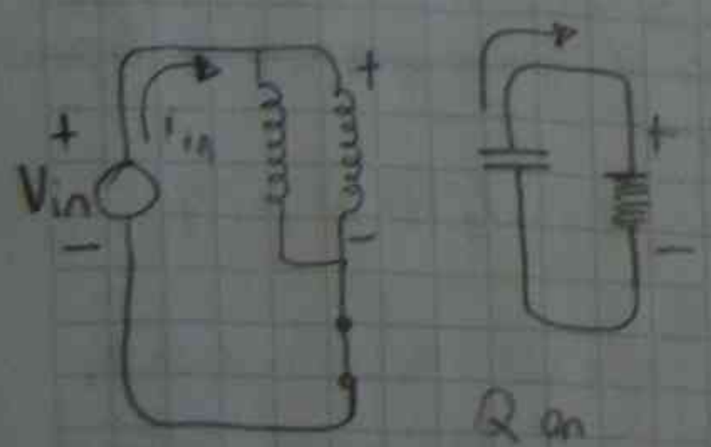
1 cuadrante



- ✓ El trafo se comporta como una inductancia de 2 devanados.
- ✓ La corriente no circula simultaneamente por los dos devanados (por eso están acoplados).
- ✓ Se almacena energía en Lm durante ton y se entrega a la carga en toff.

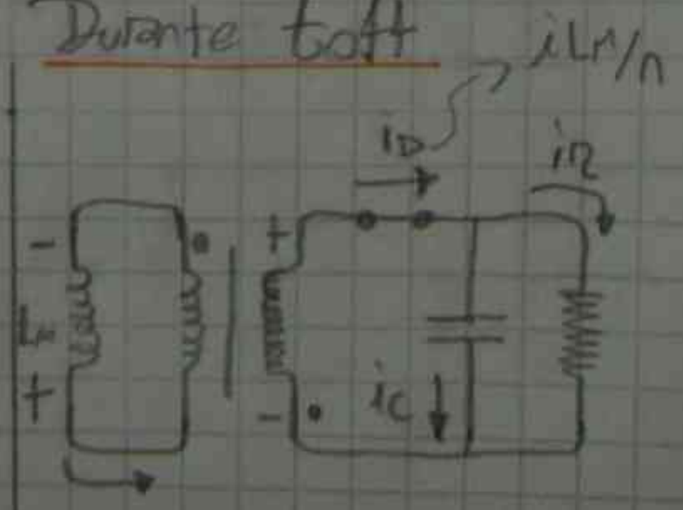
Modo Continuo:

Durante ton:



Q on
D off
Lm almacena

Durante toff



Q off
D on
Lm entrega

Analizamos desde la entrada y la salida

Durante ton:

En la entrada:

- $V_{LM} = V_{in} = L_M \frac{di}{dt} \Rightarrow \Delta i_{LM}^{+} = \frac{V_{in}}{L_M} t_{on}$
- $i_{in} = i_{LM}$;

En la salida:

- $i_C = -V_{OUT}/R$

Durante toff, i_{in} no aporta corriente

Durante toff:

En la entrada:

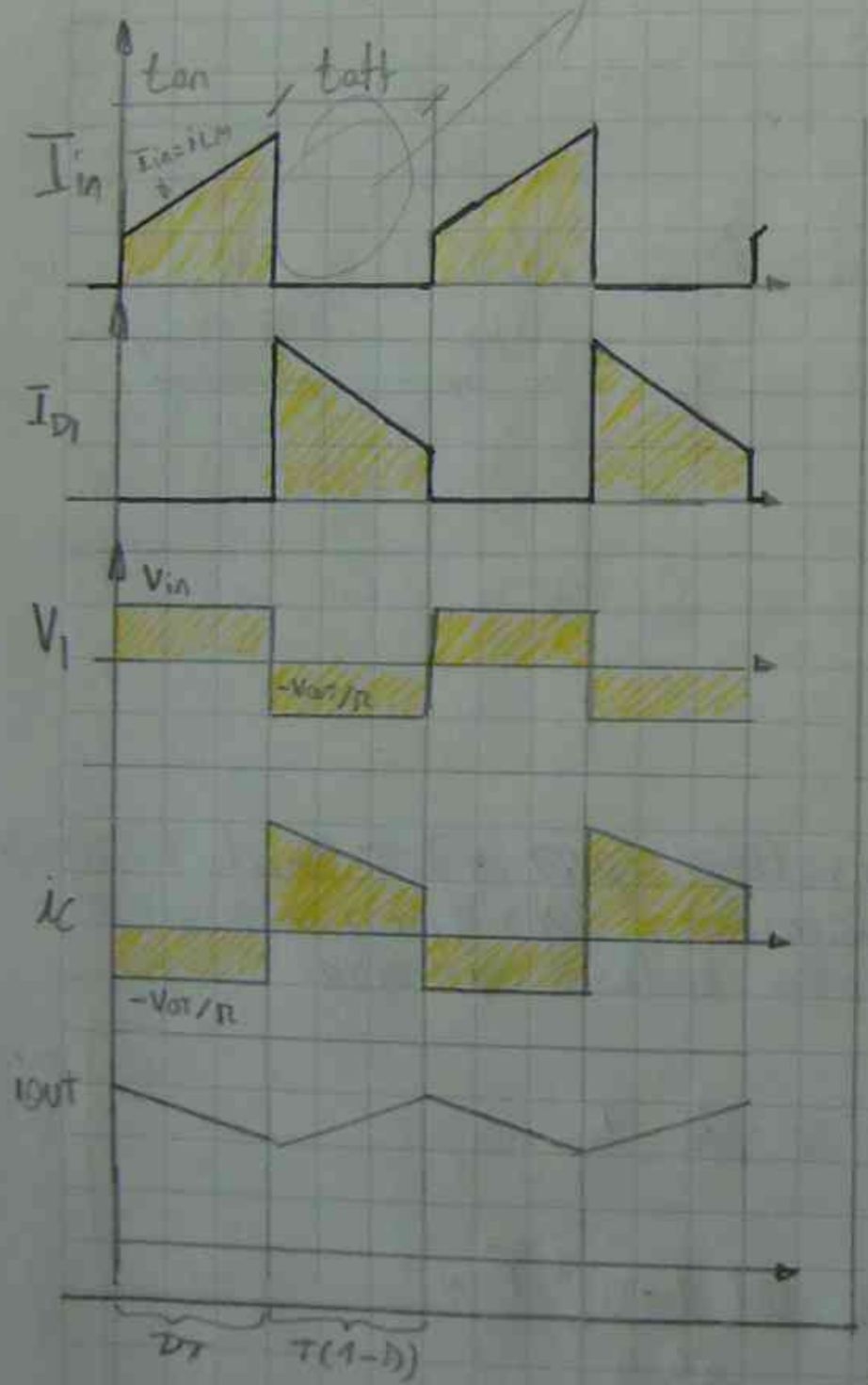
- $V_{LM} = -\frac{V_{out}}{n}$

$\Delta i_{LM}^{-} = \frac{V_{LM\,toff}}{L_M} T(1-D)$

En la salida:

- $i_C = i_D - i_R = \frac{i_{LM}}{n} - \frac{V_{out}}{R}$

$n = \frac{n_2}{n_1}$



En régimen permanente por Balance Volt segundo ($\vec{\xi}$ en la ξ)

$$\frac{V_{LM}}{L_M}_{ton} DT = \frac{V_{LM}}{L_M}_{toff} (1-D)T$$

$$V_{in} D = \frac{V_{OUT}}{n}(1-D)$$

- $M(D) = \frac{V_{OUT}}{V_{in}} = n \frac{D}{(1-D)}$ (1)

Balance en el capacitor:

$$i_{C_{AV}} = D\left(-\frac{V_{OUT}}{R}\right) + (1-D)\left(\frac{I_{LM}}{n} - \frac{V_{OUT}}{R}\right) = 0$$

$$= -D\frac{V_{OUT}}{R} + \frac{I_{LM}}{n} - \frac{V_{OUT}}{R} - \frac{I_{LM}}{n}D + \frac{V_{OUT}}{R}D = 0$$

$$\Rightarrow i_{LM}\frac{1-D}{n} = \frac{V_{out}}{R}$$

- $I_{LM} = \frac{n V_{out}}{R(1-D)}$

$$i_{in_{AV}} = D I_{LM} + (1-D)\emptyset \Rightarrow I_{in} = D I_{LM}$$

→

Usamos lo de ton

← de ①

- $I_{LM_Max} = I_{LM} + \frac{\Delta I_{LM}}{2} = \frac{n V_{OUT}}{R(1-D)} + \frac{V_{in} D T}{2 L_m} = \frac{n^2 V_{in} D}{R(1-D)^2} + \frac{V_{in} D T}{2 L_m}$

- $I_{LM-Min} = I_{LM} - \frac{\Delta I_{LM}}{2} = \frac{n V_{OUT}}{R(1-D)} - \frac{V_{in} D T}{2 L_m} = \frac{n^2 V_{in} D}{R(1-D)^2} - \frac{V_{in} D T}{2 L_m}$

Para CCM → $I_{LM_min} > 0$

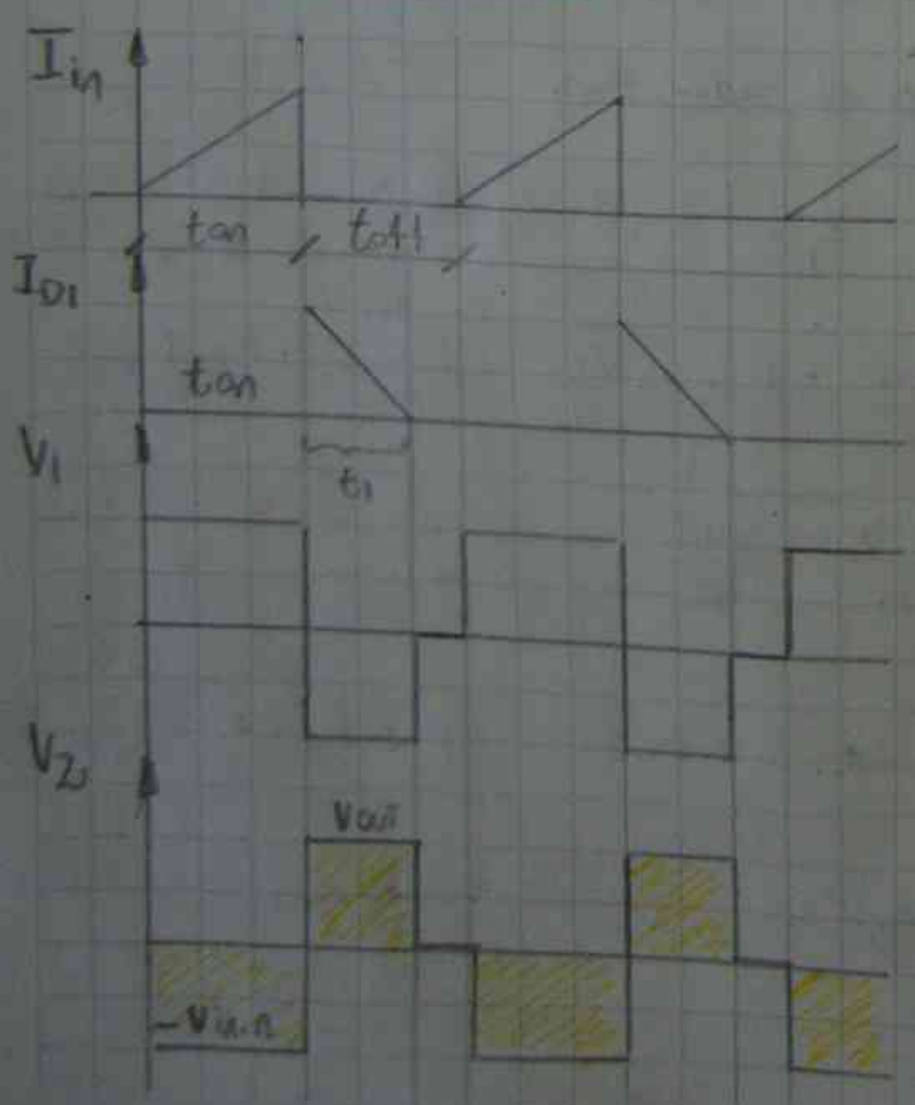
⇒ Condición límite $I_{LM_min} = 0 \Rightarrow \frac{n^2 \cancel{V_{in} D}}{R(1-D)^2} = \frac{\cancel{V_{in} D} T}{2 L_m}$

- $L_{M_min} = \frac{R(1-D)^2}{n^2 \, 2 f_s}$

Como es igual al Buck-Boost, el rizado es: • $\frac{\Delta V_{OUT}}{V_{OUT}} = \frac{D}{R C f_s}$

Donde • $C = \frac{D}{R f_s \frac{\Delta V_{OUT}}{V_{OUT}}}$

Modo Discontinuo:



- El convertidor opera en DCM cuando la corriente en el secundario llega a cero antes que el transistor vuelva a saturarse.

De la ec de $I_{L_min} = 0$

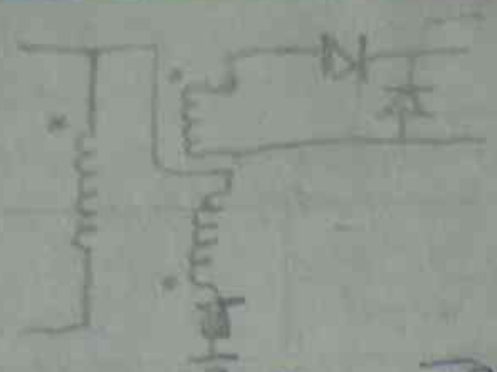
$$L_m < \frac{R(1-D)^2 T}{n^2 \, 2}$$

$$\therefore \frac{2 L_m}{R T} < \frac{(1-D)^2}{n^2}$$

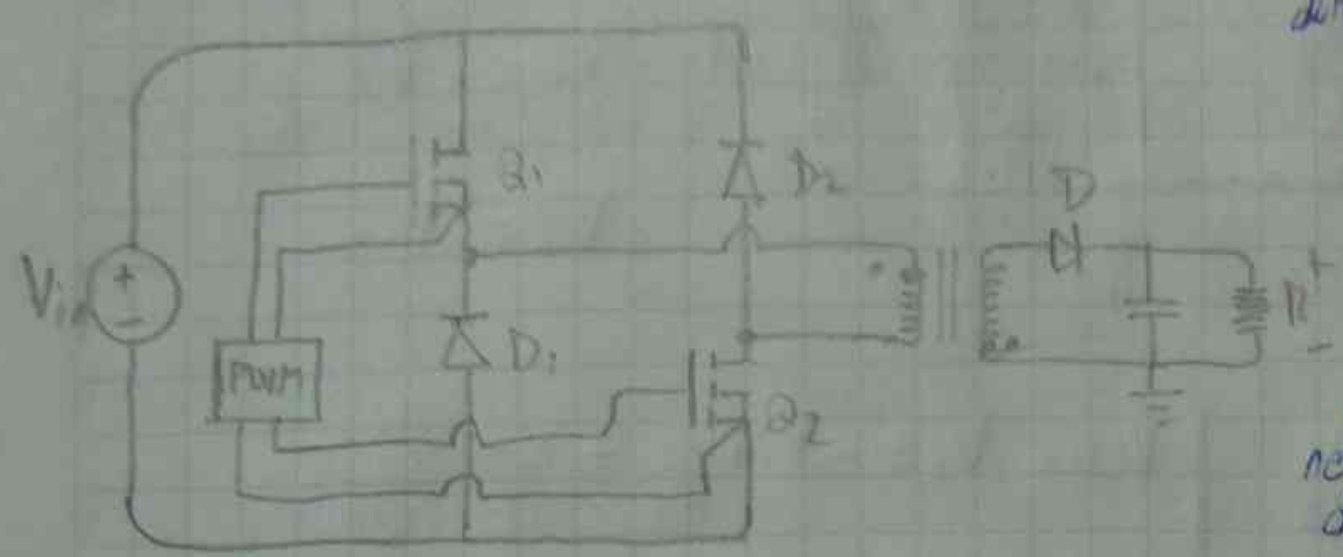
$$K < K_{crit}(D)$$

$\Rightarrow$ • $K = \frac{2 L_m}{R T}$; • $K_{crit}(D) = (1-D)^2$

RED SNUBBER (Limitador de tensión en el Tr en el corte (toff))
Sirve de tren de pulsos típica D=0.5:
• Reduce a tensión

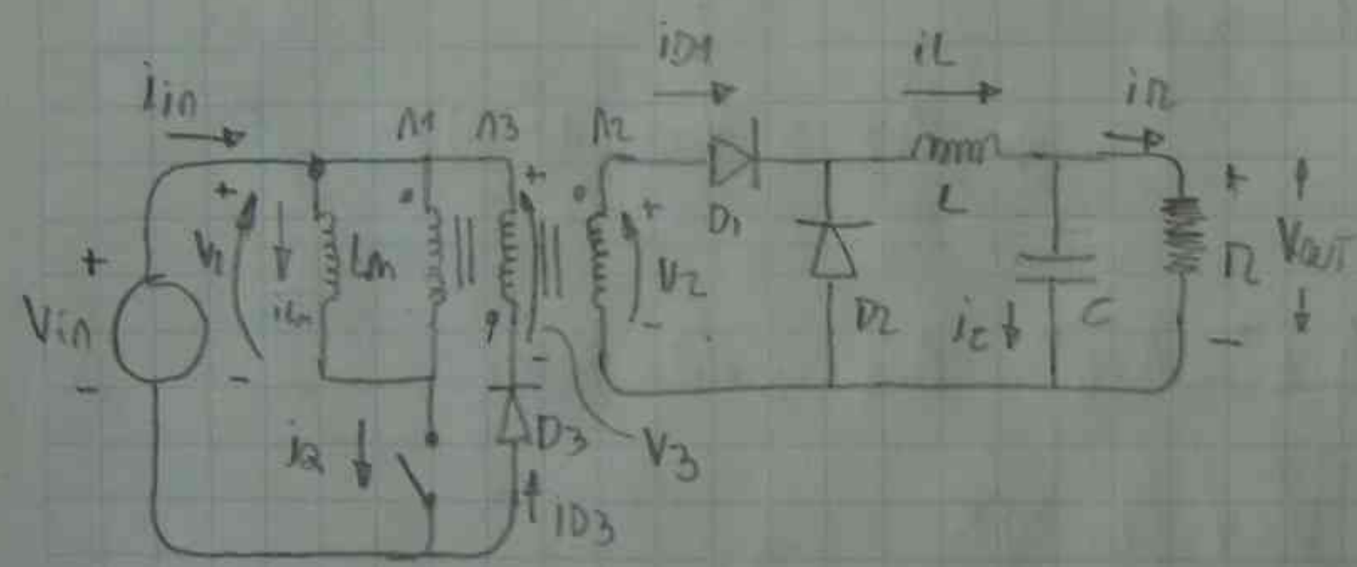


FLYBACK CON DOS TRANSISTORES:



- En el Flyback de 1 solo transistor se produce un pico de sobretensión debido durante el bloqueo del transistor.
- Con dos transistores, los transistores cuando están abiertos, tienen solo Vin en sus bornes. Cuando sobrepasan, los diodos conducen.
- D1 y D2 proveen una única vía de desmagnetización, y un enclavamiento de la tensión de bloqueo de los transistores en Vin

B.1.2 FORWARD



✓ Existe un devanado adicional (n3) para llevar a cero la corriente magnetizante

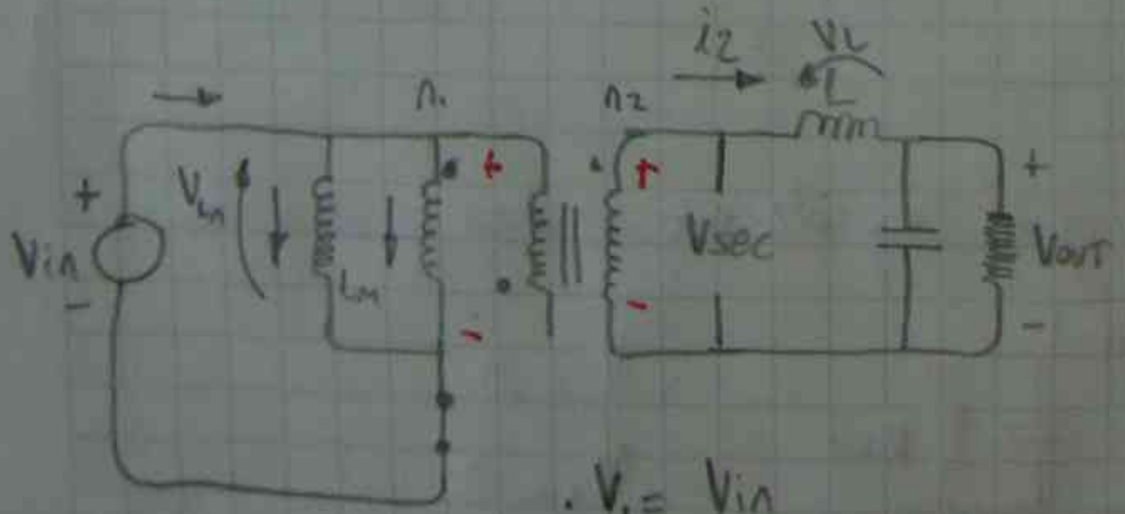
✓ Se usa en aplicaciones de alta corriente en carga.

✓ Lm y D3 → DCM, L y D2 → CCM

✓ Versión aislada del Buck

Existen 3 intervalos de conmutación para este convertidor:

MODO 1: Durante t_{on}. Buscamos una expresión que involucre la salida



- $V_{LM} = V_{in} = \frac{\Delta i_{Lm} L_m}{t_{on}}$ (ok para modo DCM porque solo actúa durante t_{on}).
- $V_{sec} = V_{in} \frac{n_2}{n_1}$
- $V_L = V_{sec} - V_{out}$

$$V_L = V_{in} \frac{n_2}{n_1} - V_{out} = L \frac{di}{dt}$$

$$\Rightarrow \frac{di}{dt} = \frac{V_{in}\, n_2/n_1 - V_{out}}{L}$$

- $V_1 = V_{in}$
- $V_2 = V_{in}\, n_2/n_1$
- $V_3 = -V_{in}\, n_3/n_1$

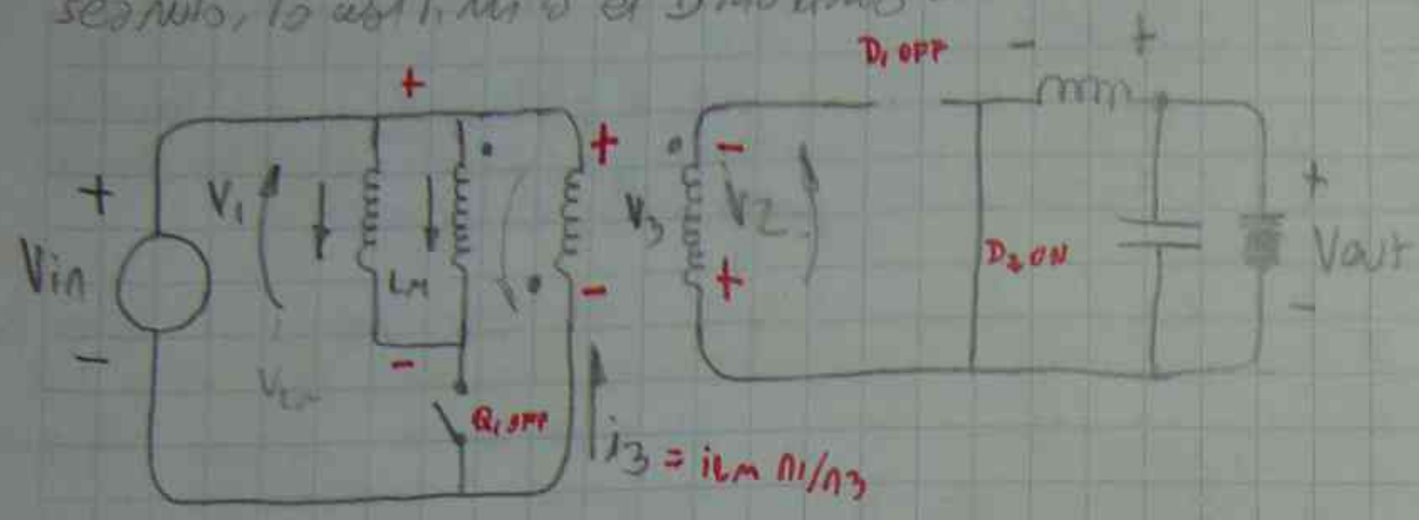
Q	ON
D1	ON
D2	OFF
D3	OFF

$$\Delta i_L^+ = \left(V_{in} \frac{n_2}{n_1} - V_{out}\right) \frac{DT}{L}$$

N3 se encarga de ofrecer un camino de desmagnetización del núcleo. Si se conoce MOSFETs sin vía de descarga, el valor de la tensión media no es nulo y por lo tanto no ocurre la desmagnetización cuando iLm se anula, la energía magnética del núcleo se ha descargado completamente, en consecuencia la tensión en los devanados es nula hasta el final del periodo.

Modo 2: Durante t_{off}

Para el núcleo se desmagnetice por completo antes de q' vuelva a conducir el transistor, se debe cumplir que el valor medio de la tensión en los devanados sea nulo, lo así limita el D máximo.



- $V_1 = -V_{in}\frac{n_1}{n_3}$
- $V_2 = -V_{in}\frac{n_2}{n_3}$
- $V_3 = -V_{in}$

$$i_3 = -\frac{V_{in}}{L_M}\frac{n_1}{n_3} = -i_{Lm}\frac{n_1}{n_3}$$

$$V_1 = V_3\frac{n_1}{n_3} = -V_{in}\frac{n_1}{n_3}$$

$$V_{Lm} = V_1 = -V_{in}\frac{n_1}{n_3} = L_m\frac{di_{Lm}}{dt}$$

$$V_L = V_{out} = L\frac{di_L}{dt}$$

La corriente q' circula por el inductor de salida es:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_{out}}{L} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} \Rightarrow \Delta i_L^- = \frac{V_{out}(1-D)T}{L}$$

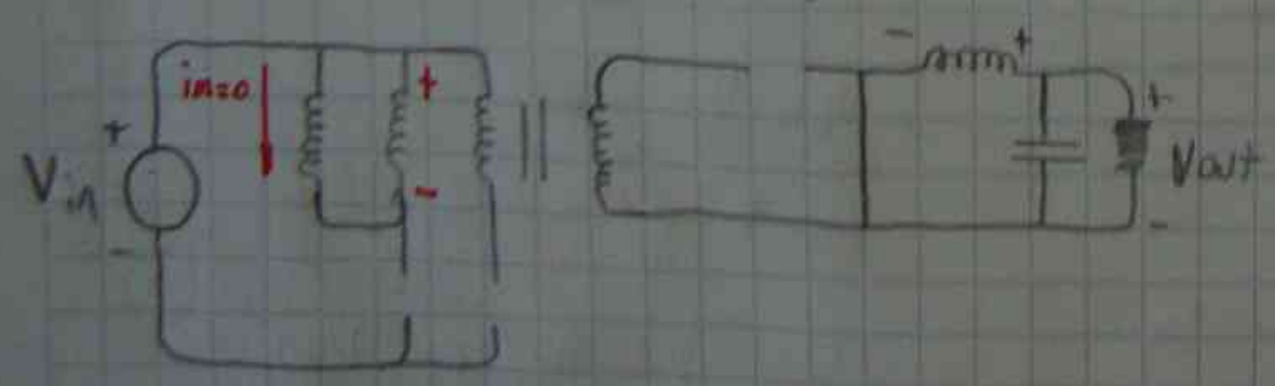
En régimen permanente $\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- = \Delta i_L$; $n = n_2/n_1$

$$\Rightarrow (nV_{in} - V_{out})\frac{DT}{L} = \frac{V_{out}(1-D)T}{L}$$

$$nDV_{in} - \cancel{DV_{out}} = V_{out} - \cancel{DV_{out}} \; ; \; nDV_{in} = V_{out}$$

- $M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = nD$

Modo 3 Durante t_{off} y corriente magnetizante se hace igual a cero



- $V_1 = \emptyset$
- $V_2 = \emptyset$
- $V_3 = \emptyset$

→

Si aplicamos el Balance Volt Segundo en la inductancia de magnetización del transformador, el promedio de la tensión del primario será igual a cero.

$$V_1 = D_1 \cancel{T} \cancel{V_{in}} + D_2 \cancel{T} \left(-\cancel{V_{in}} \frac{n_1}{n_3}\right) + D_3 \cancel{T}\, \emptyset = \emptyset$$

$$D_1 - D_2 \frac{n_1}{n_3} = 0 \Rightarrow D_1 = D_2 \frac{n_1}{n_3}$$

Se debe cumplir que $D_1 + D_2 + D_3 = 1$

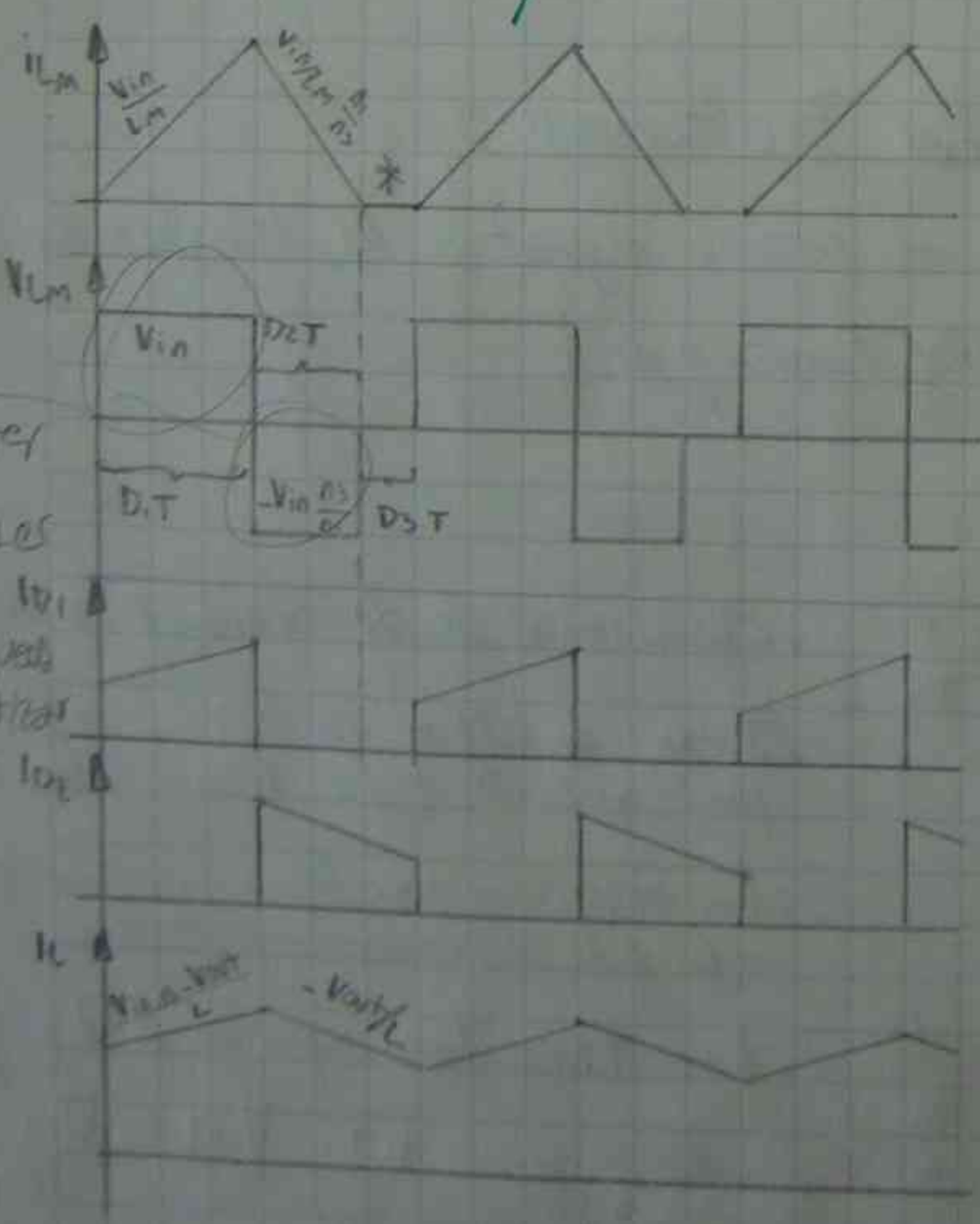
$$\Rightarrow D_3 = 1 - D_1 - D_1 \frac{n_3}{n_1}$$

$$D_3 = 1 - D\left(1 + \frac{n_3}{n_1}\right) \geq 0 \Rightarrow \text{P/q' se desmagnetize}$$

$$\Rightarrow D \leq \frac{1}{1 + \frac{n_3}{n_1}}$$, Como generalmente se elige $n_3 = n_1$

$$\Rightarrow D \leq 0{,}5$$

↳ El trafo debe estar en régimen discontinuo, pero no quiere decir q' la fuente tambien lo este, eso lo depende del reg. de L.



Deben ser áreas IGUALES para q' se pueda desmagnetizar

* i_{Lm} tiene q' llegar a $\emptyset$ si o si, si no se satura el trafo

Si el régimen de conducción de la inductancia de magnetización no es discontinua durante toff, tanto la corriente de magnetización crecerá hasta la saturación, saturando el trafo.

- El rizado de salida será el mismo q' el convertidor buck
- $\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}} = \frac{1-D}{8LCf_s^2}$

SELECCION DEL DISPOSITIVO:

$$Tx \begin{cases} V_{CEV} > V_{in}\left(1+\frac{n_1}{n_3}\right) \rightarrow \text{Max tensión aplicada al transistor de potencia} \\ I_{CMÁX} > I_{LMAX}\frac{n_2}{n_1} + \Delta i_{LM} = \left(\frac{V_{out}}{R} + \frac{\Delta i_L}{2}\right)\frac{n_2}{n_1} + \Delta i_{LM} \end{cases}$$

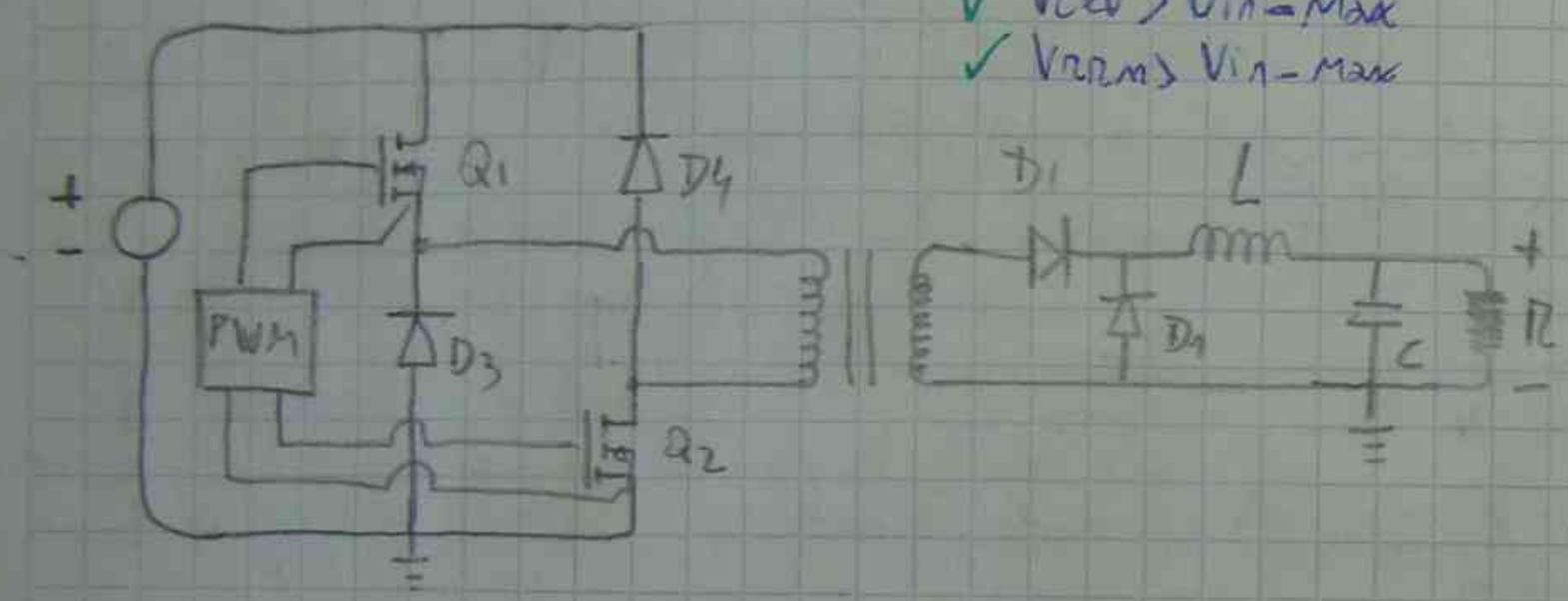
$D_3 \rightarrow V_{RRM} > 2V_{in}$ (si $n_3 = n_1$)

FORWARD CON 2 Tx

✓ No necesitan devanado auxiliar.

✓ $V_{CEV} > V_{in-Max}$

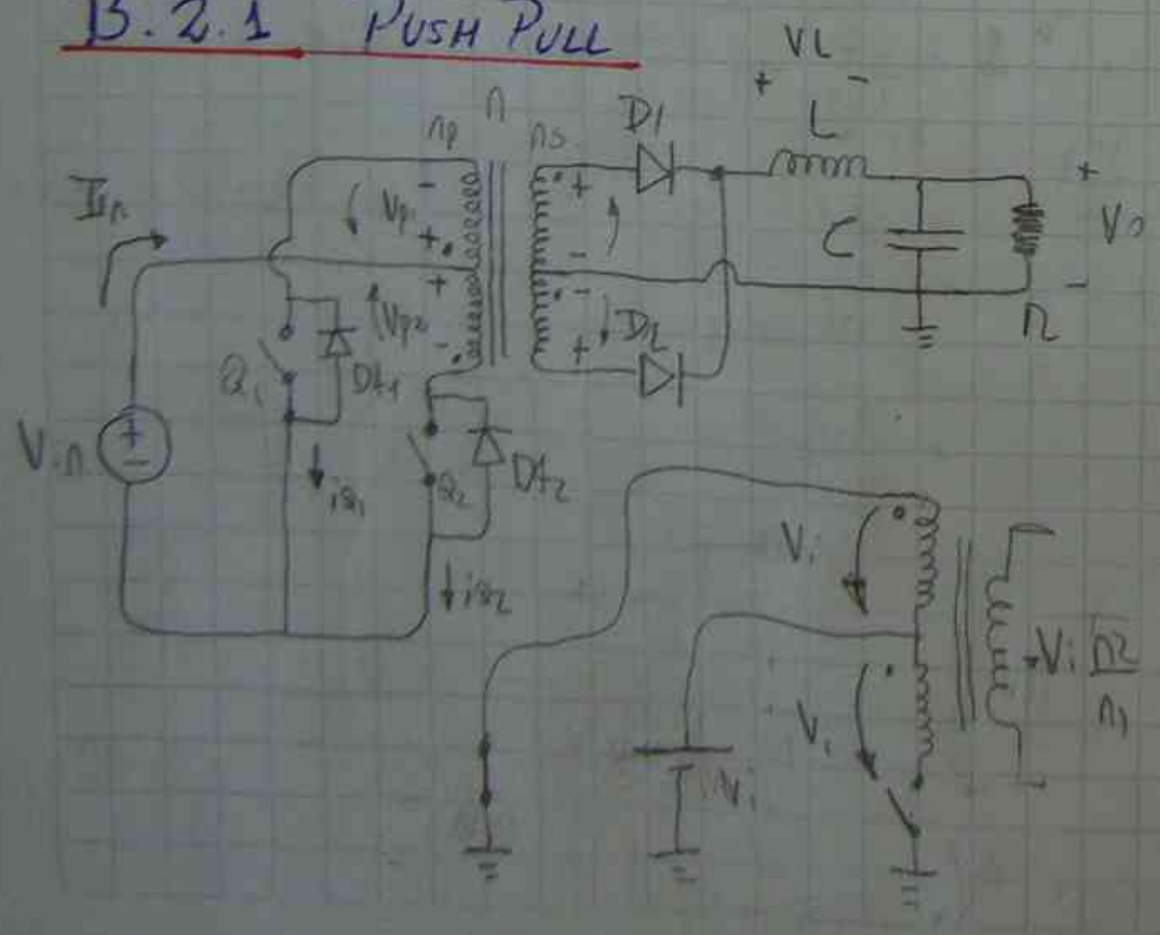
✓ $V_{RRM} > V_{in-Max}$



EXCITACION BIDIRECCIONAL

Estos circuitos explotan mucho mejor el circuito magnético del transformador. Por eso se pueden obtener diseños de menor tamaño y peso.

B.2.1 PUSH PULL

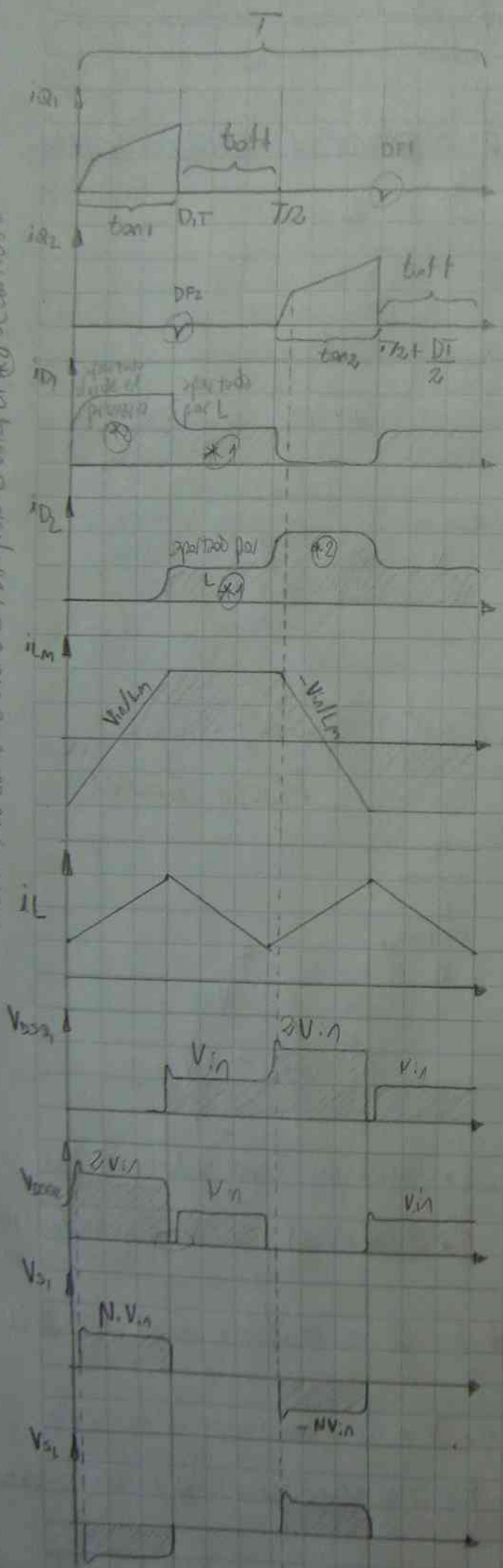


- Combinación de dos forward en contrafase
- Dmax de c/tx es 50%, si más → corto por lo que → t_d = tiempo muertos.
- La energía se transfiere directamente a la carga y no se almacena en el trafo.
- Los transistores soportan 2 Vin (trafo con pto medio)

Cuando se cierra Q1, $V_{p1} = V_{in}$. Previamente, mientras estuvo cerrado Q2, V_{p2} también fue V_{in}. Cuando se abrió Q2, V_{p2} cambia su valor a $-V_{in}$ p/ conservar la dirección de corriente, produciendo esto que en Q2 se vea $2V_{in}$. Cuando finaliza t_{off}, se demagnetiza el arrollamiento de Vp2

Si ahora en Q1 cerrado, V_{p2} va a $-V_{in}$ y sobre Q2

- Cada transistor envía el 50% de la corriente total.
- Se utiliza un tiempo muerto td entre el bloqueo de un transistor y la saturación del otro.



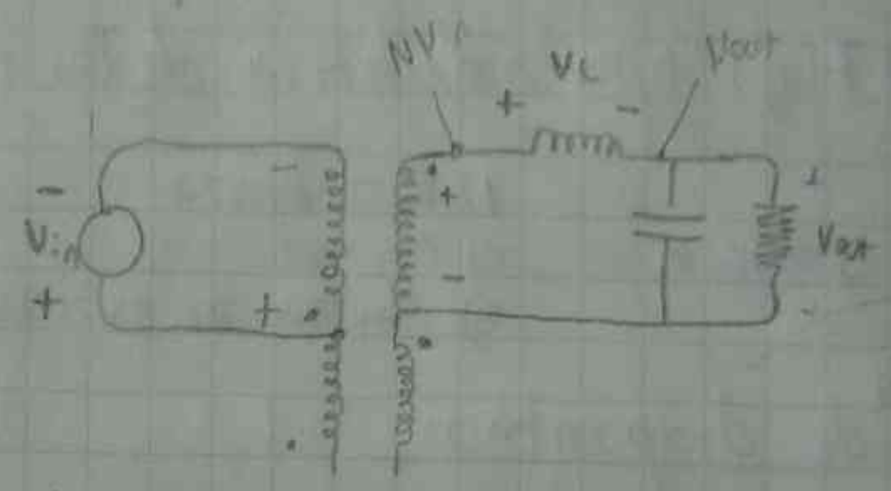
(*) ⇒ la corriente q' pasa por L en este momento se divide entre los dos diodos ⇒ la suma de estos dos, da aprox el valor en (*) de corriente

Modo 1:

Durante ton:

$Q_1 = ON$
$Q_2 = OFF$
$L =$ almacena E.

$D_1 =$ Conduce
$Q_2 =$ Abierto



$D = D_{Q1} + D_{Q2}$

$D = D_1 + D_2$

$D_1 = D_{Q1}$

$$V_{p1} = V_{in} \rightarrow V_{s1} = NV_{p1} = \frac{n_s}{n_p} V_{in}$$

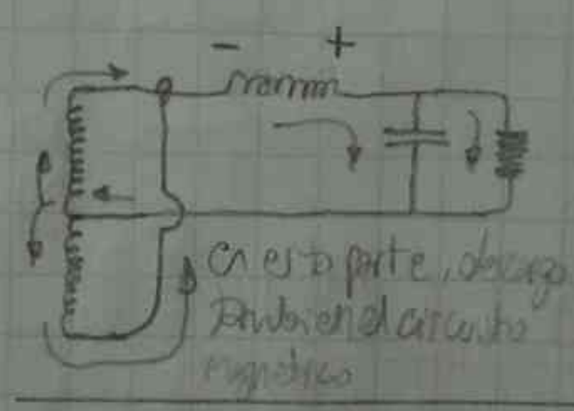
$$V_L = N \cdot V_{in} - V_{out}$$

$$\Delta i_L^+ = \frac{N V_{in} - V_{out}}{L} DT$$

Modo 2:

Durante toff:

$Q_1 = off$ D_1 y D_2 = conducen
$Q_2 = off$
$L =$ entrega E, invierte V p/ mantener dirección de I.



$I_{in} = 0$; $V_L = -V_{out}$

$$\Delta i_L^- = \frac{V_{out}}{L}(1-D)T$$

Planteando el equilibrio de energía en L

$$\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- \rightarrow (N V_{in} - V_{out}) DT = V_{out}(1-D)T$$

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = N \cdot D \quad , \quad N = n_s/n_p$$

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = N \cdot D$$

Ventajas:

✓ Simple drivers, ambos ref. a masa (p/bajar V_{in})

→

Desventajas:

- ✗ $V_{CEU} > 2V_{in}$
- ✗ Los transistores hacen que el núcleo tienda a saturarse debido a un desbalance del flujo (por asimetría de los tx).

↳ Solución
1) Entrehierro
2) MOSFET
3) CONTROL DE ASIMETRIA

① Mientras conduce Q_1, $V_{Q1}=0$.
② Se polariza temporalmente D_{Q2}, el ánodo de D_{Q1} queda a masa y el cátodo a $+V_i$.
③ Sobre V_{Q1} queda $V_i/2$, se ciega a través del primario
④ Cuando conduce Q_2 sucede lo mismo que en ②
⑤ Toda la polaridad que tomo el primario en este momento, DQ_1 se polariza en dirección directa y $V_{Q1}=0$
⑥ = ①.

P/V_{Q1}

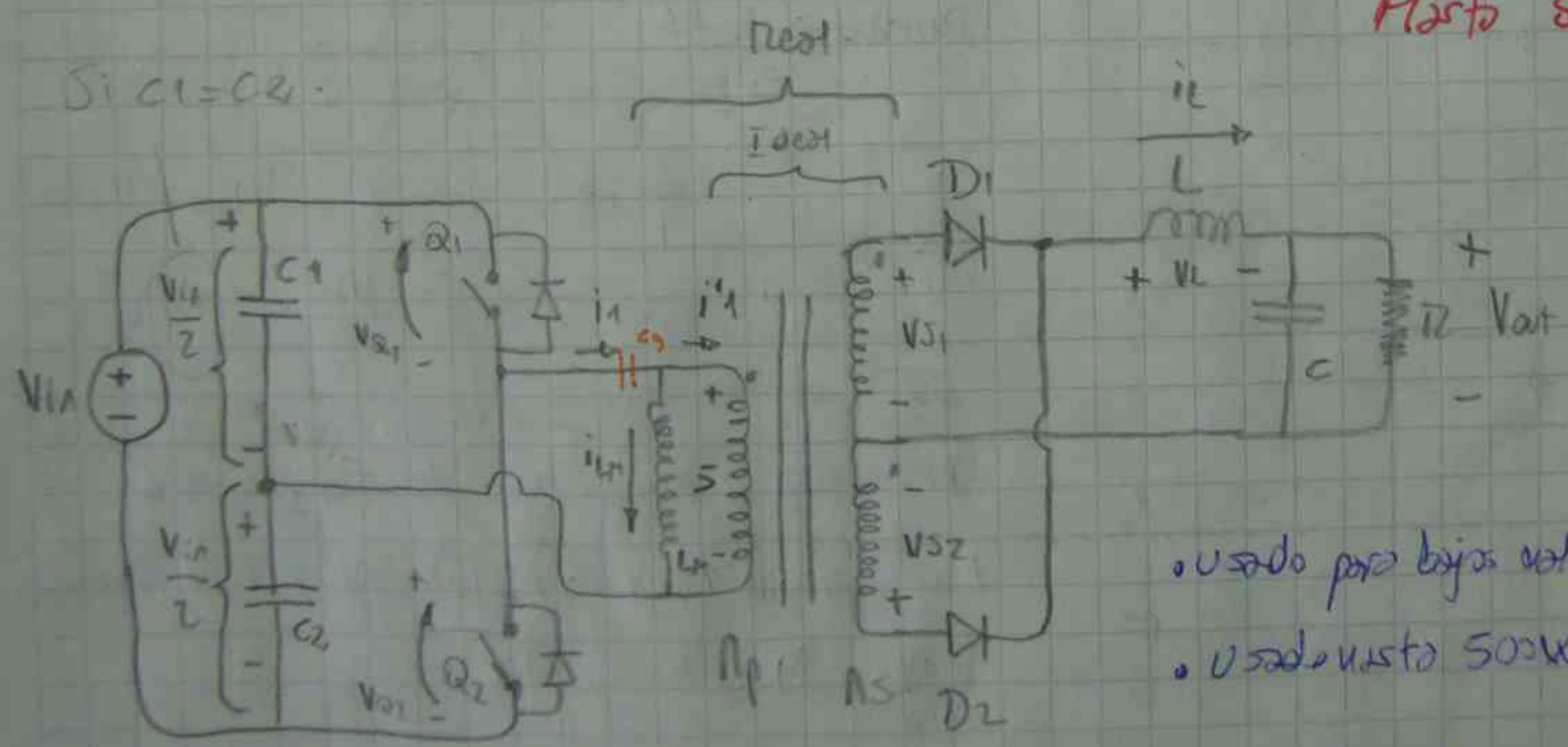
Selección de dispositivos:

$$Tx \begin{cases} V_{CEU} \text{ ó } V_{DSS} > 2V_{in} \\ I_{CMAX} \text{ ó } I_{DSS} > N I_{out} \end{cases}$$

B.22 HALF BRIDGE (Media Puente).

Hasta 500W

Si $C_1 = C_2$:

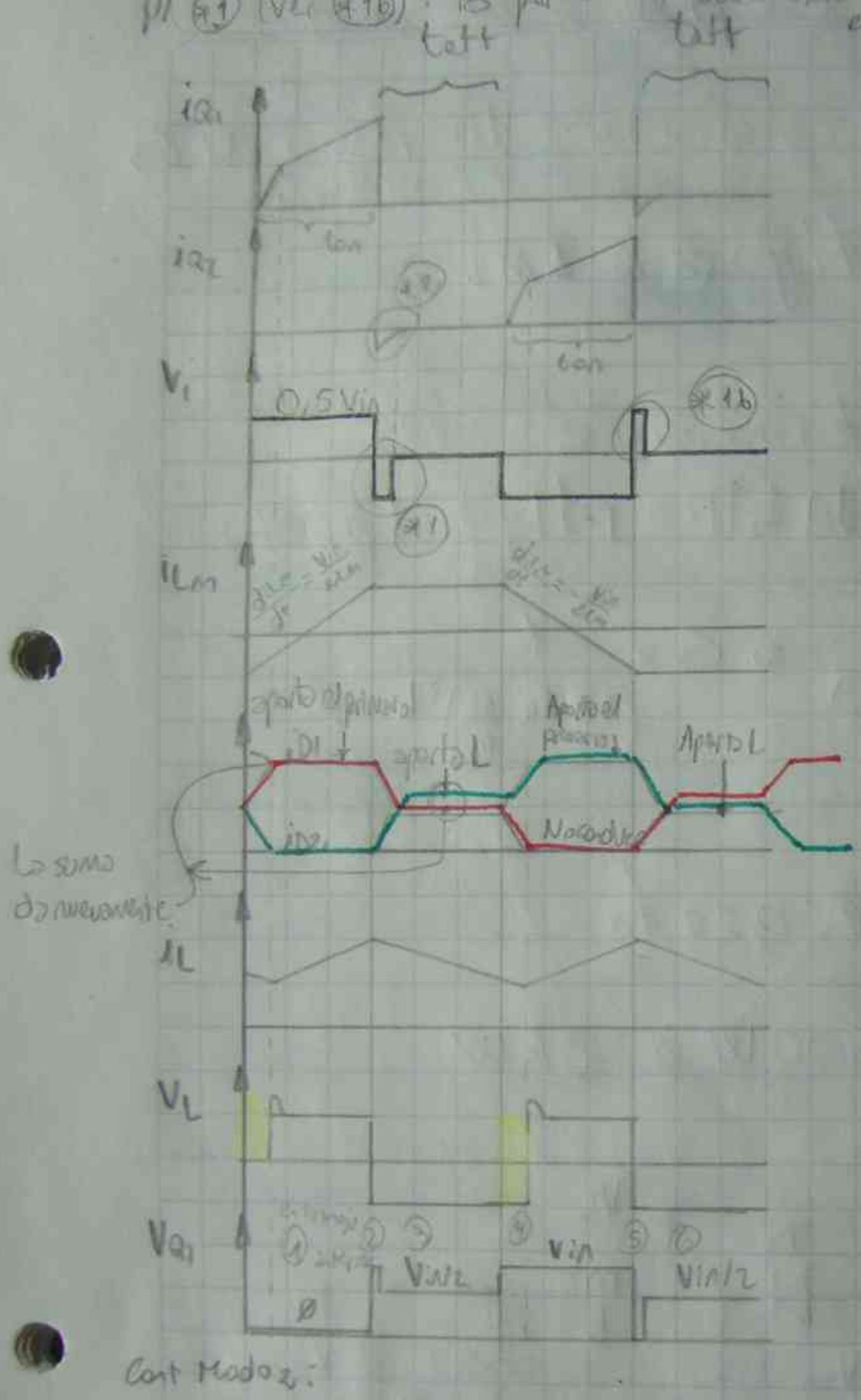


- Usado para bajos valores de Vout.
- Usado hasta 500W (Debido al valor q' tendrían los capa)
- Corriente de los Q es el doble q' p/ push pull

Ventajas

$C_1 = C_2$
1) La tensión de bloqueo de los tx es V_{in} (no como antes q' era $2V_{in}$).
2) Permite balancear los Volts-seg de cada transistor automáticamente p/ prevenir la saturación gracias a C_1 y C_2.
3) Por lo anterior no necesito núcleo con entrehierro ni controles de simetría.

(*1) Cuando se apaga Q1, la inductancia del primario trata de conservar la corriente circulando en el mismo sentido. Para ello, invierte la tensión en sus bornes. Esto hará q' en el primario aparezca una tensión $-V_1/2$. Dicha tensión durará un cierto tiempo, ya que la corriente encuentra camino hacia la línea. La polaridad q' adquiere el primario en ese momento, polariza a D2, de ahí surge (*2). Algo similar sucederá cuando Q2 pase a corte, pero q' con polaridad invertida (2b) p/ (*1) (ver (*1b)). Es por esto q' debe existir un tiempo entre encendido de Q1 y Q2, si no, se pondría en corto. Por lo general, se usa un D_{max} de 0.8.



Cont Modo 2:

V_L se invierte p/ mantener en conducción D1 y D2:

- $V_L = -V_{out}$.
- $V_{S1} = V_{S2} = \emptyset$

Modo 3 y 4:

Modo 3 → Conduce Q2, Modo 4 se bloquea Q2.

Estos modos son de procedimiento similar al modo 1 y 2.

Balance de energía en L:

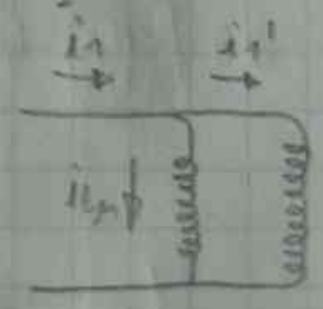
- $\left(n\frac{V_{in}}{2} - V_{out}\right)DT - V_{out}(1-D)T = \emptyset \Rightarrow M_{(D)} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{nD}{2}$

Modo 1 = ton de Q1 y Q2

- $V_1 = \frac{V_{in}}{2}$; $V_{S1} = V_1 \cdot N = V_1 \frac{n_S}{n_P}$
- $V_{S2} = -V_1 N$; $V_{DSQ2} = V_{in}$
- $V_L = \frac{V_{in} \cdot N}{2} - V_o = L \cdot \frac{\Delta i_L}{t_{on}}$; $\frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{V_{in}}{2L_m}$

Modo 2 = toff de Q1 y Q2

$i_1' = \emptyset \Rightarrow i_{D1(t)} + i_{D2(t)} = i_L(t)$



- En la práctica hay una pequeña diferencia en estas corrientes debido a q' $i_{Lm} \neq \emptyset$.

- Las corrientes del trafo ideal cumplen q':
- $i_1' - n\, i_{D1} + n\, i_{D2} = \emptyset$

La ec del nodo prim:

- $i_1 = i_{Lm} + i_1'$; $i_{Lm} = i_{1(t)} - i_1'(t)$

$\Rightarrow i_{Lm(t)} = i_1(t) - n\, i_{D1} + n\, i_{D2}$

Agregado de C_3:

- C_3, capacitor de acoplamiento sin polaridad.
- Debe tener bajo ESR p/ evitar calentamiento.

- Si $C_1 \neq C_2 \Rightarrow \frac{V_{in}}{2}$ no se logra } Casos en los q. deberíamos usar C_3
- Si usamos BJT
- $C_3 \Rightarrow$ P/ evitar desbalance del flujo en la LM.

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_3}}$$

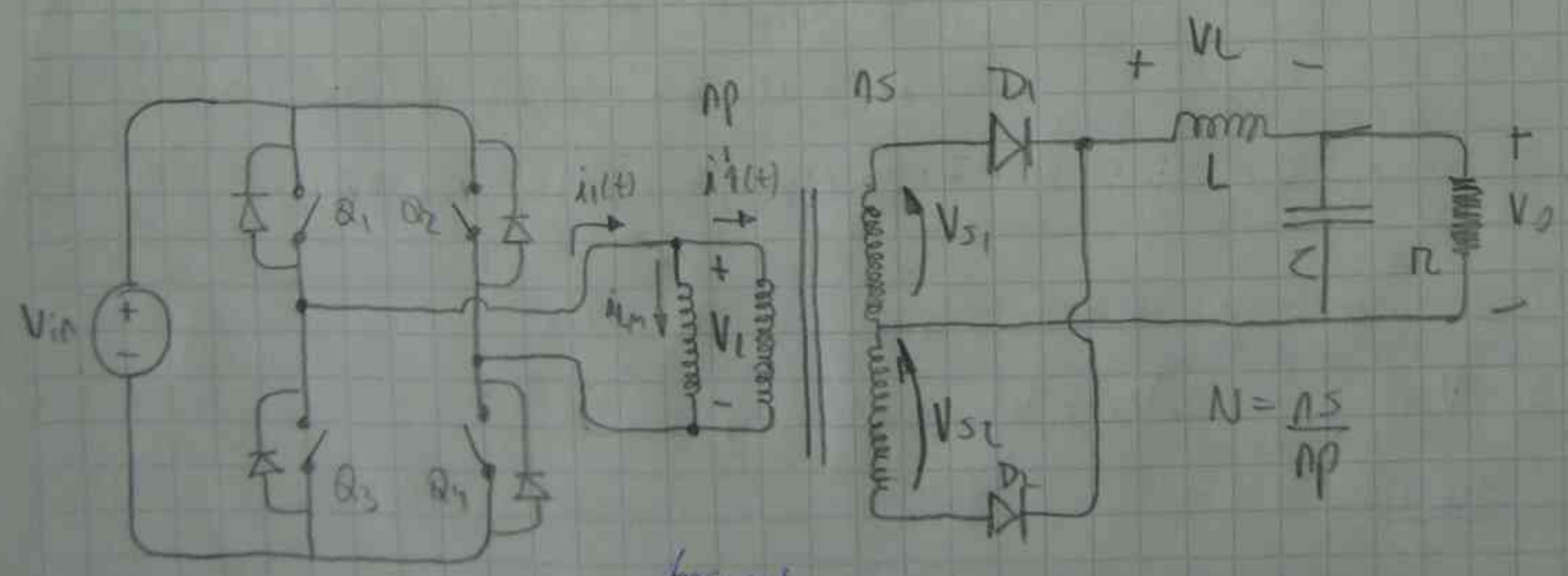
- f_R = frecuencia de resonancia.
- L_R = Inductancia del filtro reflejado al primario

$$L_R = \left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 \underbrace{L}_{\text{Inductancia de salida}} \Rightarrow f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{\left(\frac{N_P}{N_S}\right)^2 L C_3}} \Rightarrow C_3 = \frac{1}{\left(2\pi f_R \frac{N_P}{N_S}\right)^2 L}$$

Para propósitos prácticos se dice $f_R = 0{,}25\, f_S$ → frec. de conmutación.

B2.3 PUENTE COMPLETO

Desde 500W a 2KW



- Tiene propiedad de I (forward) (push pull) y de V (half bridge).
- Los Tx diagonal opuestos conmutan conjuntamente.
- Los Tx nunca verán una VDSS de bloqueo mayor que Vin.

Los gráficos son iguales que el half bridge (temporalmente hablando) varían los módulos.

Modo 1 = ton de Q_1 y Q_4

- Q_1 y Q_4 = ON | D_1 = ON | $V_1 = V_{in}$ | $V_{S2} = N \cdot V_{in}$ | $V_{DSQ1} = V_{in}$
- Q_2 y Q_3 = OFF | D_2 = OFF | $V_{S1} = N V_{in}$ | $V_{DSQ2} = V_{in}$

- $V_L = N V_{in} - V_o = L \frac{\Delta i_L}{DT}$; $\frac{\Delta i_{LM}}{\Delta t} = \frac{V_{in}}{L_M}$

Modo 2 = toff de Q_1 y Q_4 (también Q_2 y Q_3 en toff)

V_L se invierte ∴ Conducen D_1 y D_2

- $i_{D1}(t) = \frac{i_{out}(t)}{2} - \frac{i_{LM}(t)}{2N}$
- $i_{D2}(t) = \frac{I_{out}(t)}{2} + \frac{i_{LM}(t)}{2N}$
- $V_L = -V_{out} = L \frac{\Delta i_L}{(1-D)T}$

Modo 3 y 4 : similar proc.

Balance de energía en L:

$$(nV_{in} - V_{out})DT - V_{out}(1-D)T = \phi \Rightarrow M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = nD$$

Selección de dispositivos:

$$Tx \begin{cases} V_{CEV} \text{ ó } V_{DSS} \geq V_{in\,máx} \\ I_{Cmax} \text{ ó } I_{DSS} \geq N \cdot I_{out} \end{cases}$$

$$Dx \begin{cases} V_{BR} \geq 2NV_{in} \\ I_{Dmax} \geq I_{out}/2 + I_{LM}/2N \\ I_F(\Delta V) \geq I_{out}/2 \end{cases}$$

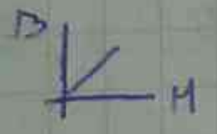
RESTRICCIONES DEL CICLO DE TRABAJO

CONVERTIDORES

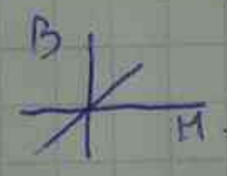
- No aislados
  - Buck (forward)
  - Boost (flyback)
  - Buck-Boost (flyback)

  $0 < D < 1$

- Aislados
  - Unidireccional

    - Flyback — Típicamente $0 < D < 0{,}5$
    - Forward — $D \leq \frac{1}{1 + \frac{n_3}{n_1}}$
  - Simétricos Bidireccional

    - Push Pull
    - Half Bridge
    - Full Bridge

    $0 \leq D < 0{,}5$

    Todo forward.

Boost: $M(D)_{ccm} = \frac{1}{1-D}$ => Cuando $D = \emptyset$, la $V_{out} = \emptyset$, lo cual es un desventaja.

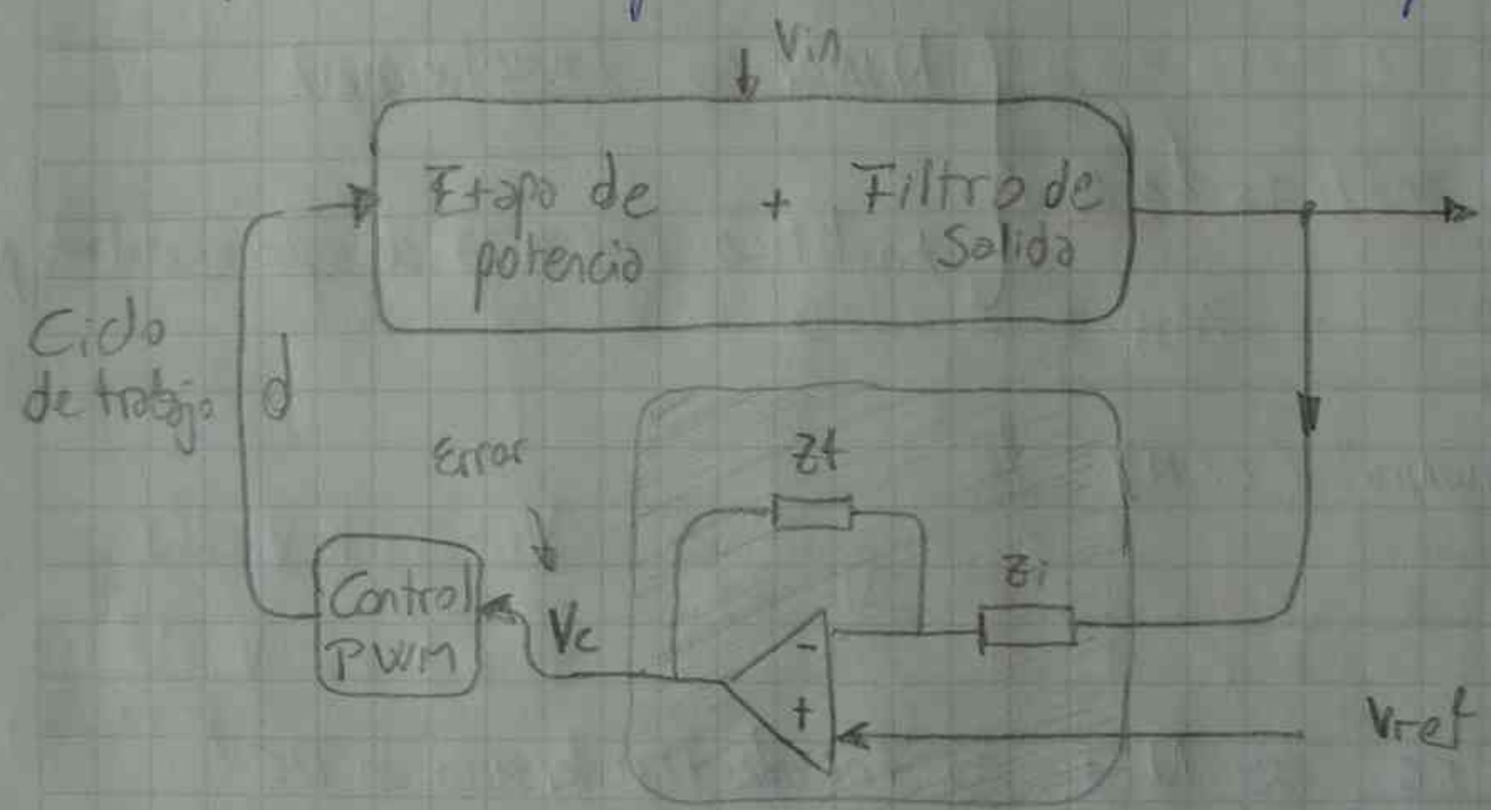
Boost y Buck Boost = El D se suele limitar a 0,5 xq por encima de este valor $M(D)$ es muy alineal y presenta problemas de estabilidad en el diseño del convertidor.
Esta restricción también se debe al tiempo requerido para vaciar el flujo del inductor en el capacitor de salida.

Buck = Típicamente se aplica un rango entre el 5 y el 95 %.

Bidireccionale: Dmax está limitado por los tiempos muertos de los transistores.

MODELIZACION Y CONTROL DE FUENTES CONMUTADAS (Análisis Comp. Dinámico)

- Las tensiones de salida son reguladas dentro de un MARGEN DE TOLERANCIA ante variaciones: Δ_{Load}, ΔV_{in}
- El control se hace mediante REALIMENTACION, el ERROR producido de comparar la salida y la referencia. Se utiliza para variar el ciclo de trabajo

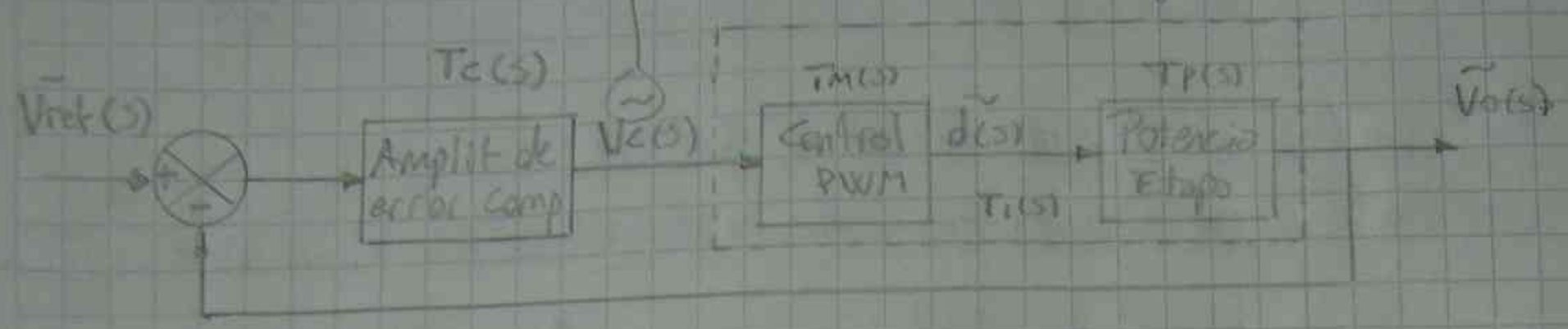


Elemento almacenador de energía.

- El análisis del COMPORTAMIENTO DINAMICO (de L y C) y analizando como afecta a la salida las Δ_{Load}, ΔV_{in}, ΔD) nos permite aplicar el Criterio de Estabilidad de Nyquist y el Diagrama de Bode para:

1) Determinar una compensación adecuada en la realimentación.
2) Predecir.
   - Margen de estabilidad
   - Rechazo al ripple de la tensión de entrada
   - Respuesta transitoria
   - Impedancia de salida

el símbolo ~ señala si se trata de una pequeña perturbación sobre la señal original.



- $T_M(s) = \dfrac{\tilde{d}(s)}{\tilde{V}_c(s)}$; • $T_p(s) = \dfrac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$; • $T_1(s) = \dfrac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{V}_c(s)} = T_M(s) \cdot T_p(s)$

- $\underbrace{T_{OL}}_{\text{open loop}} = T_c(s) \cdot T_1(s)$

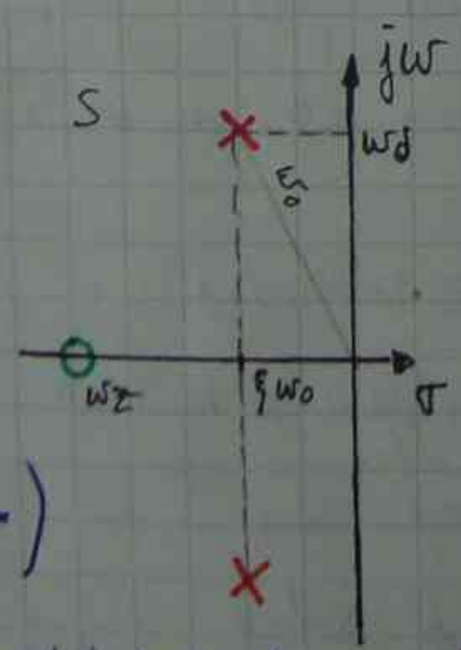
- Métodos para el análisis dinámico $\begin{cases} \text{Numérico (simulaciones)} \\ \text{Analítico (Técnica de espacio-estado promediado)} \end{cases}$

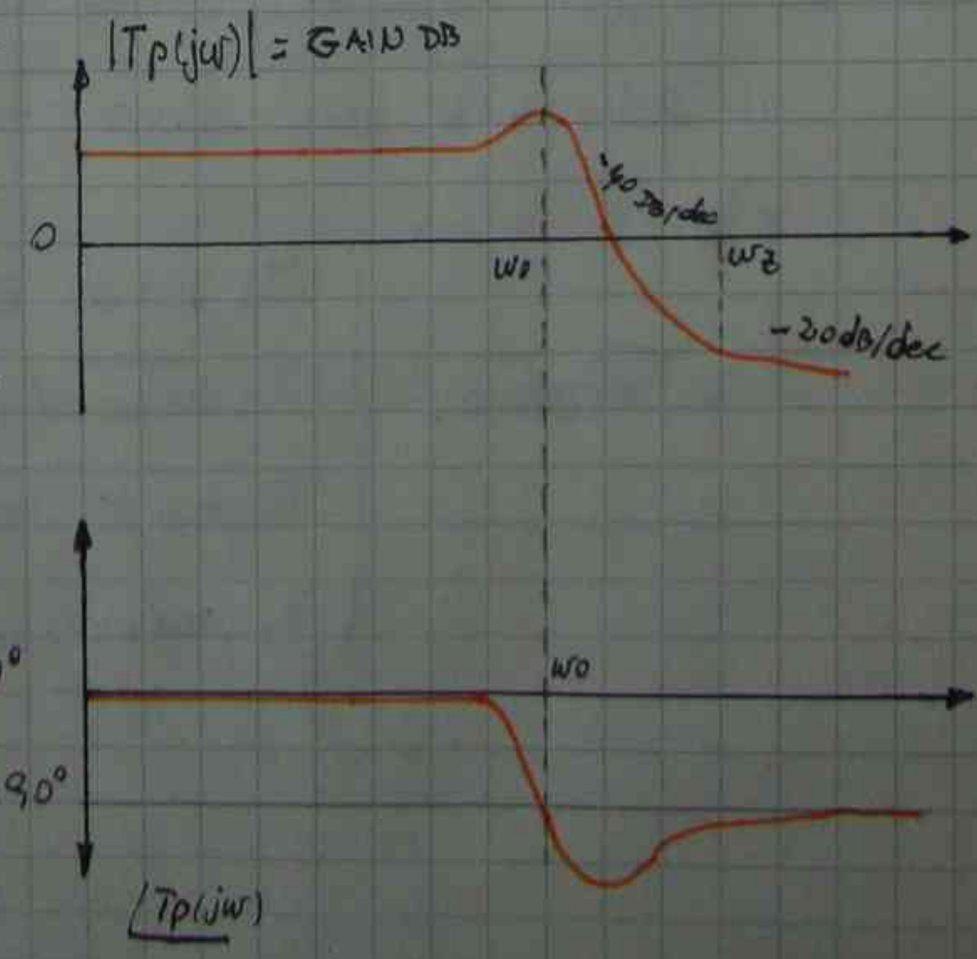
$$\boxed{FT = \frac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \Rightarrow \text{"FORWARD" (CCM)}}$$

- $M(D) = N \cdot D \dfrac{R + r_C}{R + r_C + r_L} \approx N \cdot D \Rightarrow$ Fnc de transferencia en DC

- $T_p(s) = \dfrac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \approx N \cdot V_i \, \omega_0^2 \dfrac{\left(1 + \frac{s}{\omega_z}\right)}{s^2 + 2\xi\omega_0 s + \omega_0^2} \Rightarrow$ Fnc de T en AC

$$\begin{cases} \omega_0 = 1/\sqrt{LC} \\ \omega_z = 1/r_C C \\ 2\xi\omega_0 = \left(\dfrac{1}{r_C C} + \dfrac{r_C + r_L}{L}\right) \end{cases}$$





- Por encima de ω_0 del filtro de salida LC, la ganancia cae con una pendiente de -40dB/dec y la fase tiende a -180°.
  Una consideración importante es que la FT no es lineal.

$$\boxed{FT = \frac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \Rightarrow \text{"FLYBACK" (CCM)}}$$

- $T_P(s) = \frac{\tilde{V}_o(s)}{\tilde{d}(s)} \cong V_i \cdot F(D) \; \frac{\left(1+\frac{s}{\omega_{z1}}\right)\left(1 \mp \frac{s}{\omega_{z2}}\right)}{s^2 + 2\xi\omega_o s + \omega_o^2}$ ⇒ Función de T. en Ac

$$\omega_o = \frac{1-D}{\sqrt{LC}}$$

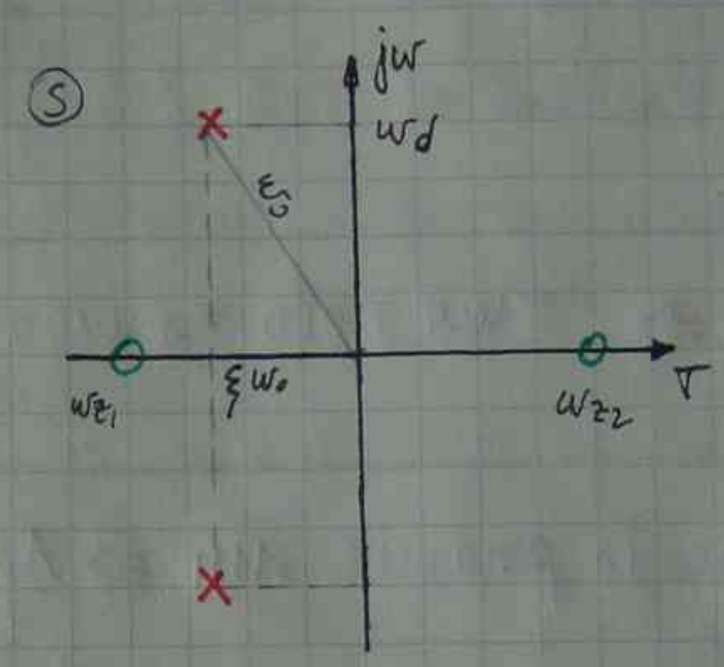
$$\omega_{z1} = \frac{1}{r_E C}$$

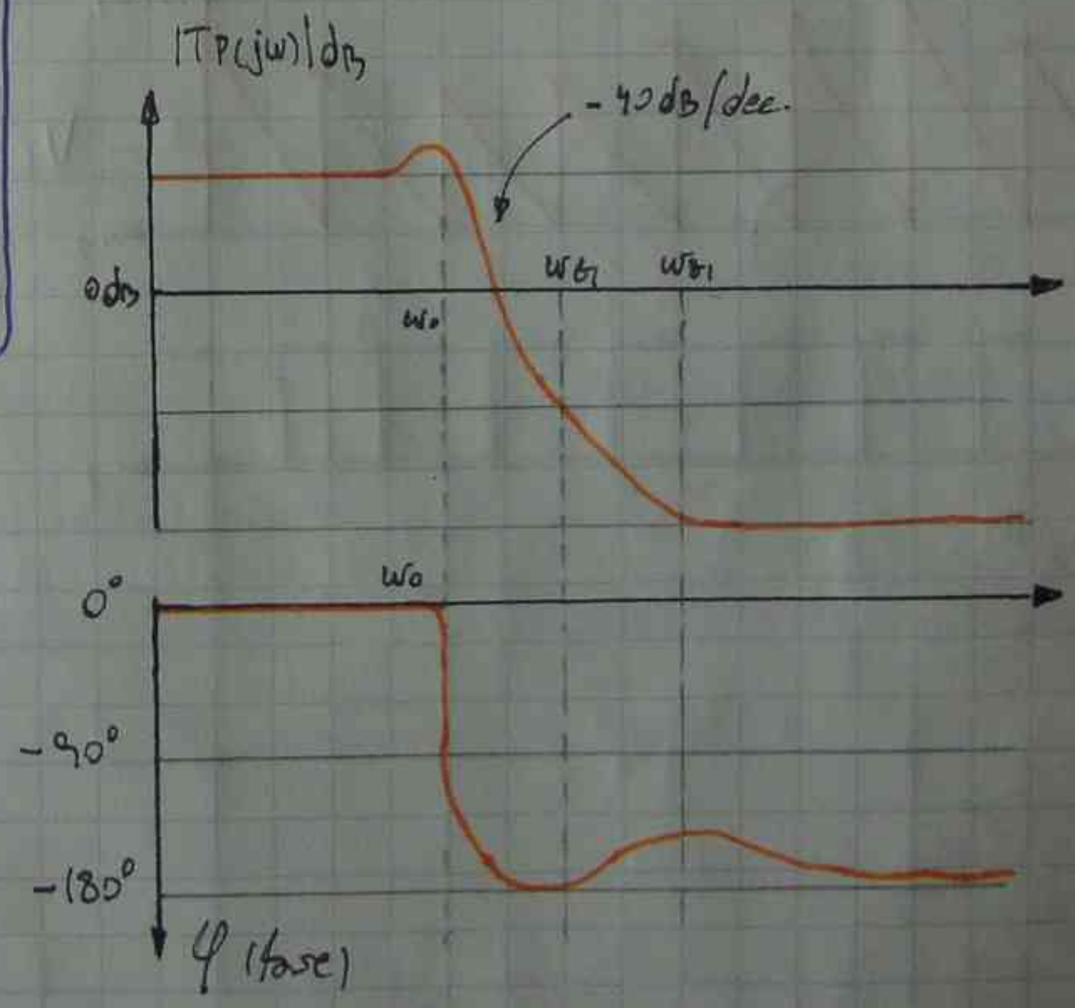
$$\omega_{z2} = \frac{R}{L_E \cdot D}$$

$$L_E = \frac{L}{(1-D)^2}$$

$$2\xi\omega_o = \frac{rL/D^2 + rC/D}{L_E} + \frac{1}{RC}$$

$$F(D) = \frac{N}{1-D} \quad \text{(fnc no lineal).}$$



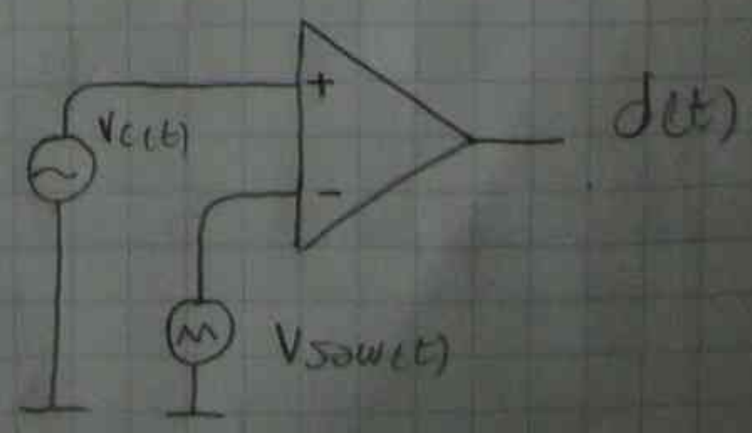


! ω_{z2} → Ante un incremento instantaneo de D, la salida decrece momentaneamente (La I_L no puede decrecer instantaneamente)

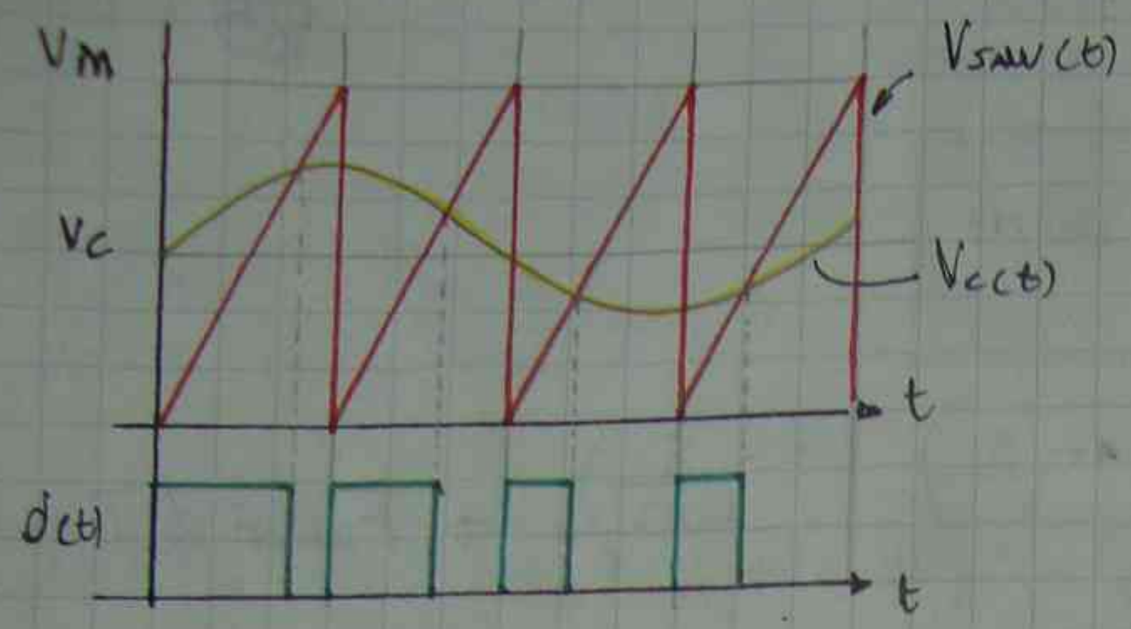
! ω_{z2} → Hace mas dificil la compensación, introduce un retardo de fase. Razón por la cual el Flyback se usa en DCM y controlado por corriente.

$$\boxed{FT = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{V}_c(s)} \Rightarrow \text{"PWM"}}$$

$V_c(t) \rightarrow \boxed{1/\text{PWM}} \rightarrow d(t)$



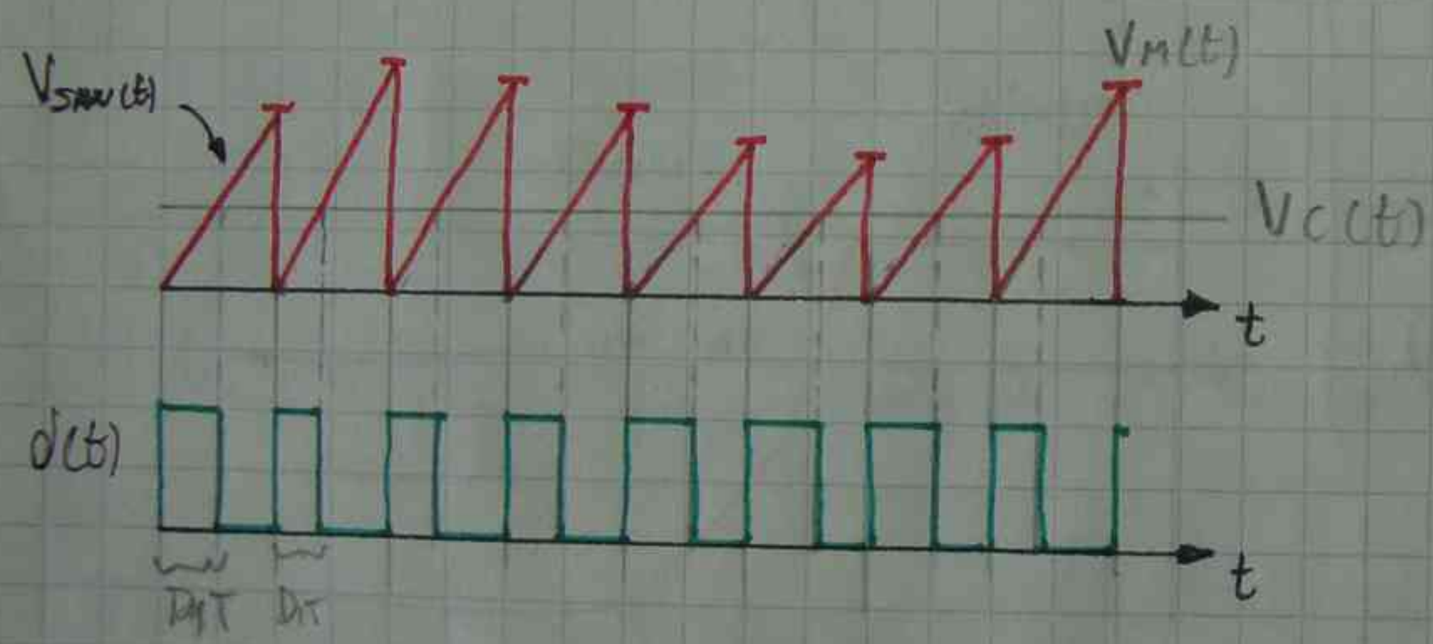
→



- $d(t) = \dfrac{V_c(t)}{V_M}$
- $V_c(t) = V_c + \tilde{V}_c(t)$
- $d(t) = D + \tilde{d}(t)$
- $D + \tilde{d}(t) = \dfrac{V_c + \tilde{V}_c(t)}{V_M}$
- $D = \dfrac{V_c}{V_M}$; $\tilde{d}(t) = \dfrac{\tilde{V}_c(t)}{V_M}$

$$\boxed{FT = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{V}_c(s)} \Rightarrow \text{"PWM FEED FORWARD"}}$$

$\Delta V_{in} \Rightarrow$ Modifico la pendiente $\Rightarrow$ Ajusto "D" $\Rightarrow$ V_o cte $\Rightarrow$ error $\emptyset$

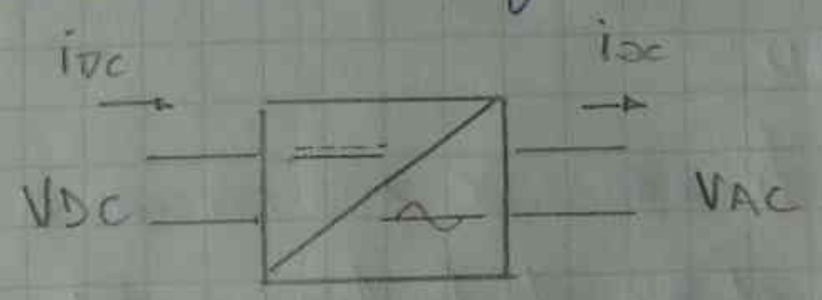


$V_M(t) = K\,V_{in}(t)$

$D + \tilde{d}(t) = \dfrac{V_c + \tilde{V}_c(t)}{K\,V_i(t)}$

UNIDAD 6
INVERSORES

Un inversor es un convertidor que transfiere potencia de una fuente de continua a una carga de alterna. Cambia la entrada de DC en una tensión simétrica de CA con una magnitud, frecuencia y fase deseada.



- INVERSORES
  - CSI (de fuente de corriente)
  - VSI (de fuente de tensión).
    - MONOFASICOS
      - MOD. DE ONDA CUADRADA.
      - MOD x CONTROL DE AMPL y ARMON.
      - PWM_SPWM_MSPWM
        - CONM. DE V UNIPOLAR
        - " " " DIPOLAR
    - TRIFASICOS
      - MOD. DE ONDA CUADRADA a 180°
      - " " " " " 120°
      - PWM_SPWM. MSPWM
      - SUPWM

PARÁMETROS DE RENDIMIENTO:

FACTOR ARMONICO DE LA ENESIMA COMPONENTE:

$HF_n = \frac{V_n}{V_1}$ → fundamental RMS

Es una medida de la contribución armónica individual.

DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL:

$$THD_V = \frac{\sqrt{\sum_{n=2,3,..}^{\infty} V_{n_rms}^2}}{V_{1_rms}} = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{1_rms}^2}}{V_{1_rms}}$$

Es la medida de la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental.

FACTOR DE DISTORSIÓN:

$$DF = \frac{1}{V_1}\sqrt{\sum_{n=2,3}^{\infty}\left(\frac{V_n}{n^2}\right)^2}$$

Proporciona el contenido armónico total, pero no indica el nivel de c/u de sus componentes.

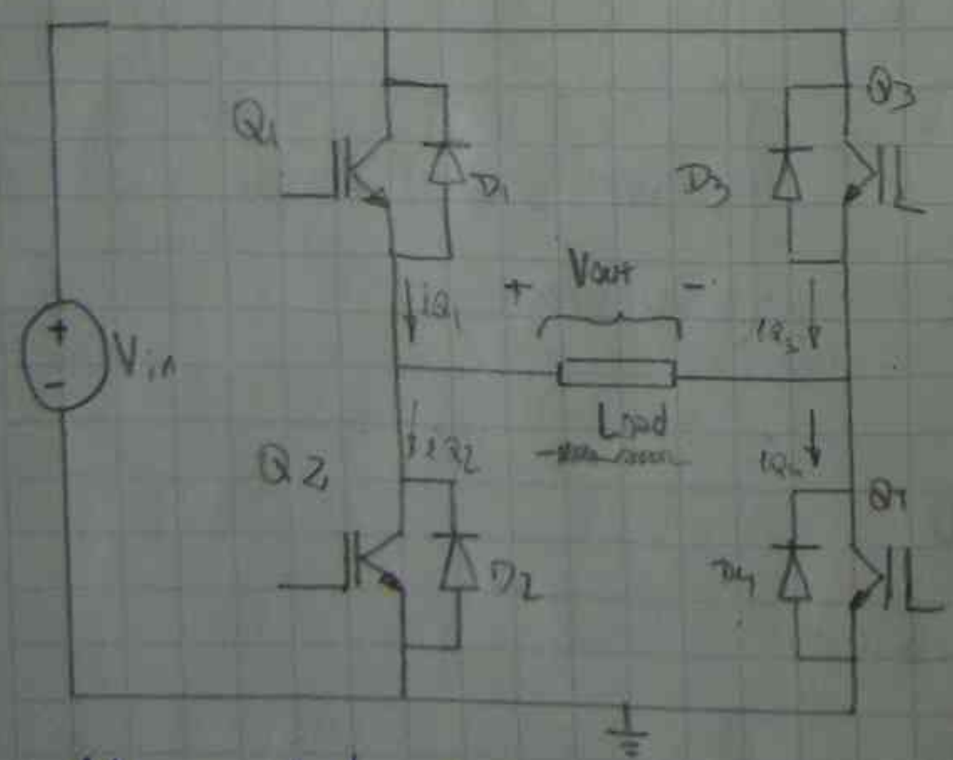
$$DF = \frac{V_n}{V_1 n^2}$$ → Factor de distorsión de la componente individual.

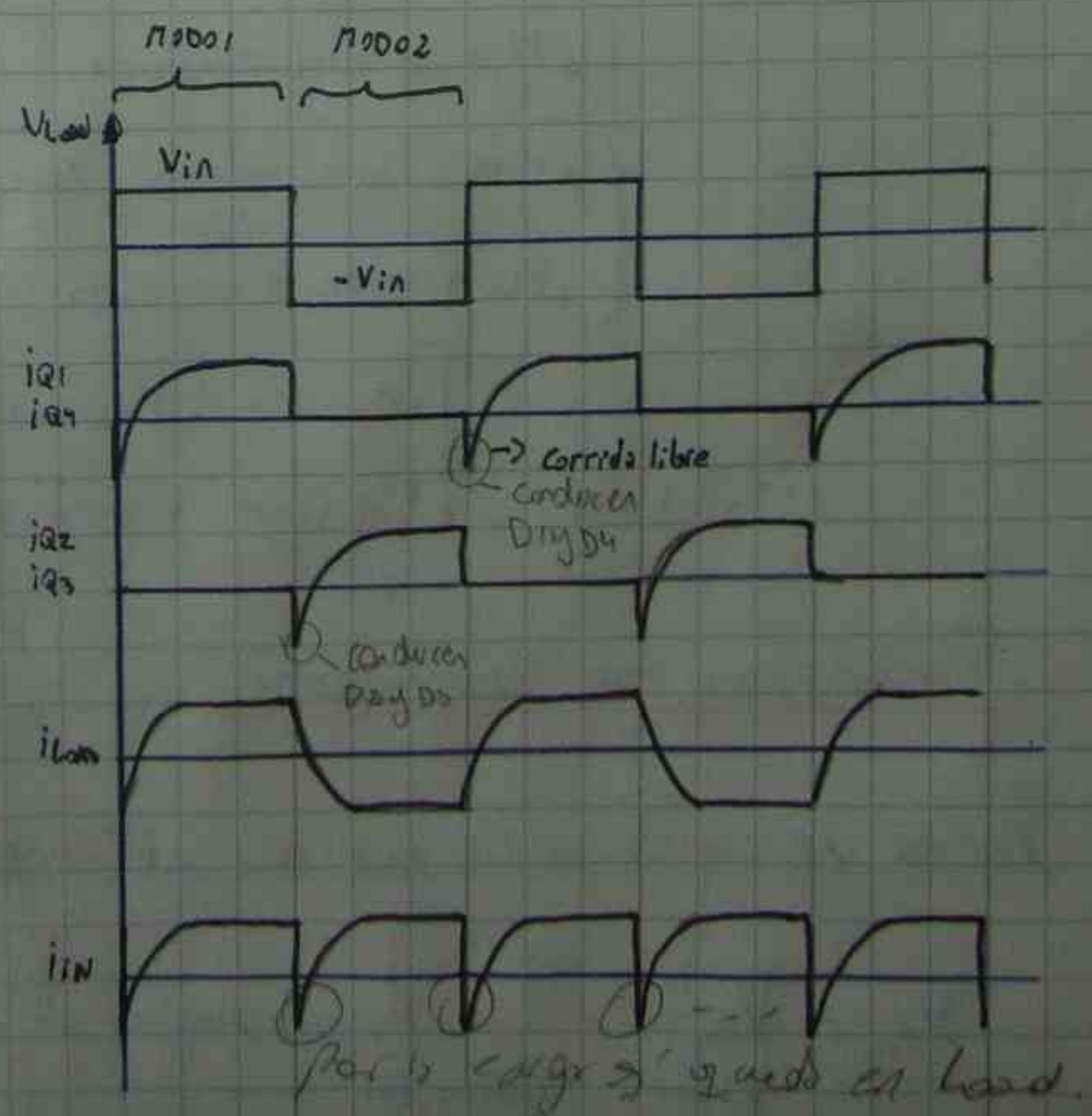
ARMÓNICA DE MENOR ORDEN:

Es aquella componente cuya frecuencia es mas cercana a la fundamental y cuya amplitud es mayor o igual que el 3% de la fundamental.

INVERSORES MONOFÁSICOS

INV. MONOFÁSICO DE PUENTE COMPLETO (ONDA CUADRADA)





	Llaves Cerradas	Vo
(M1)	Q1 y Q4	Vin
(M2)	Q2 y Q3	-Vin
	Q1 y Q3	∅
	Q2 y Q4	∅

! Tiempo_apagado > tencendido : es necesario un tiempo muerto sino se cortocircuita.

! Los transistores de las mismas ramas, nunca conducen simultaneamente. En un tiempo se producirá un cortocircuito.

Con carga R y sin tiempo muerto:

- $V_o = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{T/2} (V_{in})^2\, dt}$; Por Fourier

de una señal cuadrada

- $V_o = \sum_{1,3,5\ldots} \frac{4V_{in}}{n\pi} \operatorname{sen}(n\omega t)$
- $V_o = 0$, $n = 2, 4, 6 \ldots$

$P/n=1 \Rightarrow V_1 = \frac{4V_{in}}{\sqrt{2}\pi} = 0{,}9V_{in}$ → Valor RMS de la componente fundamental.

THD$_v$ p/ este modelo = 48,3%

Con Carga RL

Si se tiene una onda cuadrada de tensión donde $0 \leq t \leq T/2 \Rightarrow$ la corriente de carga es la suma de la corriente natural más la forzada.

- P/ $0 \leq t \leq T/2$ $\quad i_o(t) = \underbrace{\frac{V_{in}}{R}}_{\text{FORZADA}} + \underbrace{A e^{-t/\tau}}_{\text{NATURAL}}$ → L/R

P/ $t=0$
$I_{min} = \frac{V_{in}}{R} + A$, se obtiene A

- P/ $T/2 \leq t \leq T$ $\quad i_o(t) = -\frac{V_{in}}{R} + B e^{-(t-T/2)/\tau}$

P/ $t = T/2$
$I_{max} = -\frac{V_{in}}{R} + B$, se obtiene B

- $i_o(t) = \begin{cases} \frac{V_{in}}{R} + \left(I_{min} - \frac{V_{in}}{R}\right) e^{-t/\tau} & p/\ 0 < t < T/2 \\ -\frac{V_{in}}{R} + \left(I_{max} + \frac{V_{in}}{R}\right) e^{-(t-T/2)/\tau} & p/\ T/2 < t < T \end{cases}$

- $|I_{MAX}| = |I_{MIN}| = \frac{V_{in}}{R}\left(\frac{1-e^{-T/2\tau}}{1+e^{-T/2\tau}}\right)$

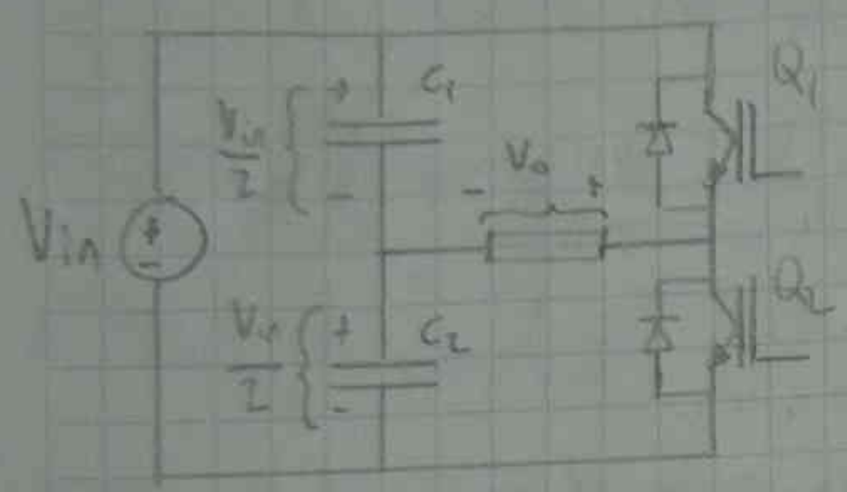
- $I_{o\,rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_{o\,rms}(t)^2\, dt}$

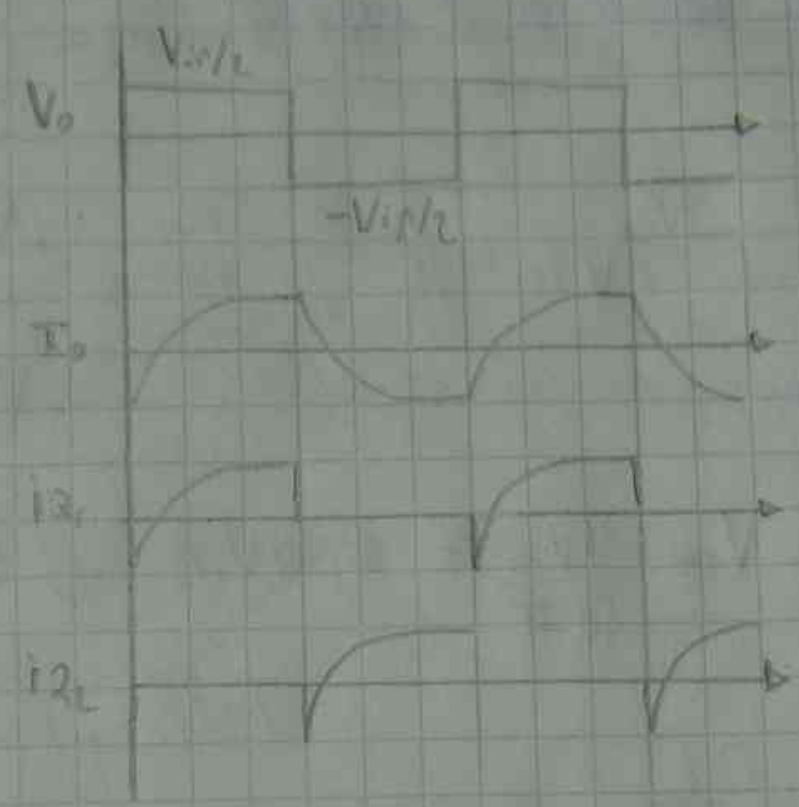
- La potencia absorbida → p/ dispositivos ideales la potencia absorbida es igual a la entregada por la fuente
- → Para carga RL, la corriente de carga no puede cambiar instantaneamente. Durante el tiempo muerto, la discontinuidad es salvada por los diodos.

- Corriente Libre → Conducen los diodos → Q_1, Q_2, Q_3, Q_4 apagados

- Pot absorbida por la carga → $P_{o\,rms} = I_{rms}^2 \cdot R$

Inversor Monofasico Medio Puente





$$V_{o_rms} = \frac{V_{in}}{2}$$

$$V_o = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} 2\frac{V_{in}}{n\pi} \operatorname{Sen}(n\omega t)$$

Tipos de Modulacion del Pulso Demando

En la mayoria de los casos es necesario controlar la tension en la carga por los siguientes motivos:

- P/ regular variaciones de tensión en la línea.
- P/ regular la tensión en la carga.

Es necesario modular el ancho del pulso de los tx. Esto significa, con tensión de entrada (V_i) no controlado, el inversor deberá tener ganancia variable y controlada. Los métodos mas usados son:

① ✓ Control de amplitud y armónicos (✗ Decalado)

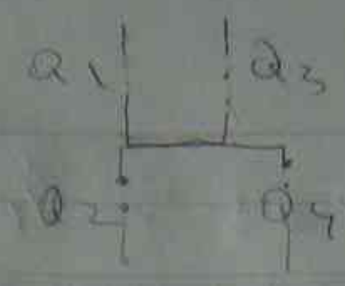
Control por ancho de pulso de varios pulsos uniformes (UPWM) (No entra)

② ✓ Modulación senoidal del ancho del pulso (SPWM)

Modulación senoidal modificada ~~del~~ MSPWM (Alta freq.) (No entra)

③ ✓ SVPWM (Space Vector PWM)

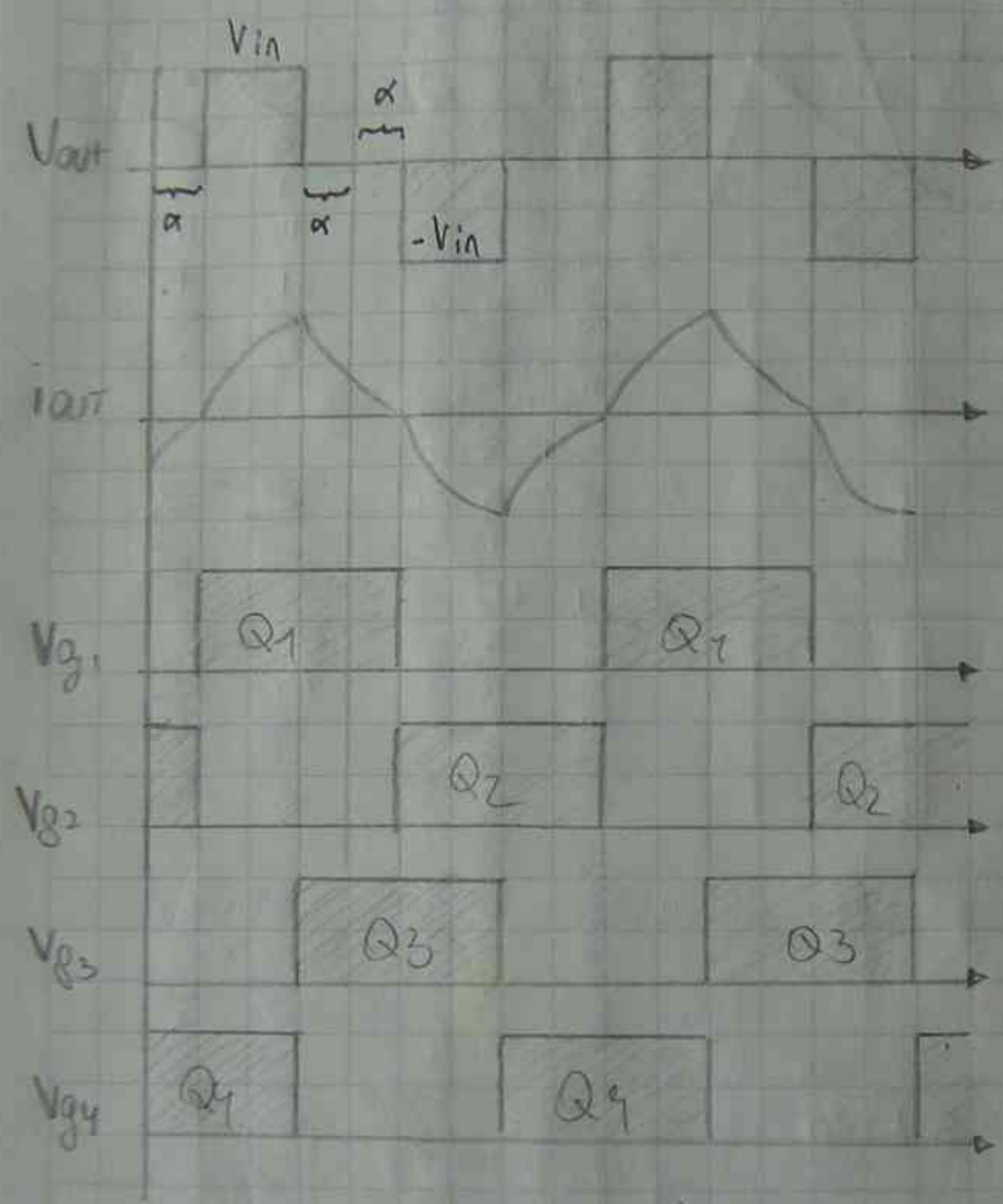
Tecnicas avanzadas de modulación (Alta frecuencia) (No entra)



13, 23, 24, 14, 13

① INVERSOR CON CONTROL DE AMPLITUD Y ARMONICOS

Este tipo de técnica de modulación (también llamado decalado) del inversor solo se puede utilizar en inversores monofásicos y consiste en desfasar un ángulo α o los disparos de los transistores de una diagonal, o sea Q1 respecto de Q4, y Q3 respecto de Q2.



$$V_{o_rms} = V_{in}\sqrt{1-\frac{2\alpha}{\pi}}$$

$$V_o = \sum_{n=1,3,..}^{\infty} V_n \cdot sen(n\omega t)$$

$$V_n = \frac{4V_{in}}{n\pi}\cos(n\alpha)$$

- α es el ángulo donde la carga está en $\emptyset$ o sea cuando están activadas al mismo tiempo Q1 y Q3 o bien Q2 y Q4.
- Para eliminar armónicos se elije $\alpha = \frac{90}{n}$, siendo n el armónico a eliminar (porque hace el coseno).

② MODULACION SENOIDAL DEL ANCHO DE PULSO

- Disminuye el THD considerablemente
- Se compara una señal triangular con una senoidal
- La triangular es la portadora y la senoidal la moduladora

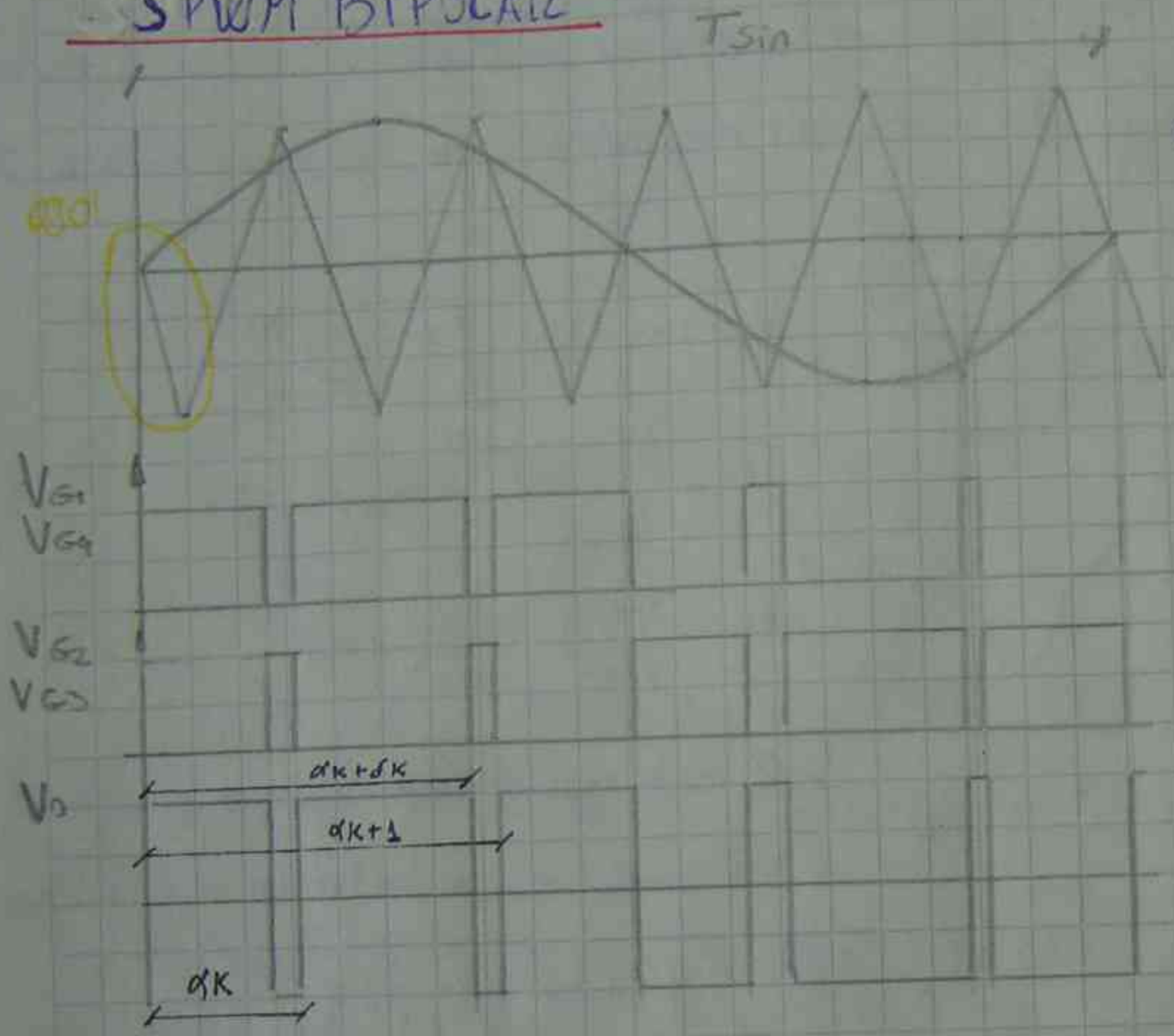
$$M_f = \frac{f_{tri}}{f_{sen}} \begin{cases} \text{entero: SPWM síncrono: } \downarrow THD \\ \text{no entero: SPWM Asíncrono: } \uparrow THD \end{cases}$$

M_f → Entero impar.

amplitud de la 1ra armónica

$$m_a = \frac{\hat{V}_{sen}}{\hat{V}_{tri}} \Rightarrow \begin{cases} 0 < m_a < 1 \therefore \hat{V}_1 = m_a \cdot V_{in} \\ m_a > 1 \therefore \text{satura el modulador} \rightarrow \hat{V}_1 = 4\frac{V_{in}}{\pi} \quad (M \geq 3) \end{cases}$$

SPWM BIPOLAR



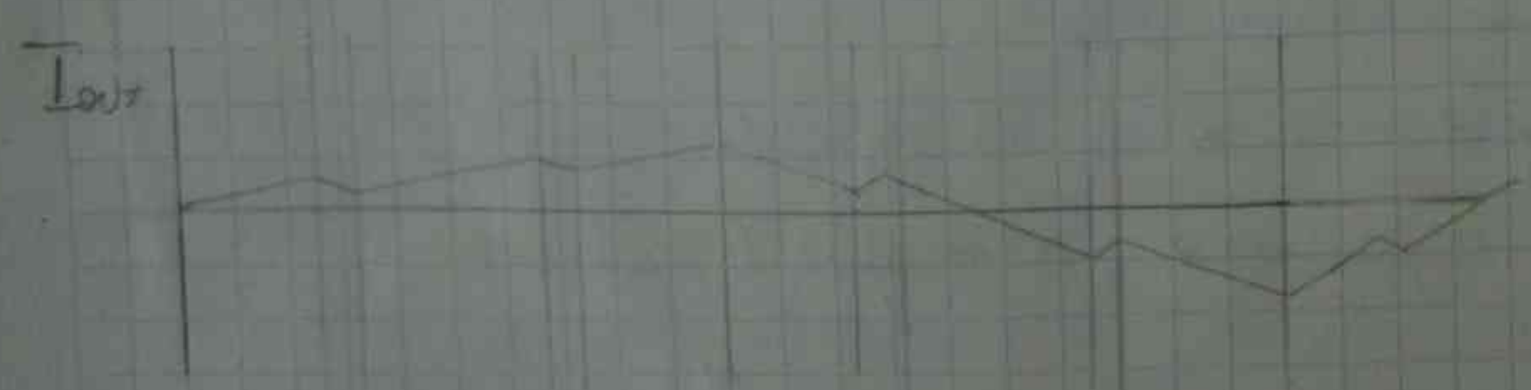
- $V_{out} = +V_{in}$ p/ $V_{sin} > V_{tri}$ (Q_1 y Q_4 ON)
- $V_{out} = -V_{in}$ p/ $V_{sin} < V_{tri}$ (Q_3 y Q_2 ON)

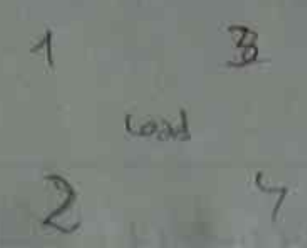
! Importante notar que la señal triangular está en fase con la referencia y se elige un m_f que sea un entero impar.
- m_f siempre dentre 9 y 1.
- IMPORTANTE LA FASE DE LA ONDA TRIANGULAR (empieza con pendiente negativa)

$$V_0 = \sum_{n=1,2,\dots}^{\infty} V_n \operatorname{sen}(n\omega_0 t)$$

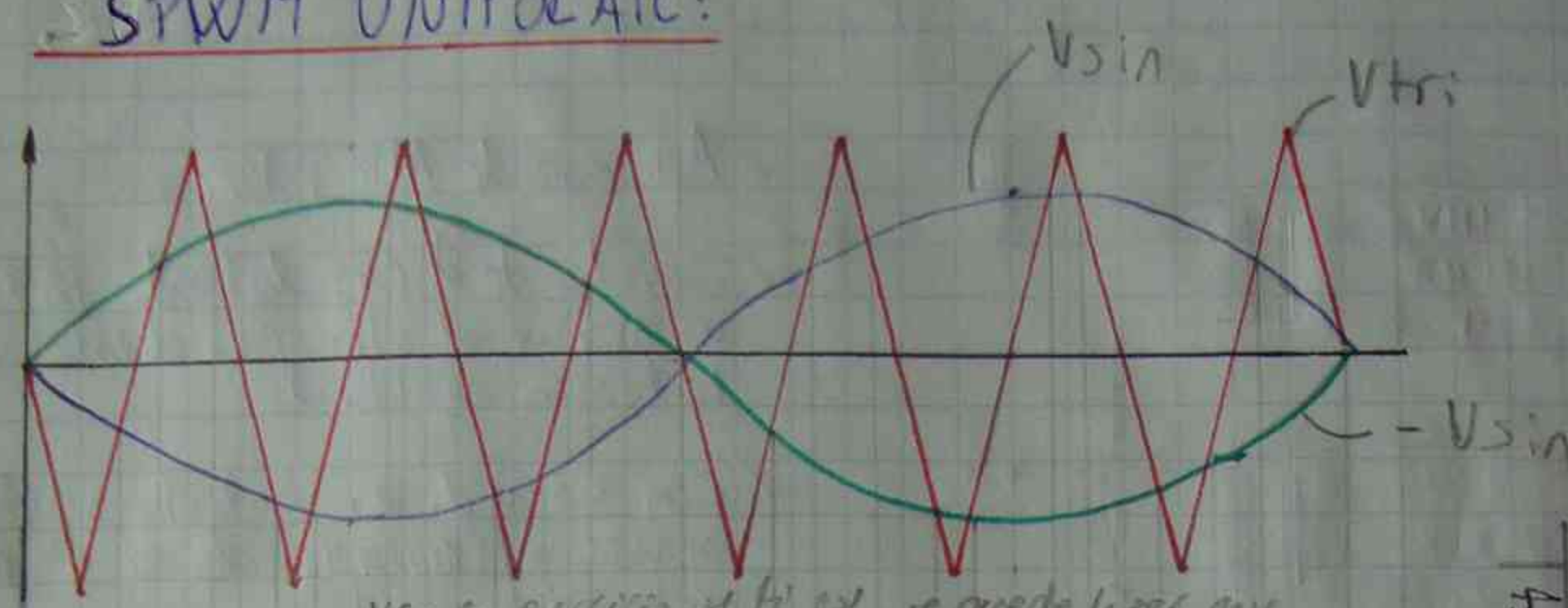
$$V_n = \sum_{K=1}^{p} V_{nK} \; ; \; p = \text{cant de pulsos en } T_{sen}$$

$$V_{nK} = \frac{2V_{in}}{n\pi}\left\{\cos(n\alpha_K) + \cos(n\alpha_{K+1}) - 2\cos n(\alpha_K + \delta_K)\right\}$$

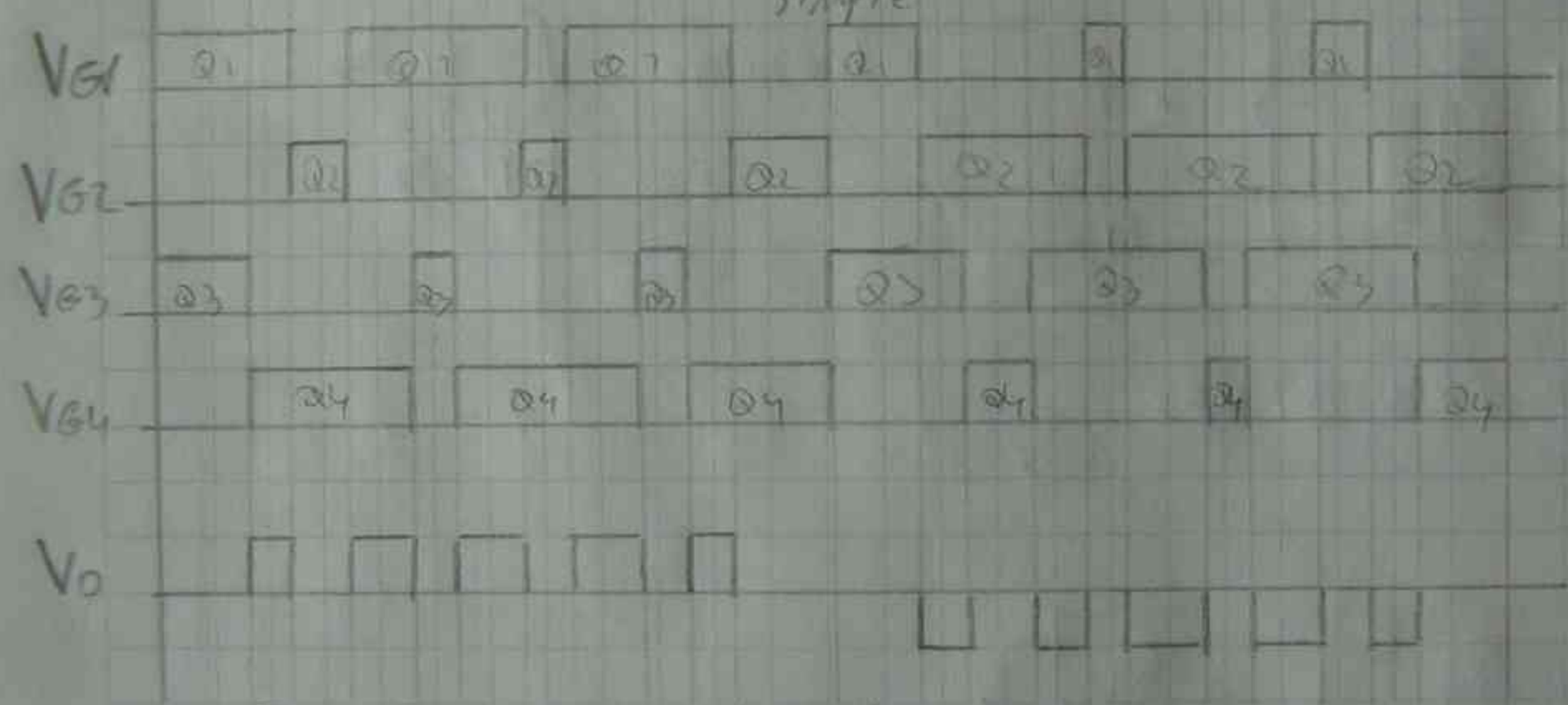


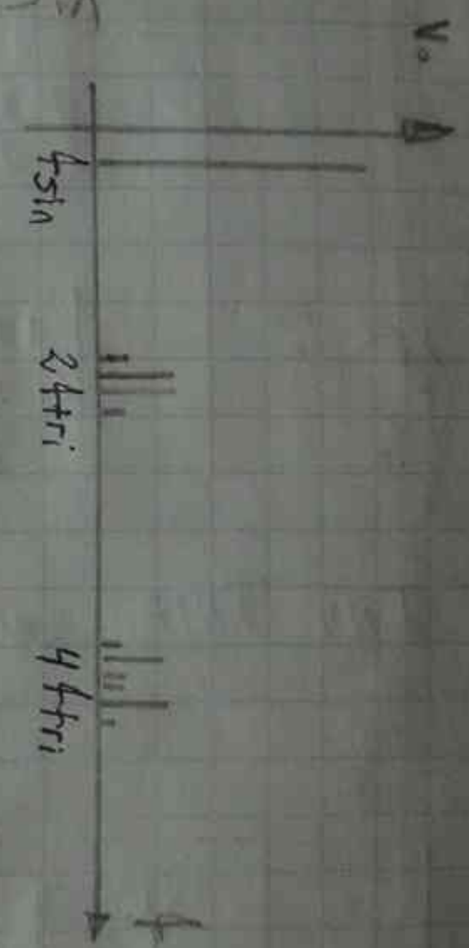


SPWM UNIPOLAR:



Ver en ejercicio 1 Hi 1x1, se puede hacer mas single





Solo se encienden dos transistores por vez

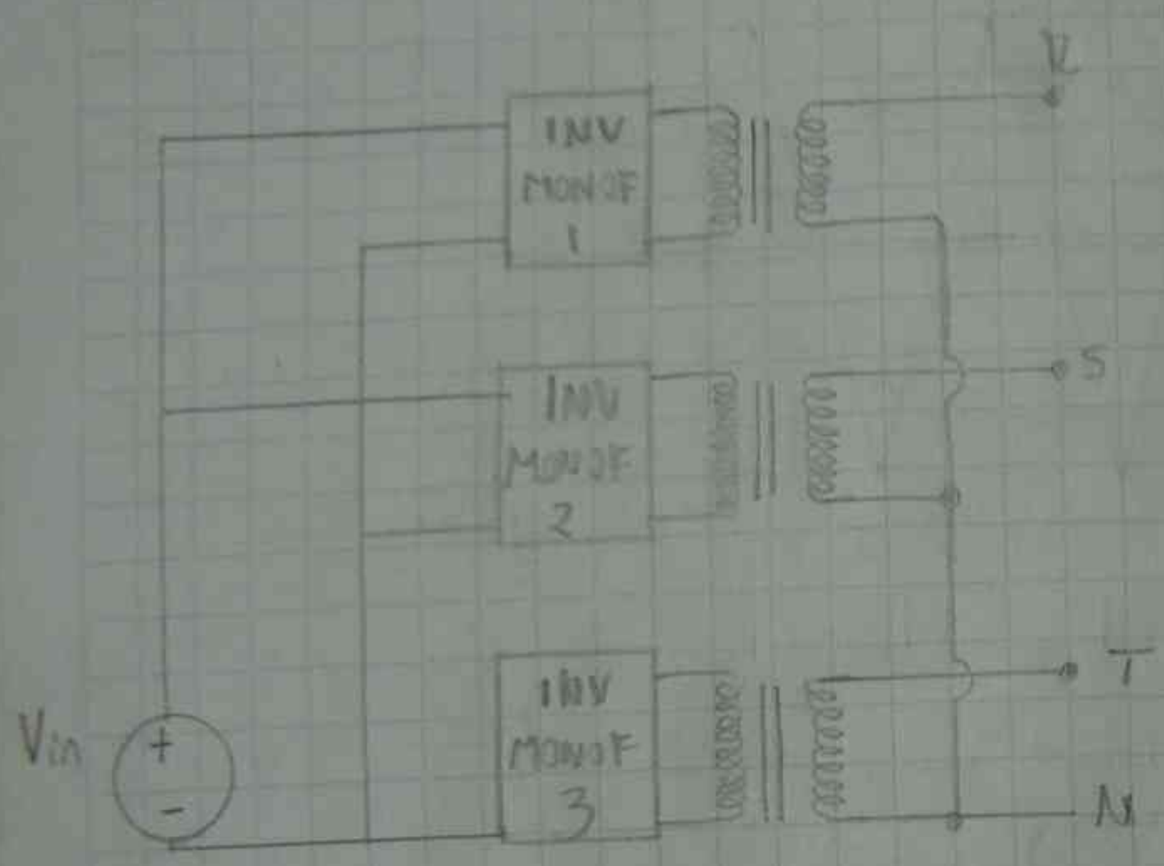
$$S: \begin{cases} V_{sin} > V_{tri} \therefore Q_1 \ (ON) \\ V_{sin} < V_{tri} \therefore Q_2 \ (ON) \end{cases} \text{RAMA 1 Compara } V_{tri} \text{ con } V_{sin}$$

$$\begin{cases} -V_{sin} > V_{tri} \therefore Q_3 \ (ON) \\ -V_{sin} < V_{tri} \therefore Q_4 \ (ON) \end{cases} \text{RAMA 2 Compara } V_{tri} \text{ con } -V_{sin}$$

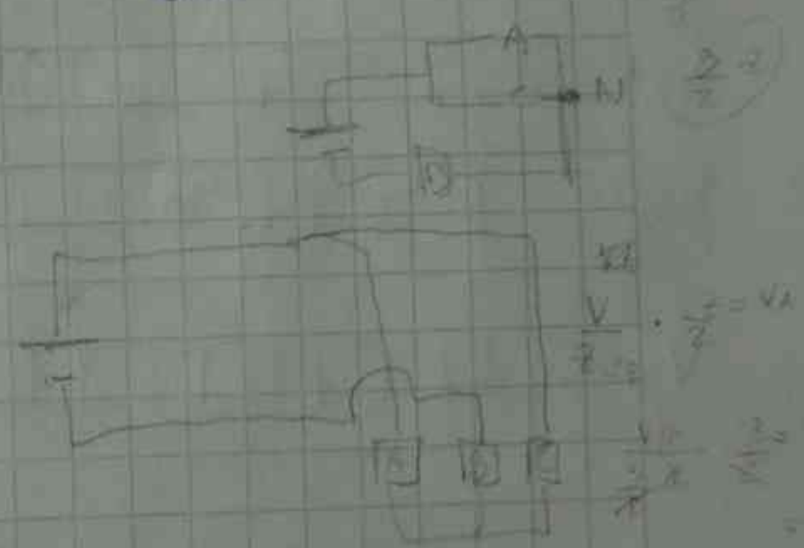
Tiene un THD mucho menor que el SPWM bipolar.

INVERSORES TRIFASICOS

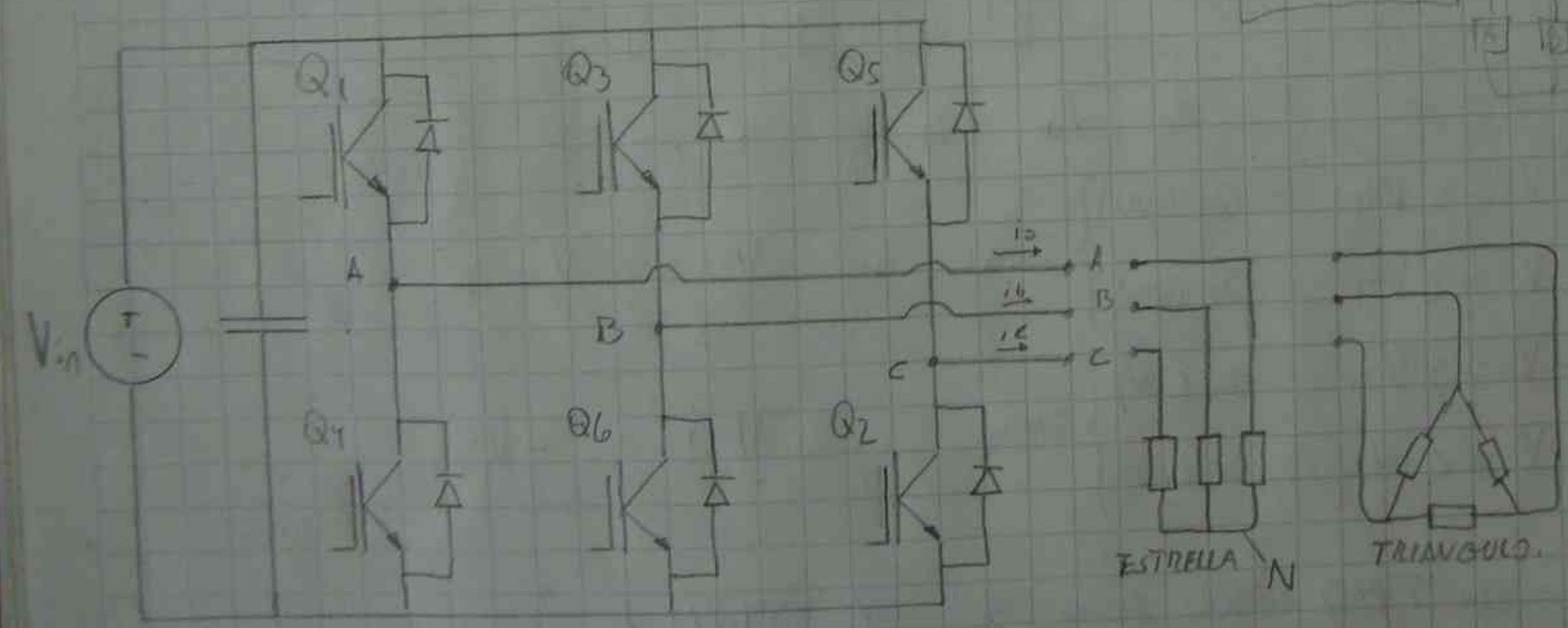
INV. TRIF. CON 3 CONVERTIDORES MONOFÁSICOS



- ✓ Aplicaciones de Alta Potencia.
- ✓ Señales de disparo desfasadas 120° de un inversor al otro para obtener salida trifásica equilibrada.
- ✓ Con secund. en estrella se elimina armónicos múltiplos de 3 q' aparecen en la salida.
- ✓ Requiere
  - 3 trafos
  - 12 Tx
  - 12 Dx



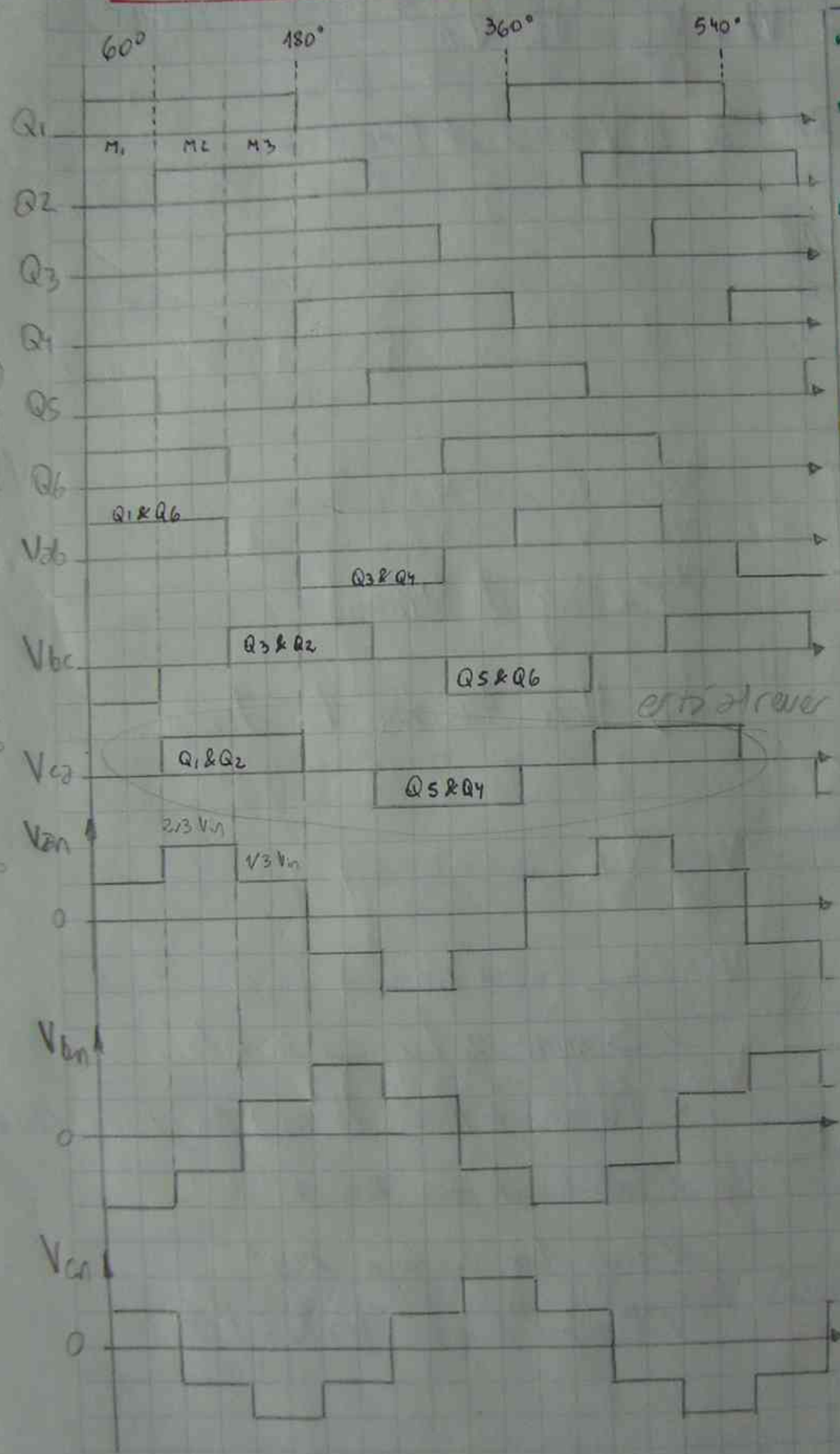
INV. TRIF CON 6 TRANSISTORES



TECNICAS DE CONTROL
- COND A 180°
- COND A 120°
- SPWM
- SV-PWM

V_{ab} $\quad + a \; b \; -$

CONDUCCION A 180°



está al revés

Tipo saber cómo obtuve Van, Vbn y Vcn, hay q' saber como sale en ⓐ

✓ La Vout depende de Vin.

✓ La freq. de salida depende de la freq de conmutación.

✓ Cada tx conduce durante 180°

✓ Siempre hay 3 tx conduciendo

✓ Los disparos están separados cada 60°

! NO PUEDEN ESTAR ACTIVADOS 2 TX DE LA MISMA RAMA.

- $V_{ab} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$ * (30°)

- $V_{bc} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$ (−90°)

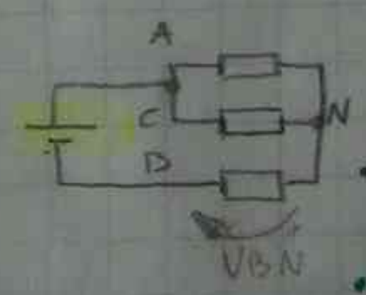
- $V_{ca} = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_{in}}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)$ (−150°)

Los n pares son cero

ⓑ

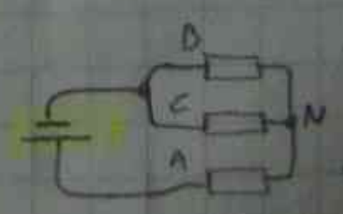
Para carga conectada en Y

Modo 1) $0 \leq \omega t \leq \pi/3$ (Q1, Q5 y Q6) ON



- $Z_{eq} = \frac{3Z}{2}$
- $V_{AN} = \frac{V_{in}}{3}$ • $V_{BN} = -\frac{2}{3} V_{in}$
- $V_{CN} = \frac{V_{in}}{3}$

Modo 2) $\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3}$ (Q1, Q2, Q6) ON



- $Z_{eq} = \frac{3Z}{2}$
- $V_{AN} = \frac{2}{3} V_{in}$ • $V_{BN} = -\frac{V_{in}}{3}$
- $V_{CN} = -\frac{V_{in}}{3}$

Modo 3) $\frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \pi$ (Q1, Q2, Q3) ON

- $Z_{eq} = \frac{3Z}{2}$ • $V_{AN} = \frac{V_{in}}{3}$ • $V_{BN} = \frac{V_{in}}{3}$ • $V_{CN} = -\frac{2V_{in}}{3}$

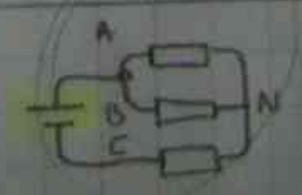
* Si $\frac{n\pi}{6} = \frac{\pi}{2}$

n = 3 anula armónica

n = 3, 9, 15, 21 ...

se anula armónica.

Siempre queda esta topología



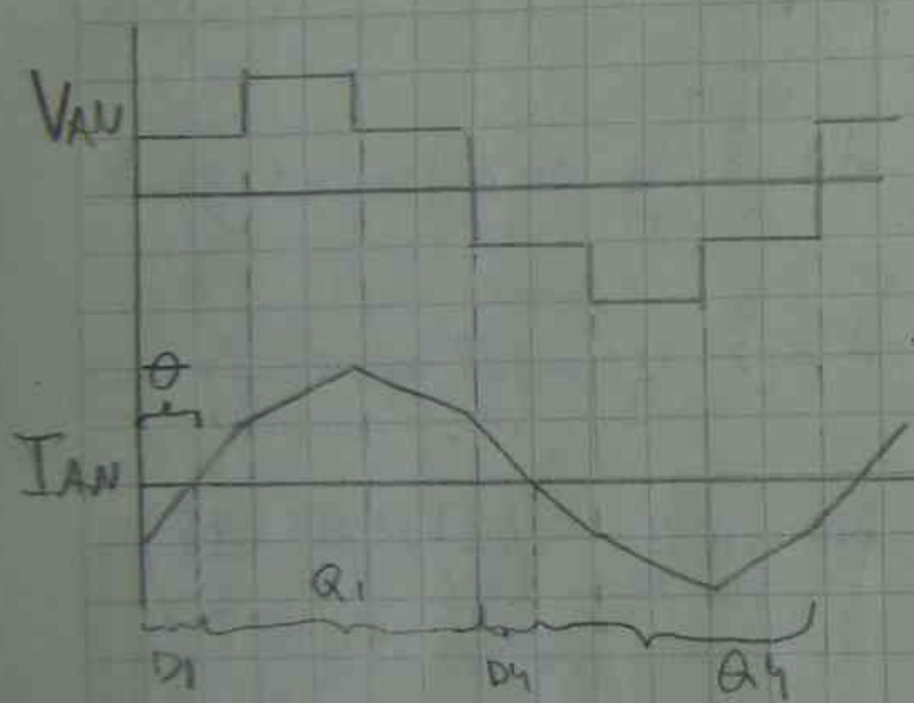
- La tensión RMS de línea → $V_L = \sqrt{\frac{1}{4}\int_0^{\frac{2\pi}{3}} V_{in}^2 \, d\omega t} = \sqrt{\frac{2}{3}}\, V_{in}$

- La tensión RMS de fase → $V_f = \frac{V_L}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2}}{3} V_{in}$

- La n ésima componente RMS de la tensión de línea es:

$$V_{Ln} = \frac{4 V_{in}}{\sqrt{2}\, n\pi} \cos \frac{n\pi}{6}$$

Para carga Inductiva



θ = ang. de atraso

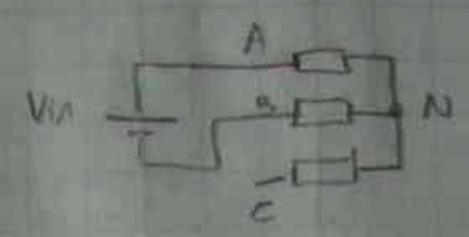
↳ Hace funcionar los diodos

CONDUCCION A 120°

- ✓ Siempre 2 tx conduciendo.
- ✓ Existen 6 modos de cond por c/ciclo (c/u 60°)
- ✓ Señales de excitación dest 60°.
- ✓ Cada tx conduce 120°
- ✓ Tiempos muertos NO NECESARIOS

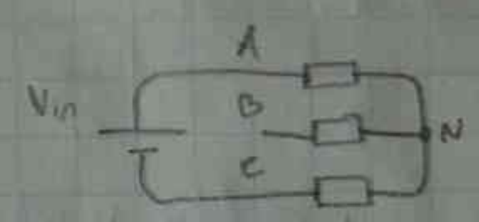
Tensiones VLN conexión estrella:

Modo 1) $0 \leq \omega t \leq \pi/3$ (Q_1, Q_6)



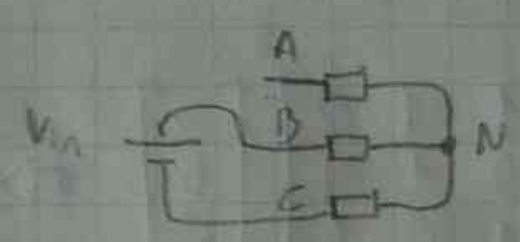
$V_{AN} = \frac{V_{in}}{2}$; $V_{BN} = -\frac{V_{in}}{2}$; $V_{CN} = \emptyset$

Modo 2) $\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3$ (Q_1, Q_2)



$V_{AN} = \frac{V_{in}}{2}$; $V_{BN} = \emptyset$; $V_{CN} = -\frac{V_{in}}{2}$

Modo 3) $\frac{2}{3}\pi \leq \omega t \leq \pi$ (Q_2, Q_3)



$V_{AN} = \emptyset$; $V_{BN} = \frac{V_{in}}{2}$; $V_{CN} = -\frac{V_{in}}{2}$

$$\left.\begin{aligned}
V_{AN} &= \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_{in}}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen}\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \\
V_{BN} &= \sum \frac{2V_{in}}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \\
V_{CN} &= \sum \frac{2V_{in}}{n\pi} \cos\frac{n\pi}{6} \operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{7\pi}{6}\right)
\end{aligned}\right\} \text{"idem a } 180^\circ\text{"}$$

Control a SPWM (o PWM)

✓ Los pares de transistores $Q_1 - Q_4$, $Q_3 - Q_6$ y $Q_5 - Q_2$ son modulados en forma separada.

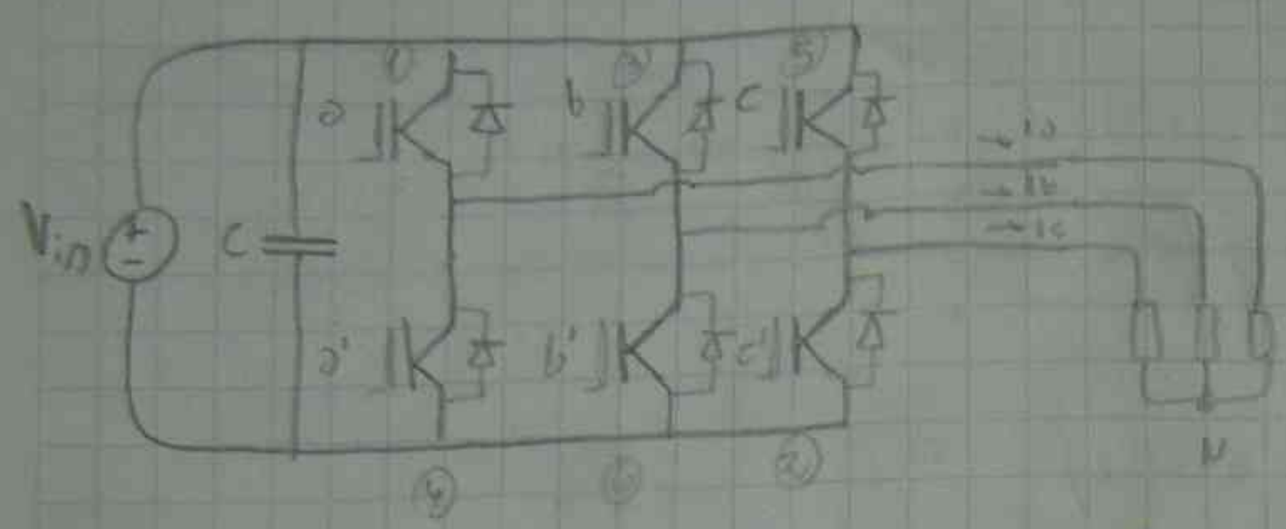
✓ Las señales de referencia tienen desfasaje de 120° para producir trifásico equilibrado.

✓ Los armónicos se minimizan si M_F es entero y múltiplo de 3.

✓ La amplitud de la 1er armónica es "M_a"

TON	CONDICIÓN
Q_1	$V_A > V_{TRI}$
Q_4	$V_A < V_{TRI}$
Q_3	$V_B > V_{TRI}$
Q_6	$V_B < V_{TRI}$
Q_5	$V_C > V_{TRI}$
Q_2	$\underbrace{V_C}_{V_{ref}} < V_{TRI}$

CONTROL SVPWM



✓ Los tx $Q_{1\sim6}$ son controlados por las variables de control a, a', b, b', c y c'

$a = \bar{a}'$, $b = \bar{b}'$, $c = \bar{c}'$.

✓ Cuando un tx se satura, el otro tx de la misma rama deberá estar apagado.

Relación entre la variable vectorial de conmutación $[a, b, c]$ y el vector de línea $[V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}]$:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix}}_{\text{Vector de tensión de línea}} = V_{in} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}}_{\text{Variable vectorial}} \Rightarrow \left.\begin{array}{l} \bullet\ V_{ab} = V_{in} \cdot a - V_{in}\, b \\ \bullet\ V_{bc} = V_{in} \cdot b - V_{in} \cdot c \\ \bullet\ V_{ca} = -V_{in}\, a + V_{in} \cdot c \end{array}\right\} \text{(b)}$$

De la ecuación anterior se puede derivar la tensión de fase respecto al neutro en:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}}_{\text{Vector Tensión Fase-Neutro}} = \frac{1}{3} V_{in} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

$$\left.\begin{array}{l} V_{an} = \frac{V_{in}}{3}(2a - b - c) \\ V_{bn} = \frac{V_{in}}{3}(-a + 2b - c) \\ V_{cn} = \frac{V_{in}}{3}(-a - b + 2c) \end{array}\right\} \text{(a)}$$

Patrón de conmutación y tensiones de salida.

a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
1	1	1	0	0	0	0	0	0

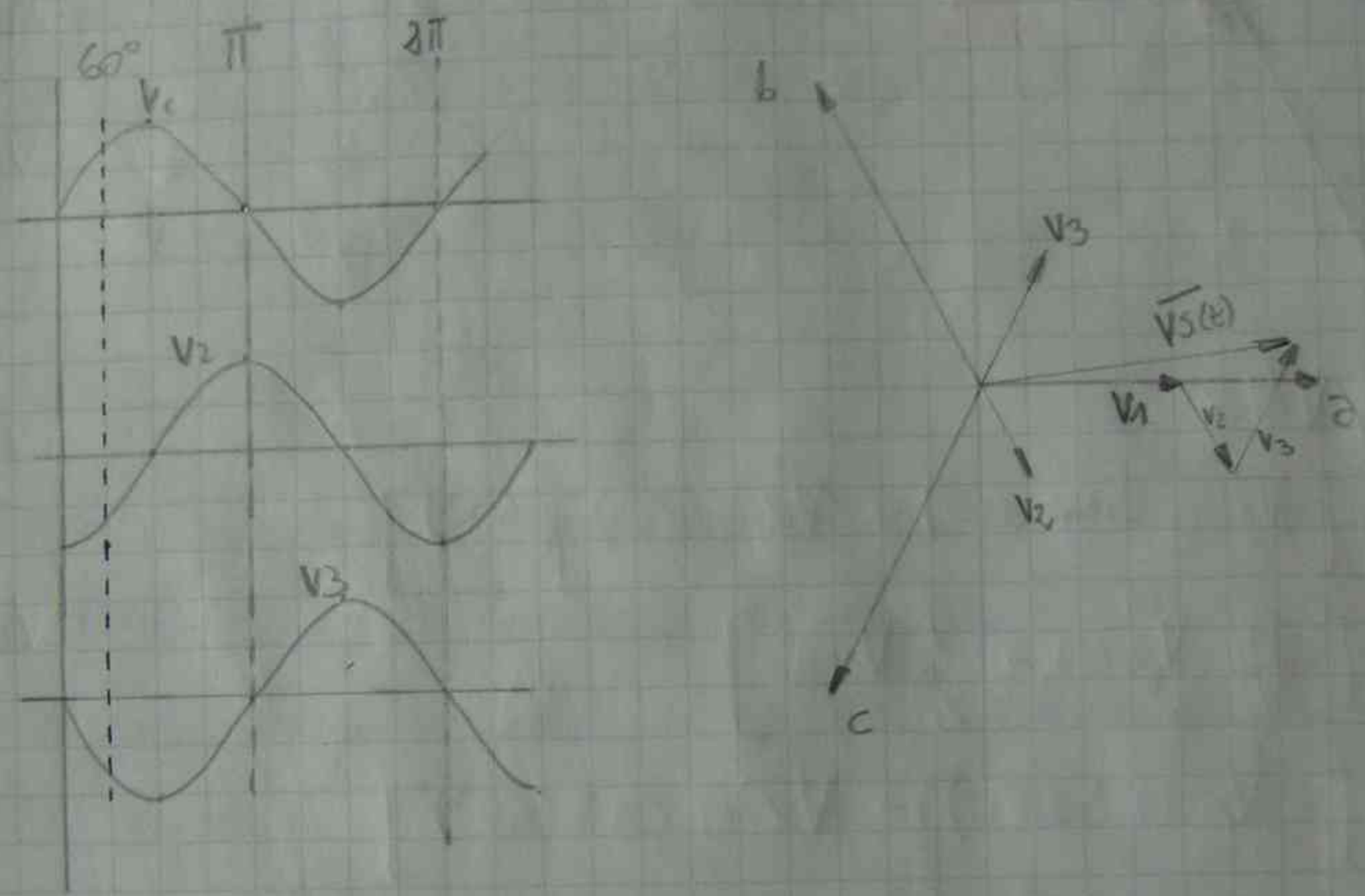
(a) (b)

$$V_{ab} = V_{in} \times \overset{a}{\emptyset} - V_{in} \times \overset{b}{1} = -1 \times V_{in}$$

SINTESIS DE UN VECTOR ESPACIAL DE TENSION DEL ESTATOR EN UN MOTOR DE INDUCCION

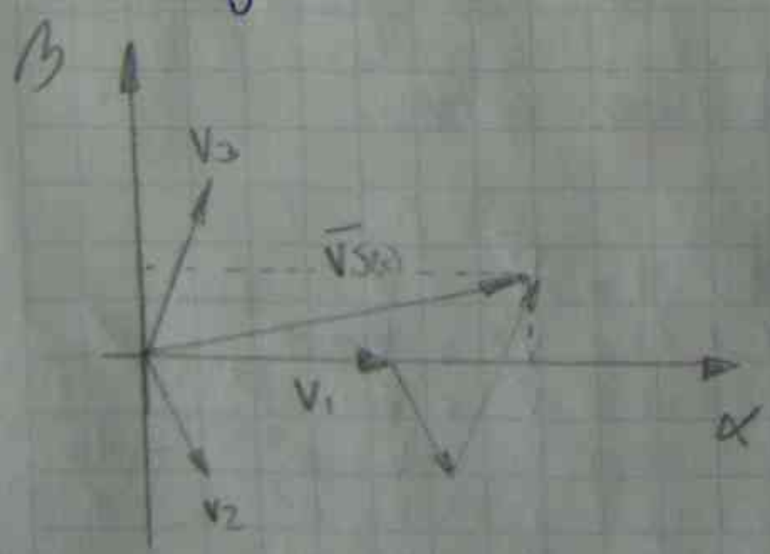
En terminos de las tensiones de fase del estator instantáneas, el vector de tensión espacial del estator es:

$$\overline{V_S}(t) = \overbrace{V_{a(t)}\, e^{j\emptyset}}^{\overline{V_1}(t)} + \overbrace{V_{b(t)}\, e^{j\frac{2\pi}{3}}}^{\overline{V_2}(t)} + \overbrace{V_{c(t)}\, e^{j\frac{4\pi}{3}}}^{\overline{V_3}(t)}$$



Esta transformación puede ser definida a traves de un sistema de ejes ortogonales α y β

TRANSFORMACION DIRECTA:



$$V_{\alpha(t)} = V_1 + V_2 \cos(-60) + V_3 \cos(60)$$

$$= V_1 + \frac{1}{2} V_2 + \frac{1}{2} V_3$$

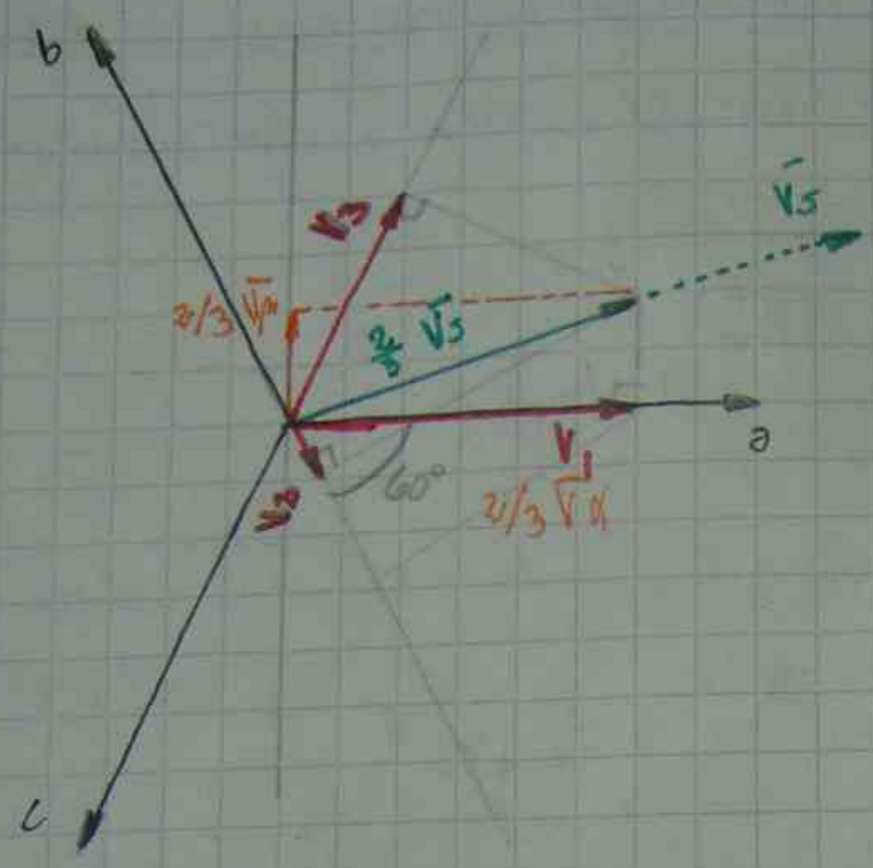
$$V_\beta = -V_2 \cdot \operatorname{Sen}(60) + V_3 \operatorname{Sen}(60)$$

$$= \frac{\sqrt{3}}{2} (V_3 - V_2)$$

→

TRANSFORMACION INVERSA:

Dado el vector $\bar{V}_S(t)$ buscar sus componentes en a, b y c:



- La transformación inversa del vector se puede obtener comenzando por un vector de longitud $2/3\,\bar{V}_{S(t)}$ y proyectándolo a los ejes a, b, y c.

- $V_a(t) = \frac{2}{3}\bar{V}_{\alpha(t)}$

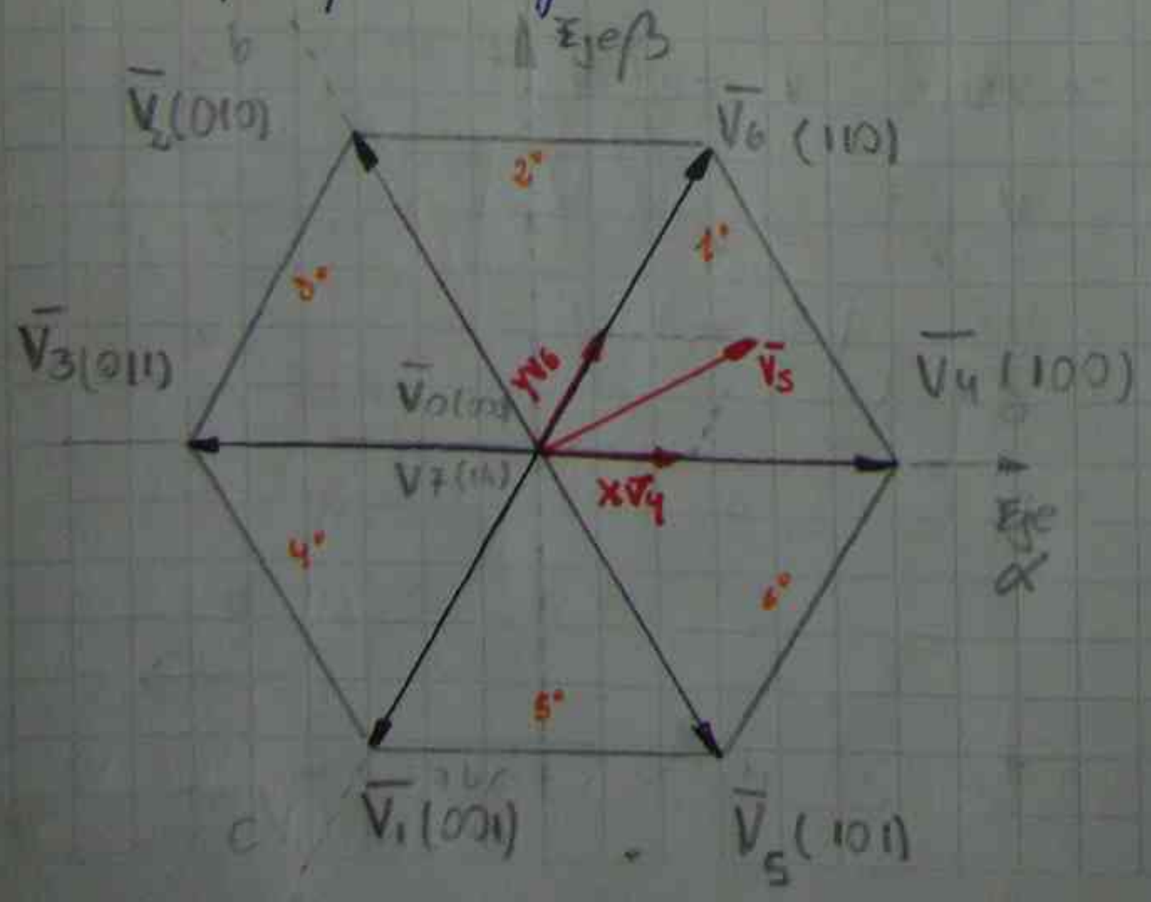
$V_b(t) = \frac{2}{3}\left[\bar{V}_{\beta(t)}\,Sen(60°) - \bar{V}_{\alpha(t)}\,Cos(60°)\right]$

- $V_b(t) = \frac{2}{3}\left[\frac{\sqrt{3}}{2}\bar{V}_{\beta(t)} - \frac{1}{2}\bar{V}_{\alpha(t)}\right]$

$V_c(t) = \frac{2}{3}\left[-V_{\beta(t)}\,Sen(60)° - \bar{V}_{\alpha(t)}\,Cos(60°)\right]$

- $V_c(t) = \frac{2}{3}\left[-\frac{\sqrt{3}}{2}\bar{V}_{\beta(t)} - \frac{1}{2}V_{\alpha(t)}\right]$

Con el circuito inversor trifásico, podemos obtener los siguientes "vectores básicos" para poder luego con estos sintetizar $\bar{V}_S$ de manera optima:



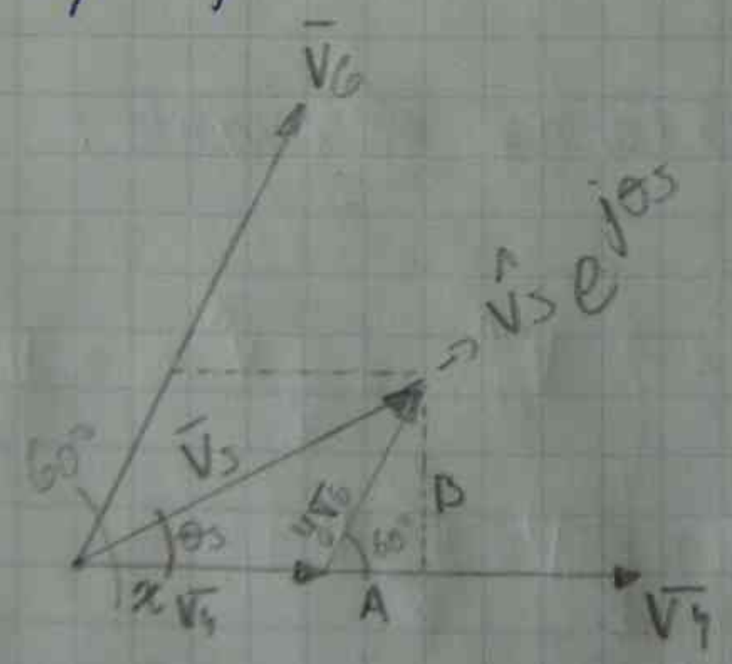
$\bar{V}_S(0\,0\,0) = \bar{V}_0 = \emptyset$			
$\bar{V}_S(1\,1\,1) = \bar{V}_7 = \cancel{V_{in}\,e^{j4\pi/3}}$			$\emptyset$
$\bar{V}_S(0\,0\,1) = \bar{V}_1 = V_{in}\,e^{j4\pi/3}$			240°
$\bar{V}_S(0\,1\,0) = \bar{V}_2 = V_{in}\,e^{j2\pi/3}$			120°
$\bar{V}_S(0\,1\,1) = \bar{V}_3 = V_{in}\,e^{j\pi}$			180°
$\bar{V}_S(1\,0\,0) = \bar{V}_4 = V_{in}\,e^{j0}$			0°
$\bar{V}_S(1\,0\,1) = \bar{V}_5 = V_{in}\,e^{j5\pi/3}$			300°
$\bar{V}_S(1\,1\,0) = \bar{V}_6 = V_{in}\,e^{j\pi/3}$			30°

Para poder sintetizar un vector de tensión promedio $\bar{V}_s = V_s e^{j\theta_s}$ en un periodo T_s, según se muestra en la fig anterior, se aplican los vectores básicos $\bar{V}_4$ y $\bar{V}_6$ con intervalos xT_s e yT_s respectivamente, y los vectores $\bar{V}_0$ y $\bar{V}_7$ p/ una duración de tiempo total zT_s. En términos de los vectores básicos, el vector de tensión promedio se expresa como:

- $V_s = \frac{1}{T_s}\left(xT_s\bar{V}_4 + yT_s\bar{V}_6 + zT_s\emptyset\right) = V_s e^{j\theta_s}$
- $V_s = x\bar{V}_4 + y\bar{V}_6 = x V_{in} e^{j0} + y V_{in} e^{j\pi/3}$
- $T_s = xT_s + yT_s + zT_s \therefore 1 = x + y + z$

De estas ecuaciones se pueden obtener las partes reales e imaginarias p/ resolver los términos x e y en función de V_s, θ y V_{in}.

Para poder generar el vector, el modulador deberá calcular los tiempos xT_s, yT_s y zT_s, por ej:



$x\bar{V}_4 = \hat{V}_s \cos\theta_s - A$

$B = \hat{V}_s \operatorname{sen}\theta_s$; $\operatorname{tg} 60° = \sqrt{3} = \frac{B}{A}$

$A = \frac{B}{\sqrt{3}} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_s \operatorname{sen}\theta_s$

- $x\bar{V}_4 = \hat{V}_s \cos\theta_s - \frac{1}{\sqrt{3}} \bar{V}_s \operatorname{sen}\theta_s$

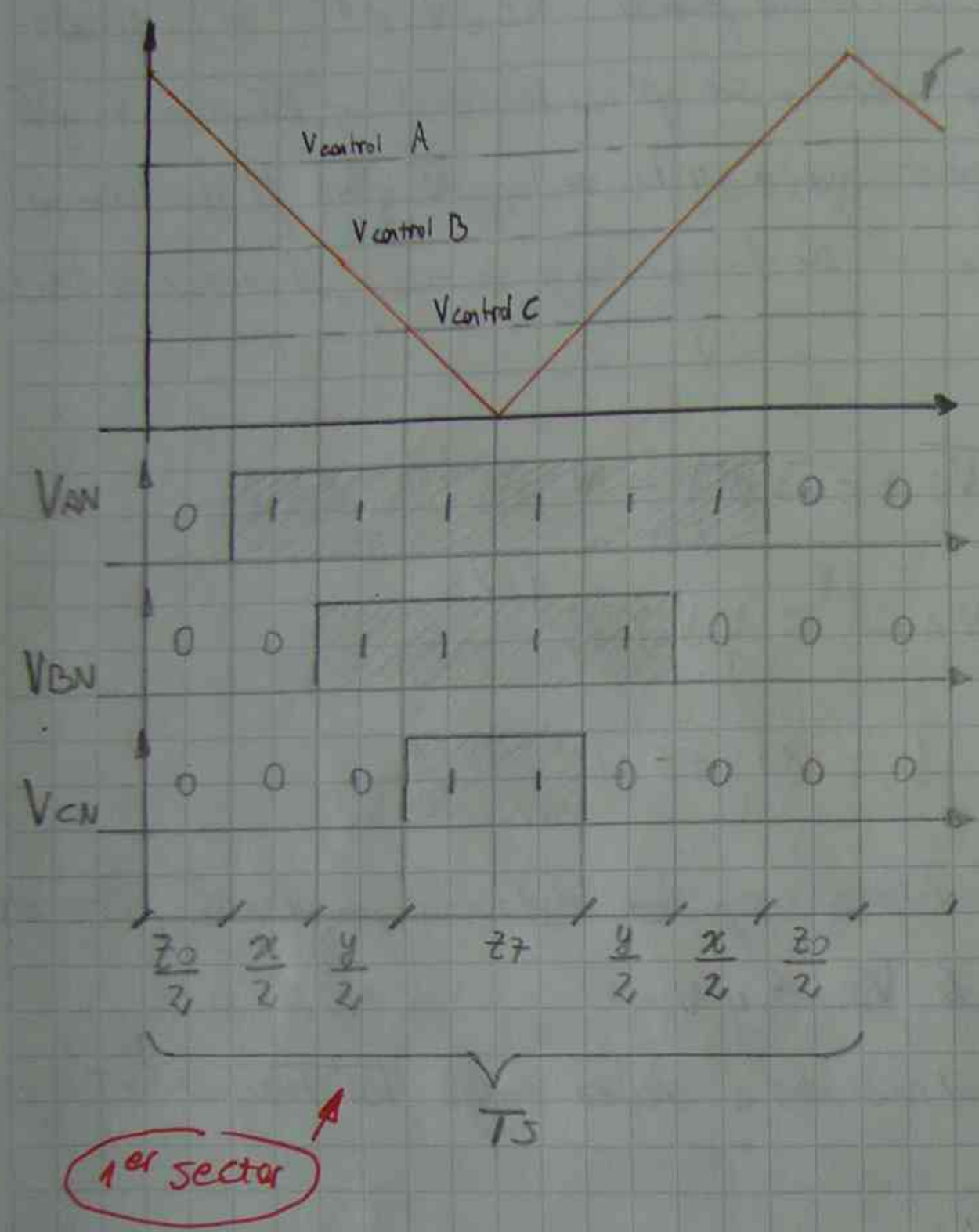
$\operatorname{sen} 60° = \frac{B}{y\bar{V}_6} = \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\bar{V}_s \operatorname{sen}\theta_s}{y\bar{V}_6}$

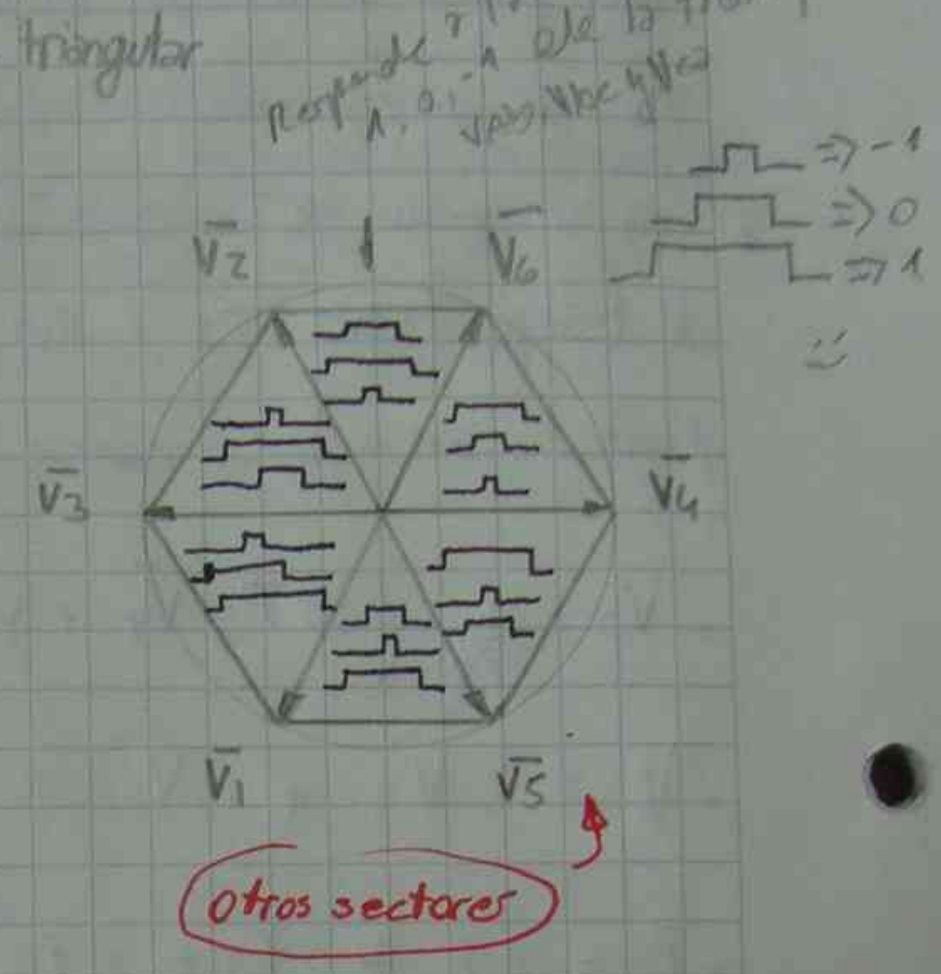
- $y\bar{V}_6 = \frac{2}{\sqrt{3}} V_s \operatorname{sen}\theta_s$

Despejando x e y:

- $x = \frac{\hat{V}_s}{\bar{V}_4}\left(\cos\theta_s - \frac{1}{\sqrt{3}}\operatorname{sen}\theta_s\right)$
- $y = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\hat{V}_s}{\bar{V}_6} \operatorname{sen}\theta_s$

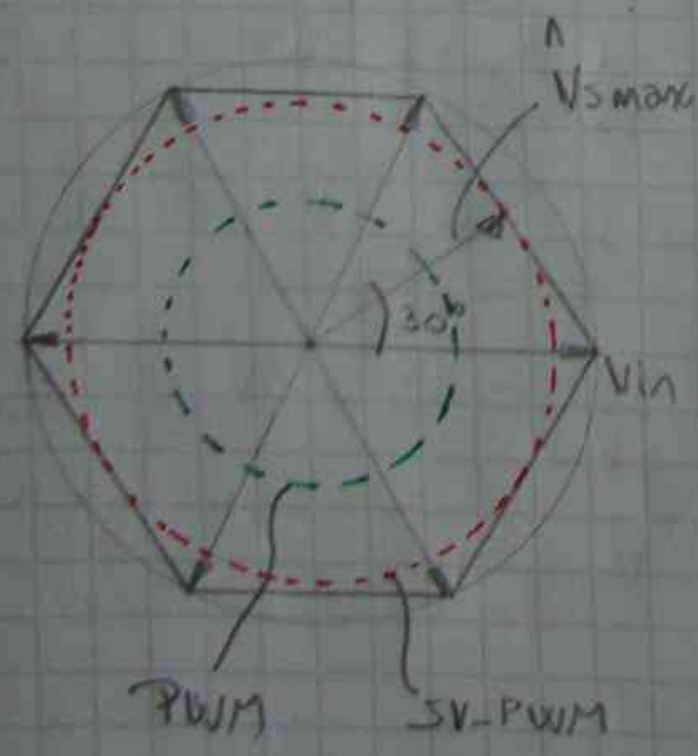
• Las tensiones de control del SV-PWM no son sinusoidales:





$$W = \frac{STEP\ \Delta S}{6\ 2^M}$$

Límite de la amplitud $\hat{V}_S$ para limitar distorsión de corriente:



$$\cdot\ \bar{V}_S = \hat{V}_S e^{j\theta_S}$$

$$\cdot\ \hat{V}_{S\,max} = V_{in} \cos\frac{60°}{2} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{in}$$

$$\cdot\ \hat{V}_{phase\,max} = \frac{2}{3} \hat{V}_{S\,max} = \frac{V_{in}}{\sqrt{3}}$$

$$\cdot\ V_{LL\,max\,(rms)} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \hat{V}_{phase\,max} = \frac{V_{in}}{\sqrt{2}} = 0{,}707 V_{in}$$

(SVPWM utiliza el límite de tensión disponible en un factor 1,15 veces más alto que el PWM)

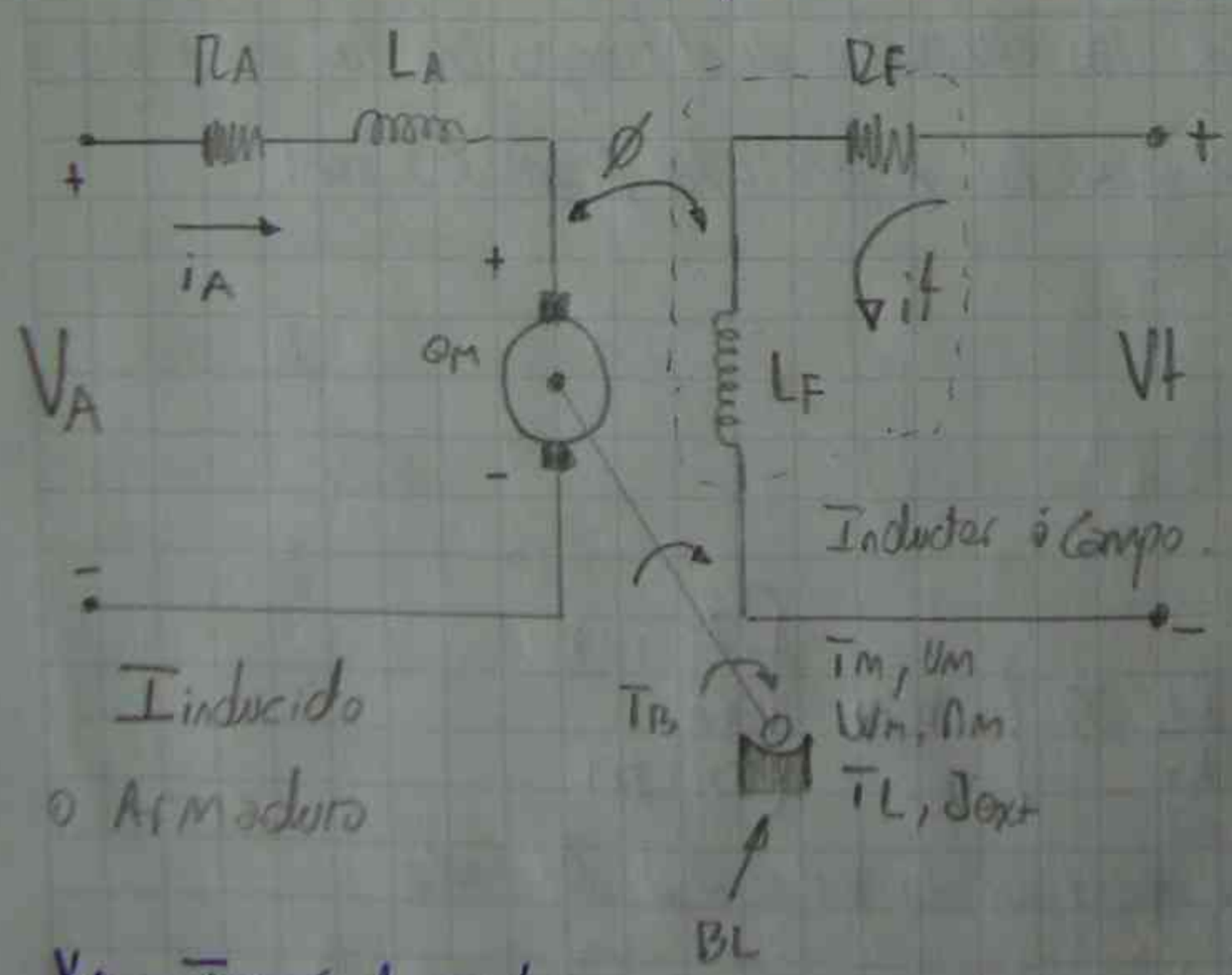
UNIDAD 7

REGULACION DE MOTORES CC

Ventajas
- Alto par de arranque.
- Gran margen de velocidad.
- Reguladores simples y económicos.

Desventajas.
- Necesitan alimentaciones especiales en continua.
- Igual potencia que M. CA, mayor costo.
- Mantenimiento, desgaste de escobillas.
- Medidas especiales en el arranque (p/ evitar sobrecorriente)

Modelo de Excitación Independiente (lazo abierto).



- V_A = Tensión de armadura
- R_A = Resistencia del inducido (Ω).
- L_A = Inductancia del inducido (Hy).
- e_M = Tensión contraelectromotriz del inducido [V]
- Ø = Flujo magnético inducido [Wb].
- i_f = Corriente del inductor [A].
- R_f = Resistencia del inductor [Ω].
- L_f = Inductancia del Inductor [Hy]
- V_f = Tensión del inductor.
- W_M = Velocidad angular del motor [rad/s].
- n_M = Velocidad del motor [rpm].
- T_M = Torque desarrollado por el motor. [Nm]
- T_L = Torque de carga reflejado al eje del motor
- T_B = Torque de aceleración. [N m]
- J_m = Momento inercial del motor [kg m²]
- J_{ext} = Momento inercial externo reflejado al eje del motor (kg·m²)

- B = Coeficiente de rozamiento viscoso $[N \cdot M / \frac{rad}{s}]$
- e_b = Caída de tensión en escobillas.
- C_M = Cte del Motor $[\frac{N \cdot M}{A}]$ ≠ Cte eléctrica del motor.

Ecuaciones básicas para excitación independiente

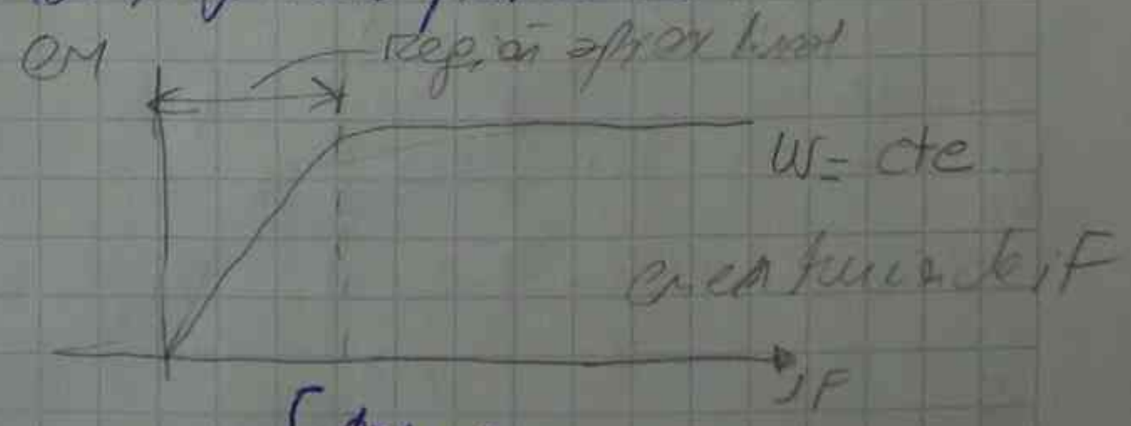
Cte del motor

1. $T_M = K_1 \phi i_A = K_T i_A = C_M \cdot i_A$ → Torque del Motor
2. $e_M = K_2 \phi \omega_M = K_E \omega_M = C_M \cdot \omega_M$ → Tensión contraelectromotriz inducida
3. $\phi = K_f \cdot i_f$ (si i_f = cte ∴ ϕ = cte)
4. $V_A - e_M - e_b = i_A \cdot R_A + L_A \cdot \frac{di_A}{dt}$ → Ec. de tensión en armadura.
5. $V_F = i_F \cdot R_F + L_F \frac{di_F}{dt}$ → Ec de tensión en campo
6. $T_D = J_{Trem} \cdot \frac{d\omega_M}{dt}$ ($J_{Trem} = J_M + J_{ext}$) → Torque de aceleración.

   Momento de inercia total reflejado al eje del motor
7. $T_M = T_L + T_D = T_L + J_{Trem} \cdot \frac{d\omega_M}{dt} + B\omega_M$ → Ec. de Torque del motor
8. $P = i_A \cdot e_M = T_M \cdot \omega_M$ → Ec de Potencia

Régimen Permanente

En condiciones de régimen permanente, las derivadas en el tiempo de las ecuaciones 4 a 8 ($\frac{d}{dt}$) son iguales a cero, por lo que las magnitudes promedio son:



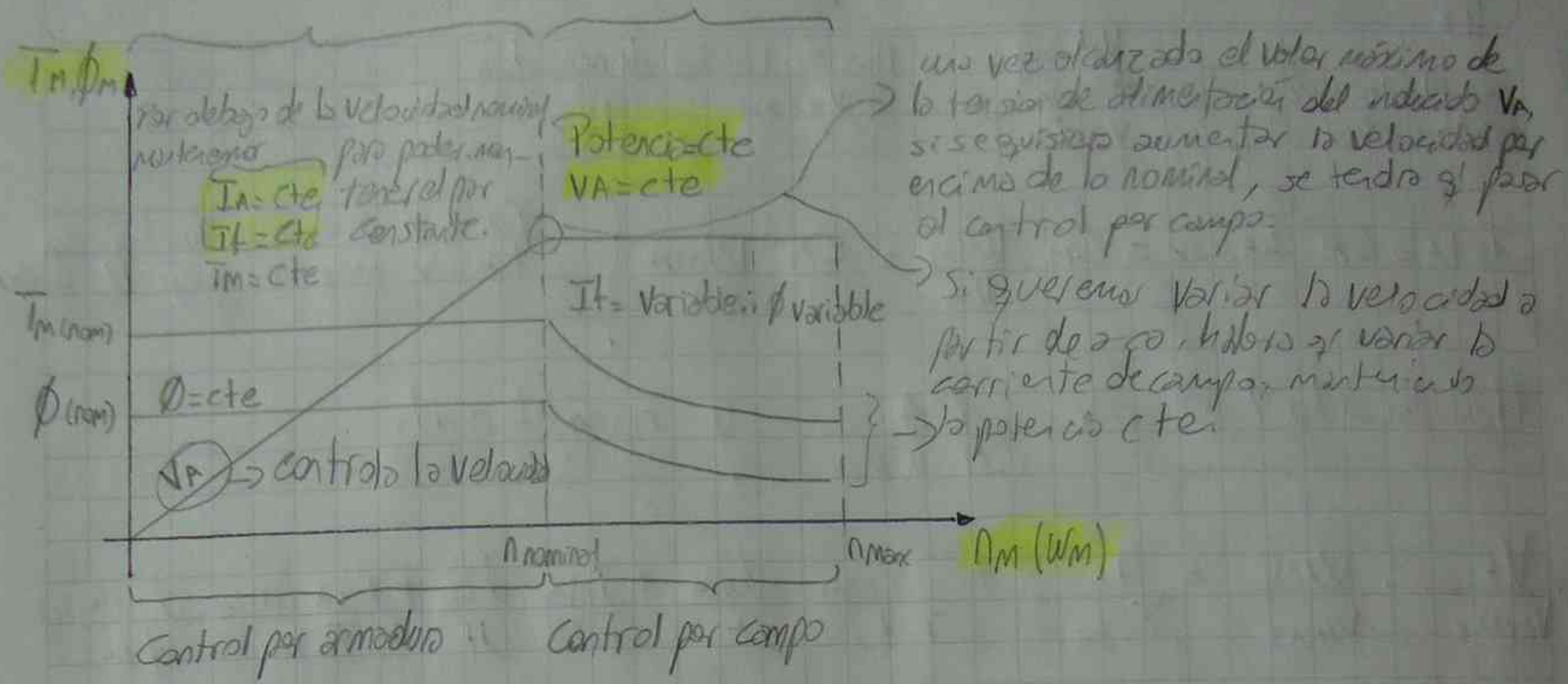
- T_M = (queda igual)
- e_M = (queda igual)
- $V_A = e_M = I_A \cdot R_A + K_2 \phi \omega_M$
- $\omega_M = \frac{V_A - R_A I_A}{K_2 \phi} = \frac{1}{K_2 \phi_F} \left\{ V_A - \frac{R_A}{K_T} \cdot T_M \right\} = \omega_M \begin{cases} \phi_F(I_F) \\ V_A \\ T_M(I_A) \end{cases}$

De la última ecuación, se ve que podemos controlar la velocidad del motor

- Por tensión de armadura (V_A)
- Por campo ($\phi_F(I_F)$)
- Por Torque (I_A con I_F = cte)

$\omega_M = 2\pi \cdot n_M$

Respuesta de un motor DC a Par TM cte y P cte

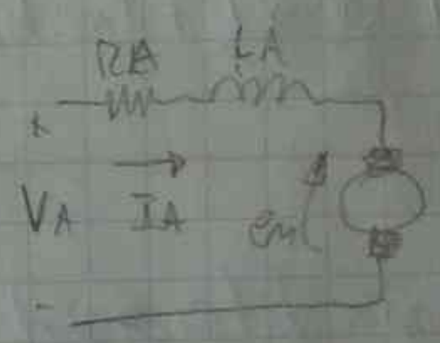


$n_m < n_{nom}$ ∴ $\omega_M = f(V_A)$; Si $V_A \uparrow \Rightarrow \omega_M \uparrow$

$\omega_M = f(I_F)$; Si $I_f \downarrow \Rightarrow \omega \uparrow$ pero $T_M \downarrow$

Ecuación diferencial:

Motor controlado por armadura:



e_b → despreciable

- $V_A - e_M = i_A R_A + L_A \dfrac{di_A}{dt}$

(*) - $e_M = C_M \omega_M$; $\omega_M / e_M = 1/C_M$

- $P = i_A e_M = T_M \omega_M$; $i_A = T_M \dfrac{\omega_M}{e_M} = \dfrac{T_M}{C_M}$

- $T_M = T_L + T_B = T_L + J_{Trem} \dfrac{d\omega_M}{dt}$

$$V_A - C_M \omega_M = R_A \left(\frac{T_M}{C_M}\right) + L_A \frac{d}{dt}\left(\frac{T_M}{C_M}\right)$$

$$V_A - C_M \omega_M = R_A \left(\frac{T_M}{C_M}\right) + L_A \frac{d}{dt}\left(\frac{T_L}{C_M} + \frac{J_{Trem}}{C_M}\frac{d\omega_M}{dt}\right)$$

$$V_A - C_M \omega_M = R_A \left(\frac{T_L}{C_M} + \frac{J_{Trem}}{C_M}\frac{d\omega_M}{dt}\right) + \frac{L_A}{C_M}\frac{dT_L}{dt} + L_A \frac{J_{Trem}}{C_M}\frac{d^2\omega_M}{dt^2}$$

Definiendo la cte eléctrica del motor $\tau_{elA} = L_A / R_A$

$$\frac{V_A - C_M \omega_M}{R_A} = \frac{T_L}{C_M} + \frac{J_{Trem}}{C_M}\frac{d\omega_M}{dt} + \frac{\tau_{elA}}{C_M}\frac{dT_L}{dt} + \frac{\tau_{elA}}{C_M} J_{Trem} \frac{d^2\omega_M}{dt^2}$$

- $\frac{L_A}{R_A} = T_{elA}$ — cte eléctrica de la Armadura
- $W_{máx}$ — Vel ang máx en vacío.
- $V_{A_{máx}} = E_{máx} = C_M W_{máx}$ — Máxima tensión de armadura en vacío

- $T_{stA} = C_M \cdot I_{A máx} = C_M \frac{V_{máx}}{R_A} = \frac{C_M^2 W_{máx}}{R_A}$ — Torque máximo motor con tensión máxima y eje bloqueado.

Multiplicando todo por $\frac{R_A}{C_M \cdot W_{máx}}$ y reemplazando:

- $$\frac{V_A}{V_{AMAX}} - \frac{W_M}{W_{MAX}} = \frac{T_L}{T_{sta}} + \frac{J_{Trem}}{T_{sta}} \frac{dw_M}{dt} + \frac{T_{elA}}{T_{sta}} \frac{dT_L}{dt} + \frac{T_{elA} J_{Trem}}{T_{sta}} \frac{d^2 w_M}{dt^2}$$

- $T_{mechA} = \frac{J_{Trem} W_{máx}}{T_{sta}}$ => • Cte mecánica del motor.

- $$T_{elA} T_{mechA} \frac{d^2\left(\frac{w_M}{w_{max}}\right)}{dt} + T_{mechA} \frac{d\left(\frac{w_M}{w_{max}}\right)}{dt} + \frac{w_M}{w_{max}} = \frac{V_A}{V_{max}} - \frac{T_L}{T_{sta}} - T_{elA} \frac{d\left(\frac{T_L}{T_{sta}}\right)}{dt}$$

- Ecuación diferencial de 2° orden del motor de DC.

Regimen Estacionario del Motor DC

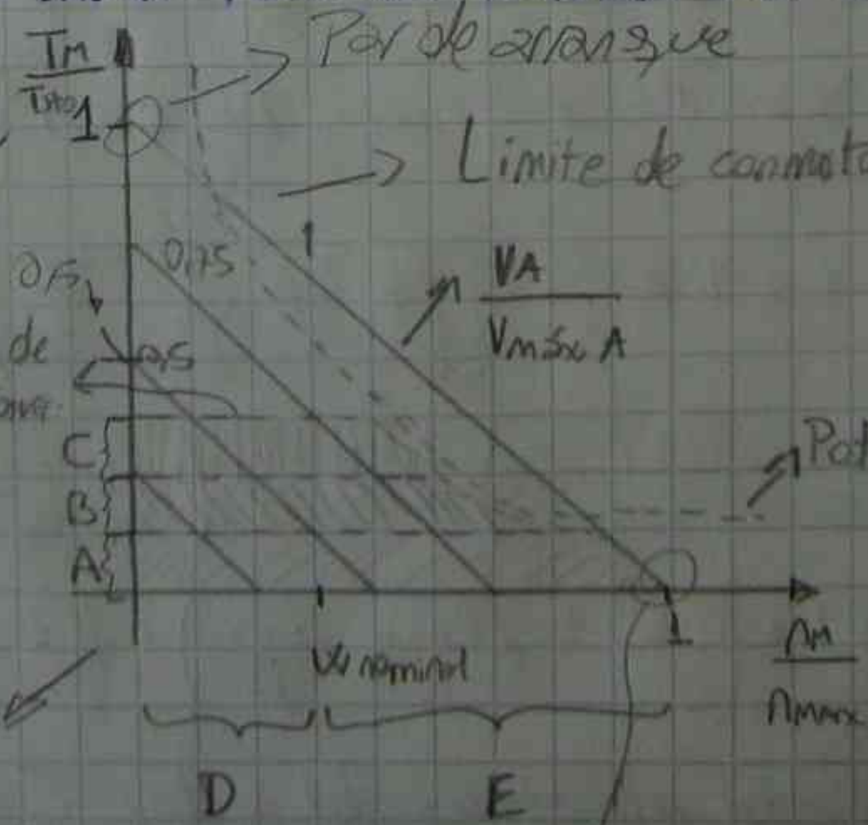
$T_L = T_M$

De la ecuación diferencial anterior, se anulan todas las derivadas con respecto del tiempo. => $dw_M/dt = 0$; $T_L = T_M$

$$\frac{W_M}{W_{máx}} = \frac{V_A}{V_{máxA}} - \frac{T_L}{T_{sta}}$$

$T_M = T_L$

$$\frac{T_M}{T_{sta}} = \frac{V_A}{V_{máx}} - \frac{n_M}{n_{máx}}$$



A: Ciclo continuo
B: Ciclo intermitente
C: Trabajos livianos
D: Rango de alnat.
E: Rango de cuerpo rápido

Zona de trabajo y curva característica del motor DC p/ regimen estacionario.

Velocidad que tendría el motor en vacío, sin rozamiento

$i_A = \frac{V_A - e_M}{R_A} \Rightarrow L_A \frac{di_A}{dt}$ = p/ p/ tanto el régimen es transitorio

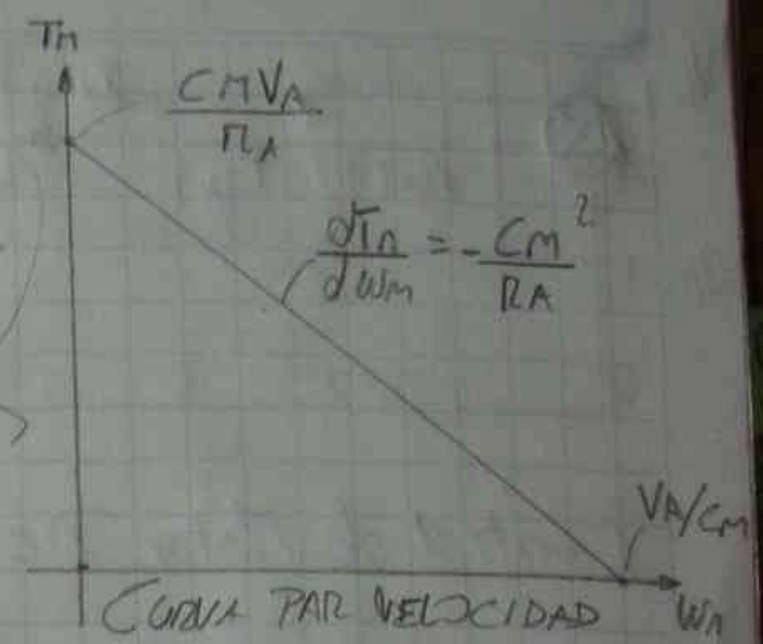
$e_M = C_M \omega_M$

$e_M = (*)$ pag anterior

De acuerdo a las ecuaciones anteriores:

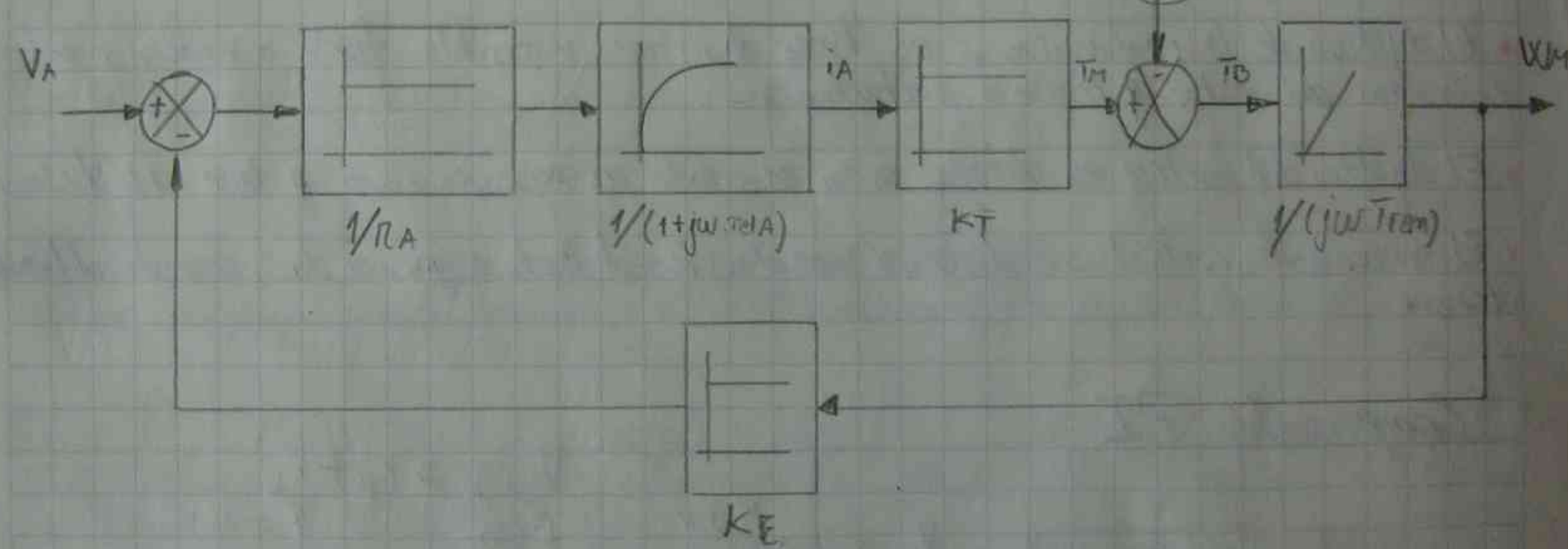
$$T_M = C_M i_A = C_M \left(\frac{V_A - e_M}{R_A}\right) = -\frac{C_M C_M}{R_A} + \frac{C_M V_A}{R_A}$$

$$\Rightarrow T_M = -\frac{C_M^2 \omega_M}{R_A} + \frac{C_M V_A}{R_A} \Rightarrow T_M(\omega_M) \rightarrow$$



La pendiente tiene q' ser lo mayor posible, de manera tal q' cuando se controlen cargas variables, el control de velocidad no tenga que hacer grandes cambios p/ mantener la V. cte.

Diagrama en bloques (lazo abierto: motor no controlado) Despreciamos T_L.



Comportamiento Dinámico en lazo abierto $\left(\frac{\omega_M(s)}{V_a(s)}, \frac{\omega_M(s)}{T_L(s)}, \frac{I_A(s)}{V_A(s)}\right)$

Pasamos 1ro todas las ecuaciones a Laplace.

Ec Armadura $V_A - e_M - e_b = R_A i_A + L_A \frac{di_A}{dt} \Rightarrow V_A(s) - e_M(s) = R_A i_A(s) + L_A I_A(s) s$

$$V_A(s) - e_M(s) = (R_A + sL_A) I_A(s)$$

$$I_A(s) = \frac{V_A(s) - e_M(s)}{R_A + sL_A} = \frac{V_A(s) - e_M(s)}{R_A} \frac{1}{1 + s\tau_{elA}} = I_A(s)$$

Ec Torque Motor

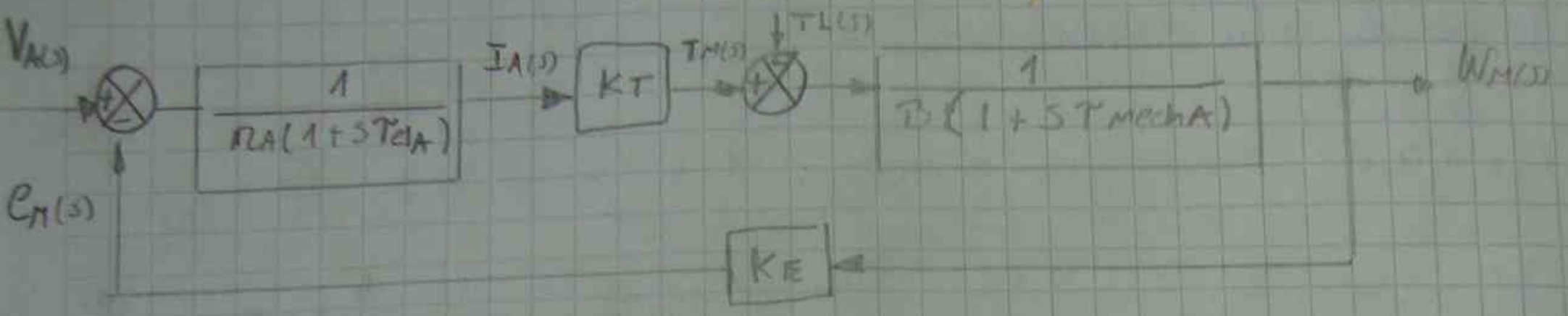
$$T_M = K_1 \phi i_A = K_T i_A = C_M i_A \Rightarrow \mathcal{L} \Rightarrow T_M(s) = K_T I_A(s)$$

Ec Torque Total

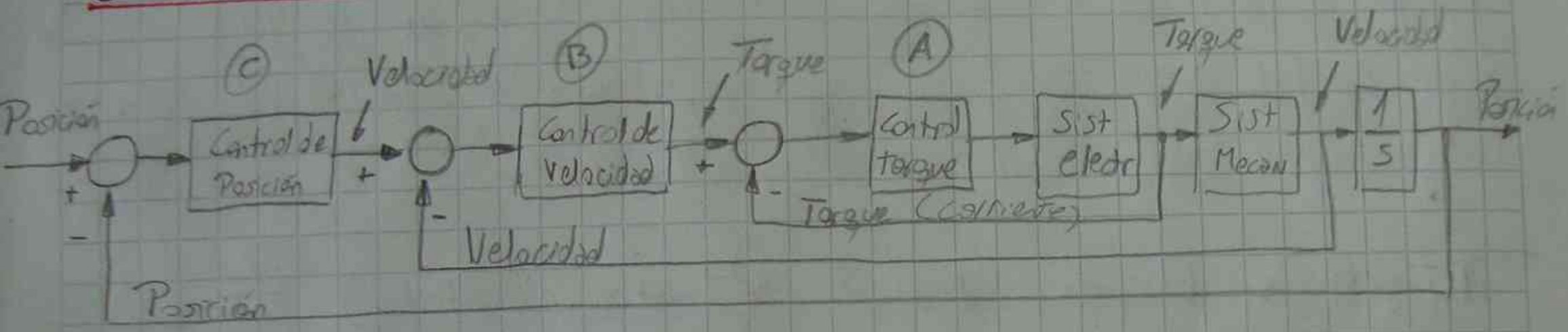
$$T_M = B\omega_M + J_{tot} \frac{d\omega_M}{dt} + T_L \Rightarrow \mathcal{L} \Rightarrow T_M(s) = (B + Js)\omega_M(s) \quad \text{P/ } T_L = 0 \Rightarrow \frac{\omega_M}{T_M(s)} = \frac{1}{(B + Js)}$$

$$\boxed{\frac{\omega_M}{T_M(s)} = \frac{1}{B(1 + s\tau_{mecA})}}$$

*Ecd de e_m: $e_m = K_E \omega_M \Rightarrow \mathcal{L} \Rightarrow \frac{e_M(s)}{\omega_M(s)} = K_E$



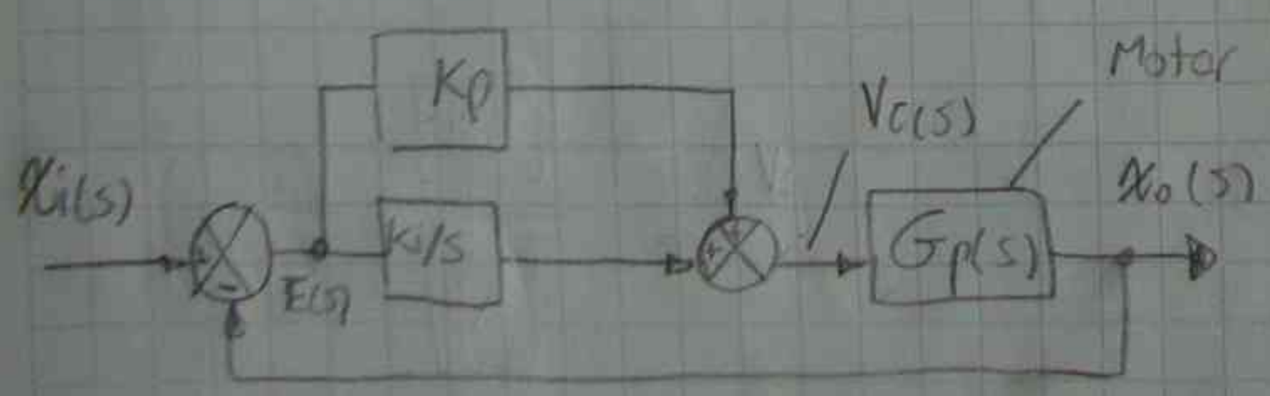
Control de Motor DC de Lazo Cerrado ⇒ Ctrl en CASCADA



La figura muestra el diagrama en bloques del control en cascada.

- El objetivo de la realimentación es hacer el sistema insensible frente a variaciones en los parámetros del motor y frente a perturbaciones.
- El objetivo del control es obtener error en estado estacionario cero y buena rta dinámica
- El sistema de control se diseñará con el ancho de banda mayor, es decir, asociado al lazo de torque.

Compensador PI



$$\frac{V_c(s)}{E(s)} = K_p + \frac{K_i}{s}$$

$$= \frac{K_p}{s}\left(s + \frac{K_i}{K_p}\right)$$

$$\frac{V_c(s)}{E(s)} = \frac{K_i}{s}\left(1 + \frac{s}{K_i/K_p}\right)$$

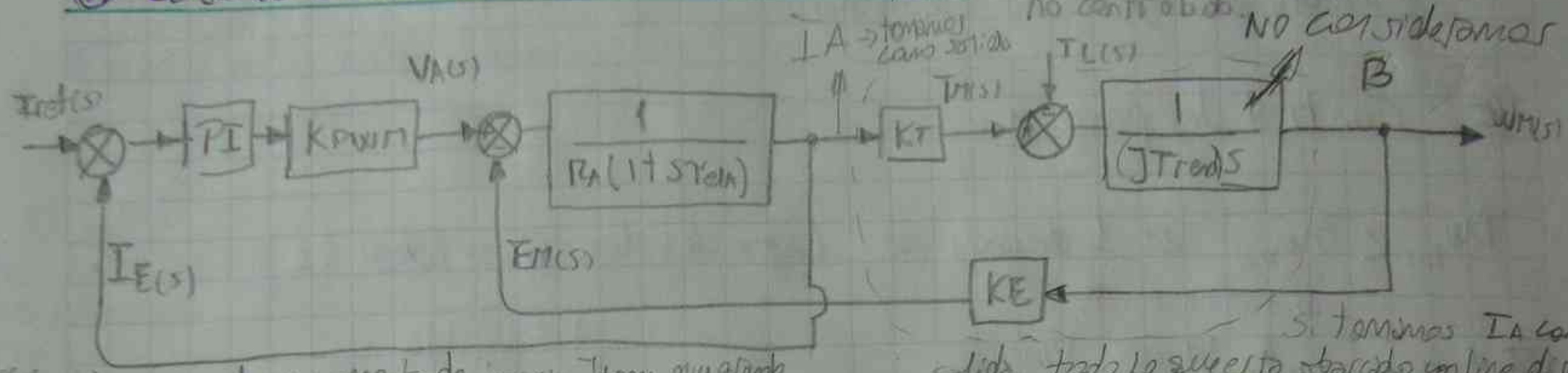
Gracias a la acción conjunta del controlador proporcional e integrativo, es que se obtiene un error = ∅ para entrada escalón.

Diseño de un controlador:

(A) Lazo de Corriente ⇒ Control Torque

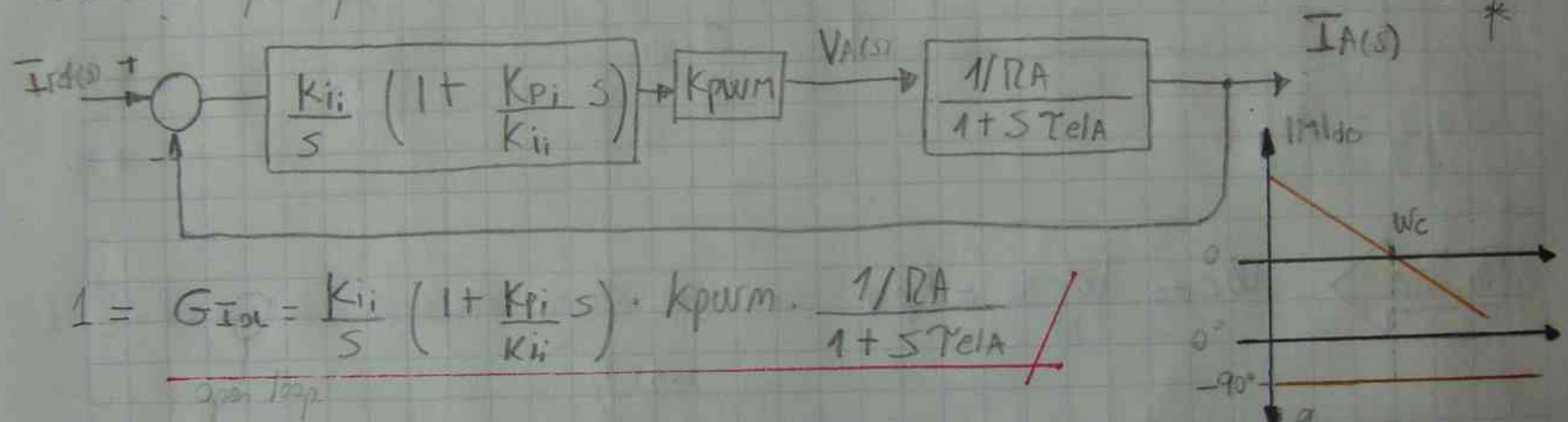
De agrego PI al motor básico no controlado

NO consideramos B



Si tomamos I_A como salida, todo lo que está encerrado con line discontinua pasa al lazo de realimentación ⇒ $\frac{K_T \cdot K_E}{S \cdot J_{trem}}$ (Despreciamos los efectos de T_L)

*(cont.) Suponiendo un momento de inercia Jtrem muy grande, el efecto de este lazo es despreciable, por lo q lo quitamos p/ simplificar el análisis.



$$1 = G_{IOL} = \frac{K_{ii}}{s}\left(1+\frac{K_{pi}}{K_{ii}}s\right)\cdot K_{pwm}\cdot\frac{1/R_A}{1+s\tau_{elA}}$$

open loop

En un motor de imanes permanentes, en el cual el flujo ϕ_f es cte, la corriente y el torque son proporcionales uno con el otro, relacionados por la constante de motor K_T.

Diseño ⇒ Cero(PI) = polo(motor) ∴ $\frac{K_{ii}}{K_{pi}} = \frac{1}{\tau_{elA}}$ ∴ $G_{IOL} = \frac{K_{ii}\cdot K_{pwm}}{R_A}\cdot\frac{1}{s}$

$\frac{1}{1+s\tau_{elA}}$ — ω_{CL} ($\omega = s\frac{\omega}{s}$ cuando uso la unidad independiente)

se cancela el polo del motor ⇒ Margen de Fase = 90°

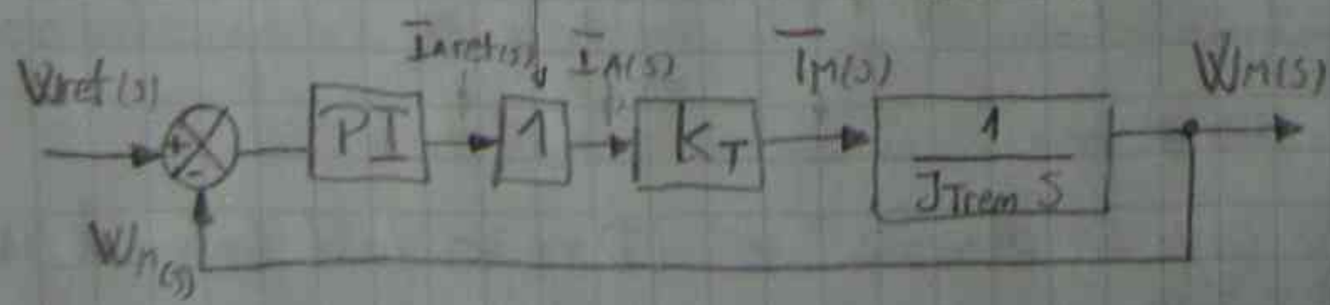
Elegimos $\omega_{CL} = \frac{K_{ii}\,K_{pwm}}{R_A}$ ⇒ 1 década menor que la frec. del PWM

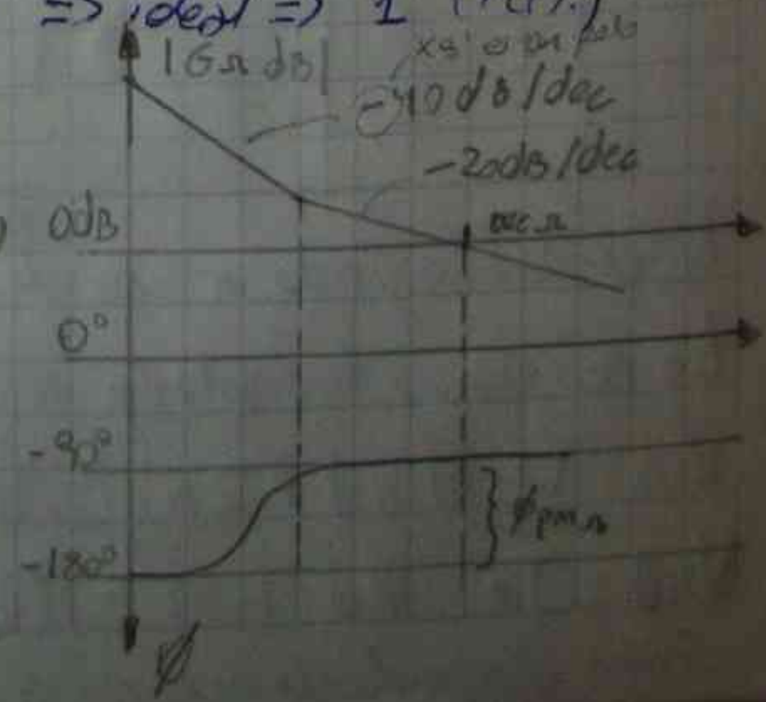
(p/ q no influya el ruido de la frecuencia de conmutación)

(B) Control de Velocidad

$BW_{vel} < BW_{Torque}$ en 1 década. Lazo de corriente ⇒ ideal ⇒ 1 (Fct.)

Lazo de corriente ideal, representado por la unidad.





$$G_{\omega}(s) = \frac{K_{i\omega}}{s}\left(1+\frac{s}{K_{i\omega}/K_{p\omega}}\right)\cdot\frac{K_T}{J_{Trem}s}$$

Polo doble en el origen.

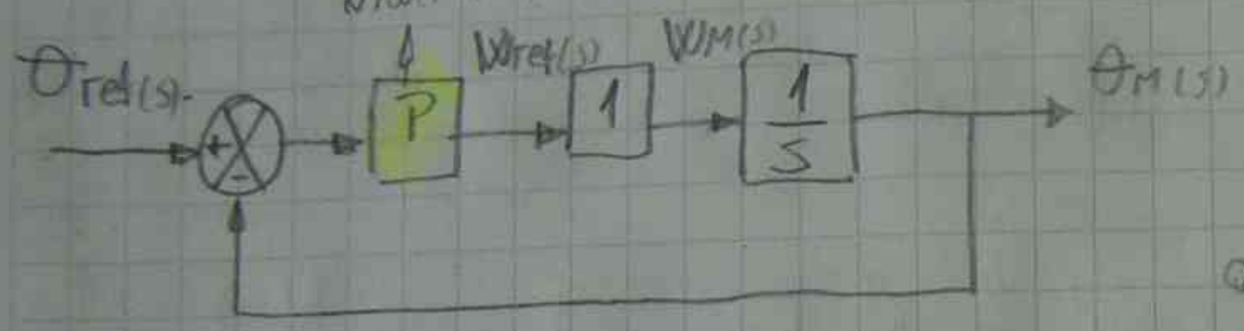
Diseño $\Rightarrow$ $\underbrace{W_{cr} = \frac{W_{ci}}{10}}$

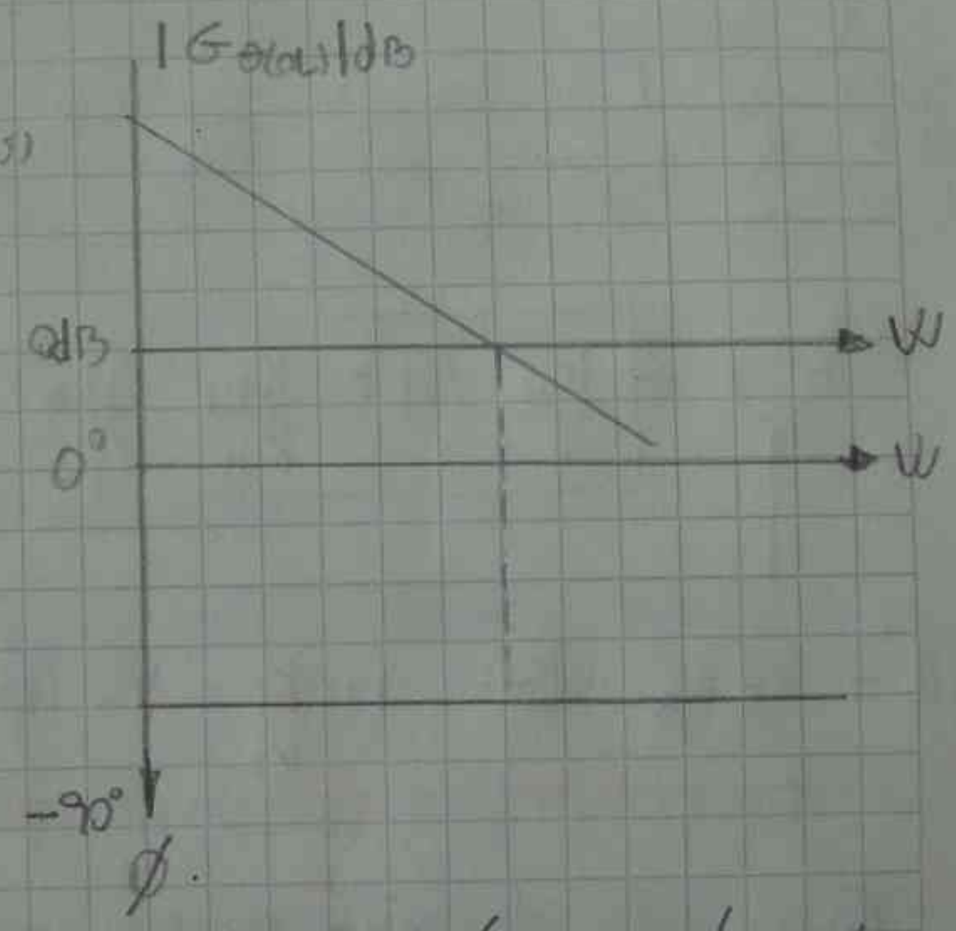
Las ctes se obtienen resolviendo estas dos ecuaciones

$$\begin{cases} |G_{r(OL)}|_{s=jW_{cr}} = 1 \\ \angle G_{r(OL)}|_{s=jW_{cr}} = -180^\circ + \phi_{PMr} \end{cases}$$

(c) Control de posición

$BW_{pos} < BW_{vel}$ en 1 década $\Rightarrow$ Lazo de velocidad = ideal = 1





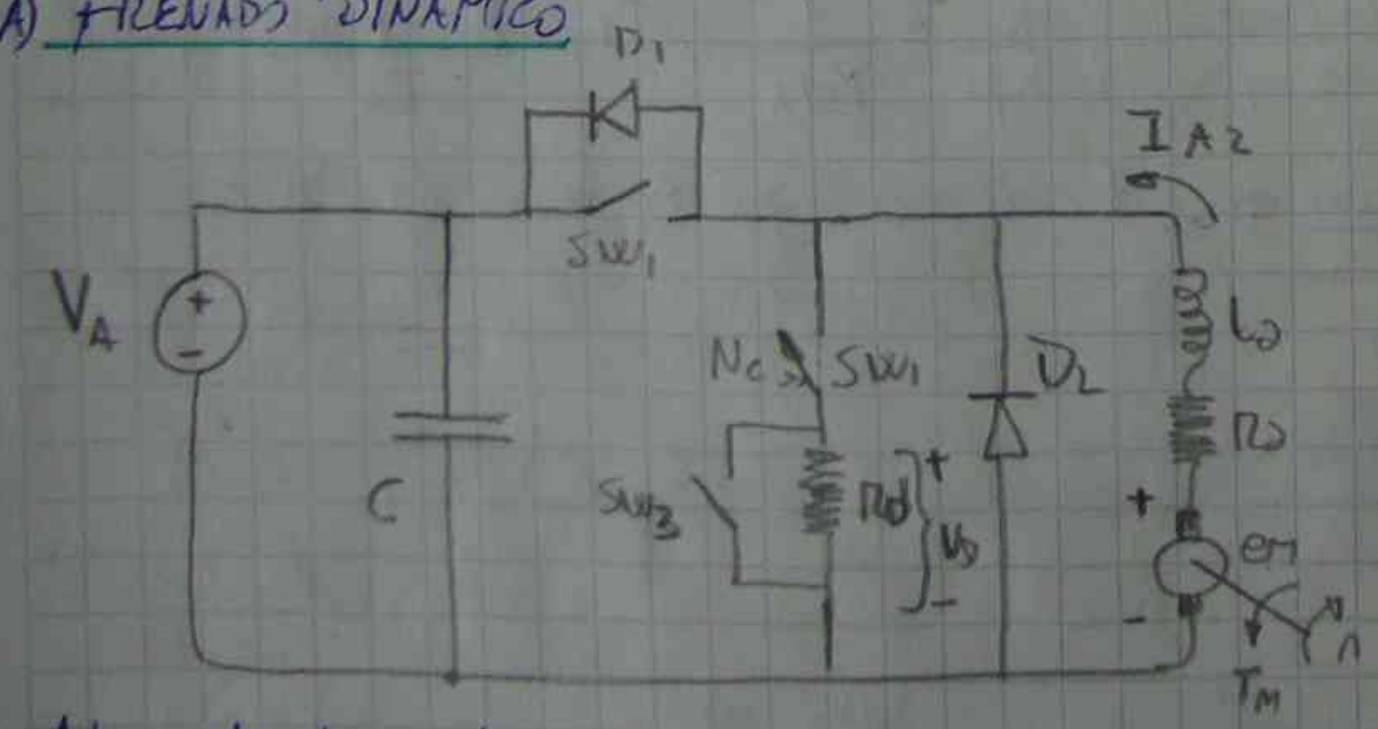
$G_{\theta(OL)} = \frac{K_{p\theta}}{s}$

Diseño $\Rightarrow$ $W_{c\theta} = \frac{W_{cr}}{10} = K_{p\theta}$

FRENADO DINAMICO Y REGENERATIVO

Distintas formas de aplicar de upar de frenado.

A) FRENADO DINAMICO



Cuando el motor que está girando se le ~~conect~~ desconecta la alimentación o le por inercia seguirá girando y se comportará como un generador. Si en ese momento se cortocircuita la barra del motor con una resistencia, la velocidad comenzará a disminuir.

Por medio de SW3 se controla la resistencia efectiva que ve el motor y por lo tanto se controla el frenado.

Normalmente usado en caso de emergencia.

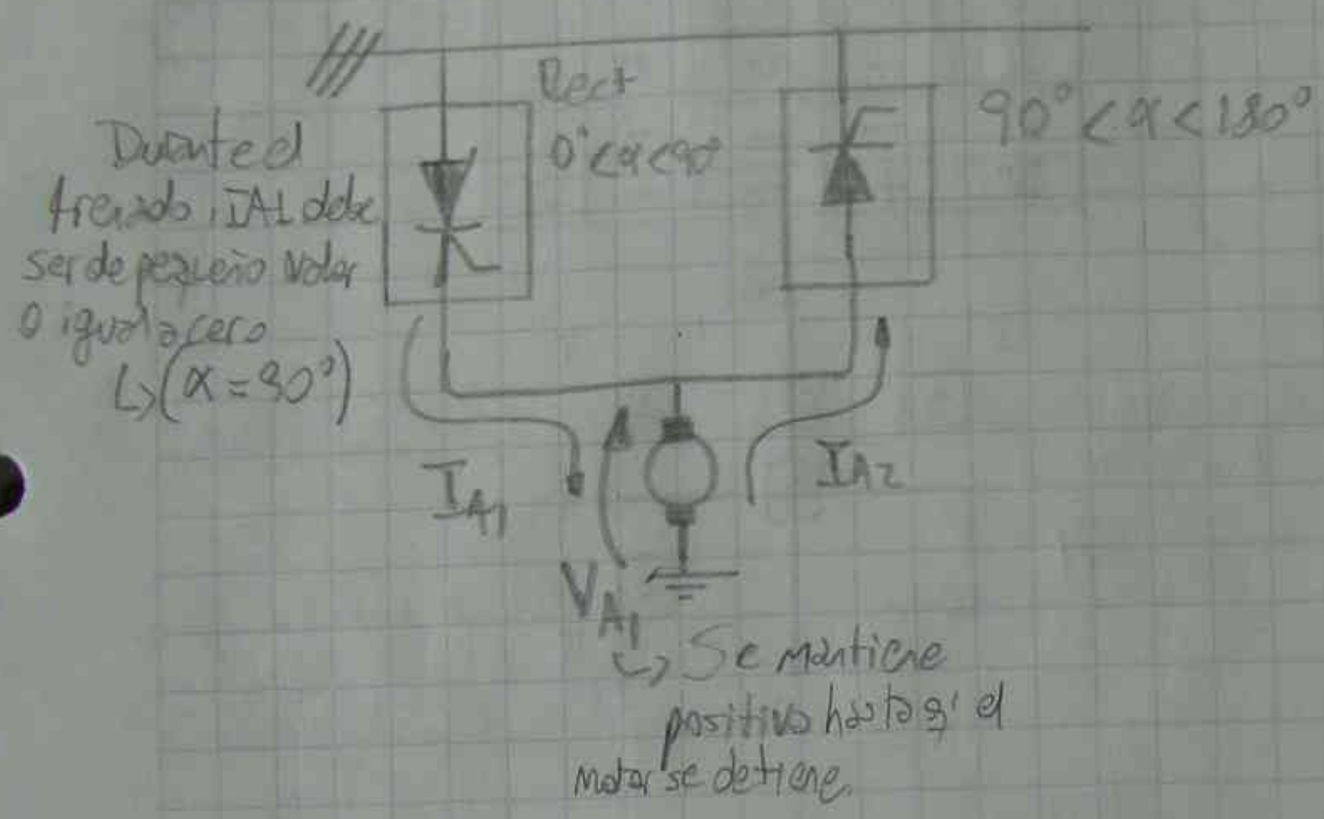
La resistencia equivalente en la carga del "generador" es (D == ciclo de trabajo de SW3)

- $R_{eq} = (1-D)R_d + R_A$; • $R_B = R_d(1-D)$ = Resistencia efectiva
- $V_{Rd} = I_{A2} R_d(1-D)$; • $P_{R_B} = I_{A2}^2 \cdot R_d(1-D) = I_{A2}^2 R_B$

Frena disipando la energía en forma de calor a través de R_d.

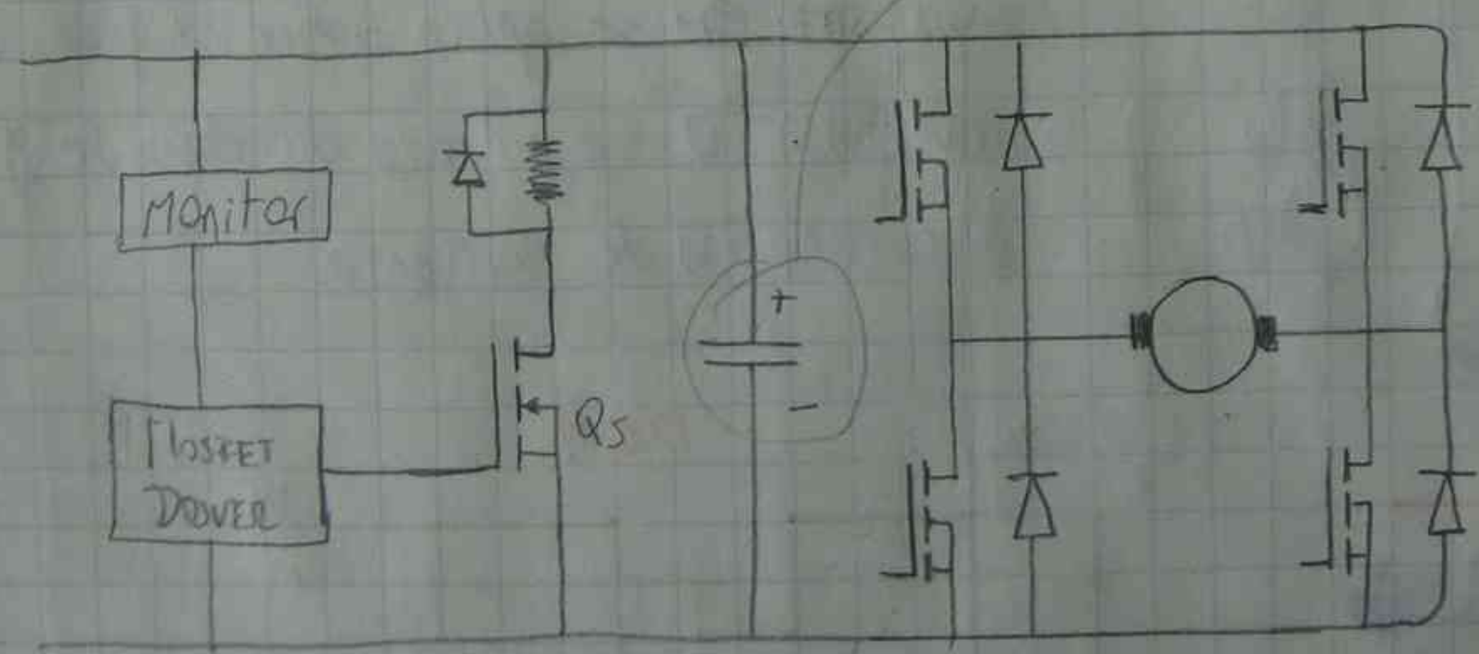
B) FRENADO REGENERATIVO:

La energía cinética del motor y de la carga se devuelve a la alimentación ya que el motor actúa como generador.



C) Frenado Regenerativo y Dinámico.

Ultra capacitor



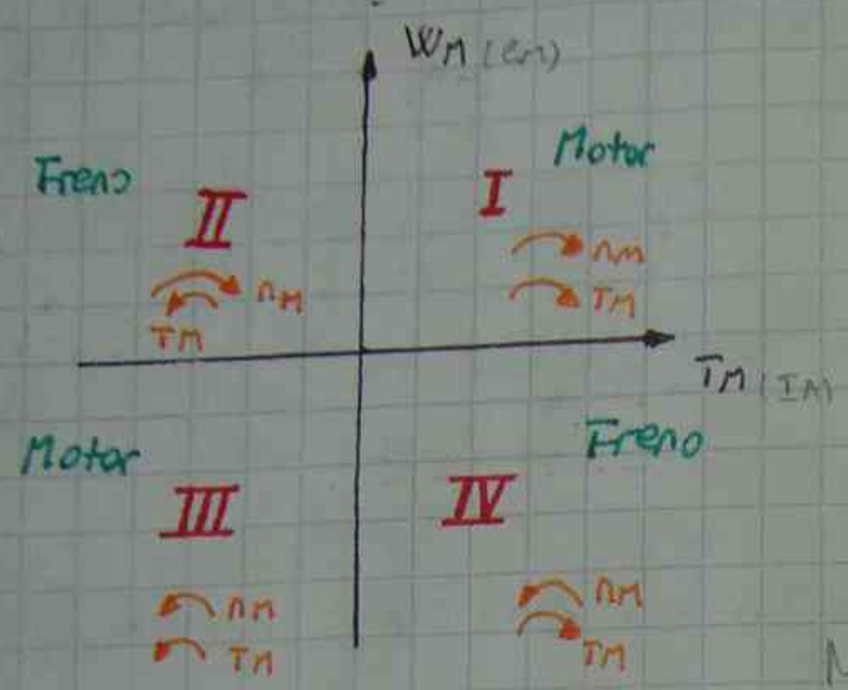
El capacitor C almacena energía regenerativa. Se toma una muestra de la tensión de línea p/ detectar la tensión de alimentación. Si la tensión de alimentación se excede el 20%, se transfiere el frenado regenerativo por el frenado dinámico, activándose la resistencia sangría de potencia. El valor de la R depende de D. Cuando vuelve a ser regenerativo, se desactiva Q5.

Si todo la energía va al capacitor ⇒ $W_{LA} = W_C = \frac{1}{2} L_A I_A^2 = \frac{1}{2} C V_A^2$

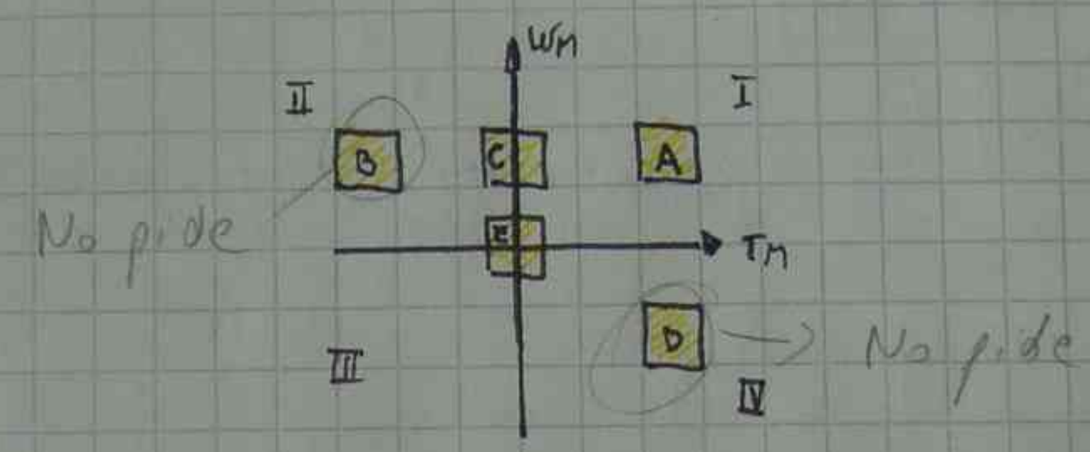
$$\Rightarrow C = L_A \left(\frac{I_A}{V_A}\right)^2$$

CONVERTIDORES PARA CONTROL DE MOTORES DE CC

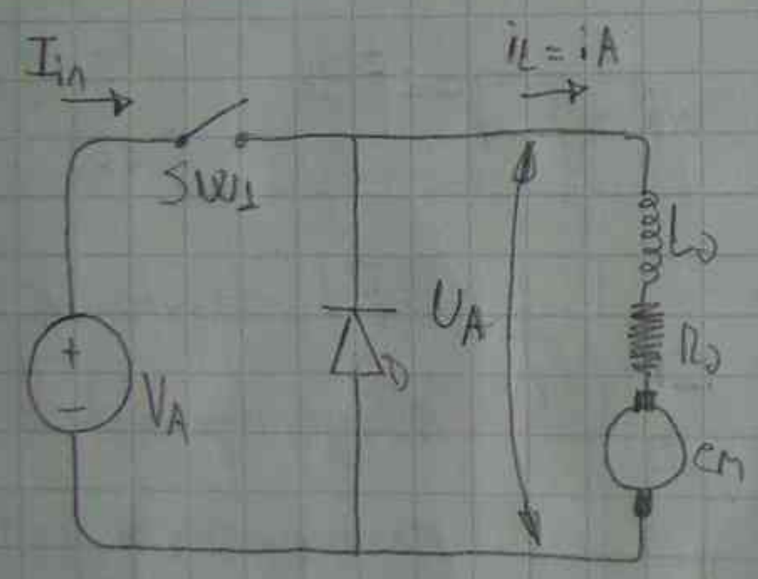
Cuadrantes de operación:



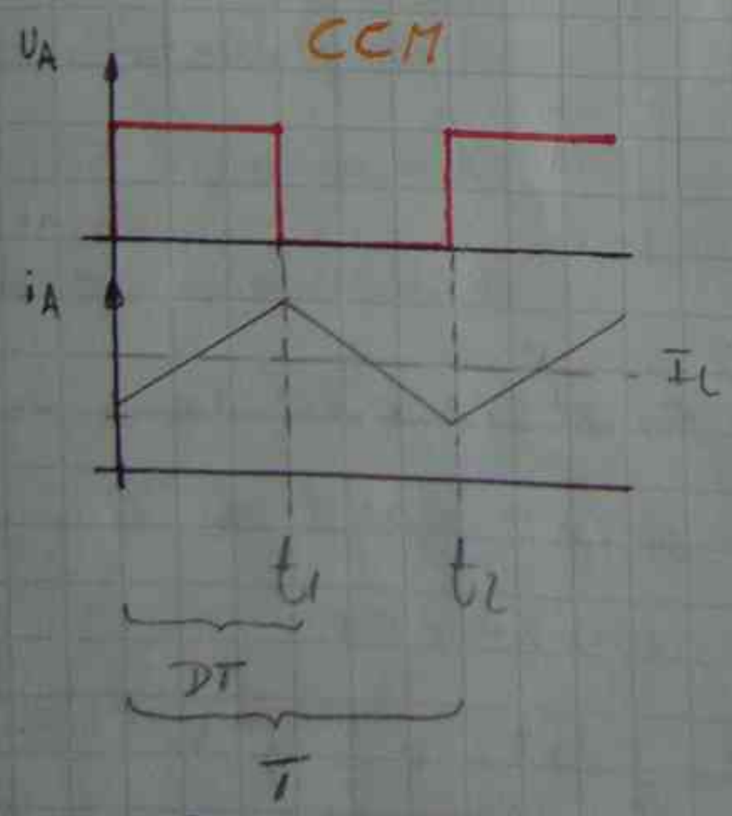
CUADR	TM	WM	Sent de rotación	Acel
I	+	+	+	+
II	−	+	+	−
III	−	−	−	+
IV	+	−	−	−



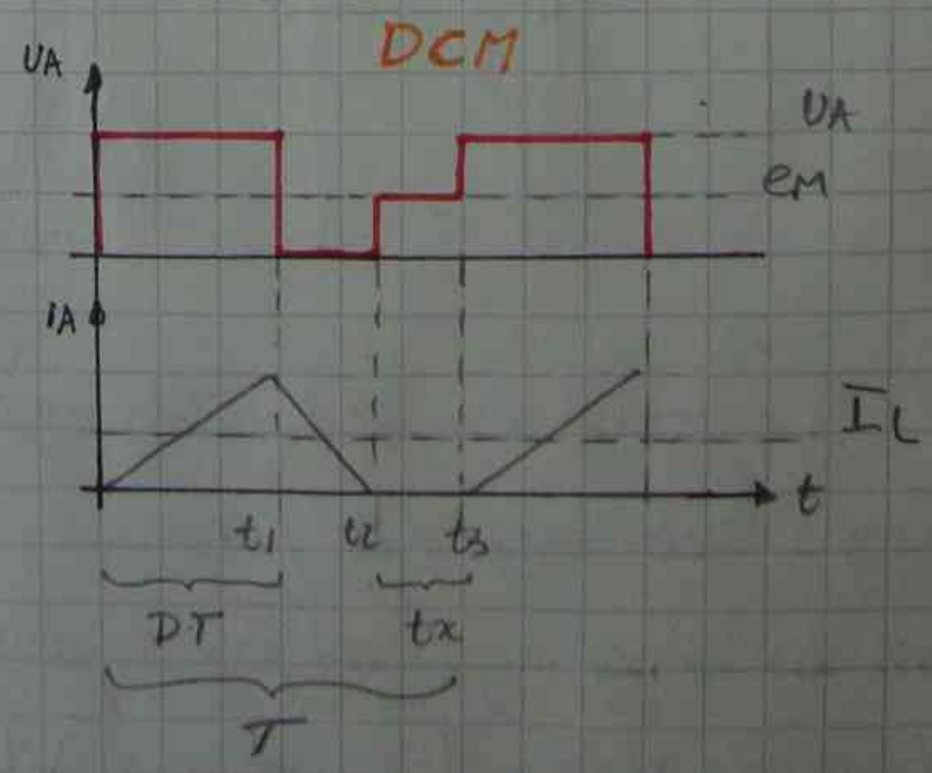
CLASE A:



- SW1_ON: V_A se aplica sobre la carga (motor), I_A crece.
- SW1_OFF: e_M se aplica sobre R_A y L_A. (con polaridad invertida). D se polariza directamente y evita la discontinuidad de corriente.



- $U_A = \frac{1}{T}\int_0^T u_A\,dt = D V_A = U_A$



- $U_A = \frac{1}{T}\int_0^T u_A\,dt = D V_A + e_M \frac{t_x}{T} = U_A$

Análisis CCM y DCM:

$0 < t < t_1$: $V_A = e_M + L_A \frac{di_L}{dt} + R_A I_L \Rightarrow \frac{di_L}{dt} + \frac{R_A}{L_A} i_L = \frac{V_A - e_M}{L_A}$

La solución de la ec dif es: $i_L = \frac{V_A - e_M}{R_A} + \left[I_{Lmin} - \frac{V_A - e_M}{R_A} \right] e^{-t/\tau_{elA}}$

$\tau_{elA} = L_A / R_A$

DCM $\rightarrow I_{Lmin} = \emptyset$;
CCM $\rightarrow I_{Lmin} \neq 0$;

$t_1 < t < t_2$: $e_M + L_A \frac{di_L}{dt} + R_A i_L = \emptyset \Rightarrow \underbrace{i_L = -\frac{e_M}{R_A} + \left[I_{LMAX} + \frac{e_M}{R_A} \right] e^{-(t-t_1)/\tau_{elA}}}_{\text{Solución de la ec dif.}}$

Cálculo I_{Lmin} e I_{Lmax}:

Mirar siempre D T, abajo

- $I_{Lmin} = \frac{V_A}{R_A} \left(\frac{e^{DT/\tau_{elA}} - 1}{e^{T/\tau_{elA}} - 1} \right) - \frac{e_M}{R_A}$ (CCM)

- $I_{Lmax} = \frac{V_A}{R_A} \left(\frac{1 - e^{-DT/\tau_{elA}}}{1 - e^{-T/\tau_{elA}}} \right) - \frac{e_M}{R_A}$ (CCM)

- $I_{Lmax} = \frac{V_A - e_M}{R_A} \left(1 - e^{-DT/\tau_{elA}} \right)$ (DCM) $\rightarrow I_{LMIN} = 0$

Cálculo de ΔI_{LMAX}:

$\Delta i_L = I_{L máx} - I_{L min}$; $\Delta i_{L máx}$ se logra p/ $D = 0{,}5 \rightarrow$ haciendo $\frac{d\Delta i_L}{dD} = \emptyset$

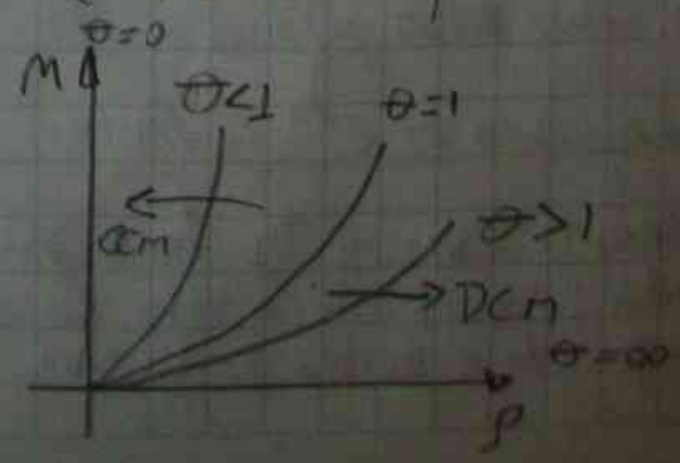
y si $4fL \gg R_A \Rightarrow$ • $\Delta i_{L max} = \frac{V_A}{4fL_A}$ • $I_{LAV} = \frac{V_A D - e_M}{R_A}$

Límite entre CCM y DCM:

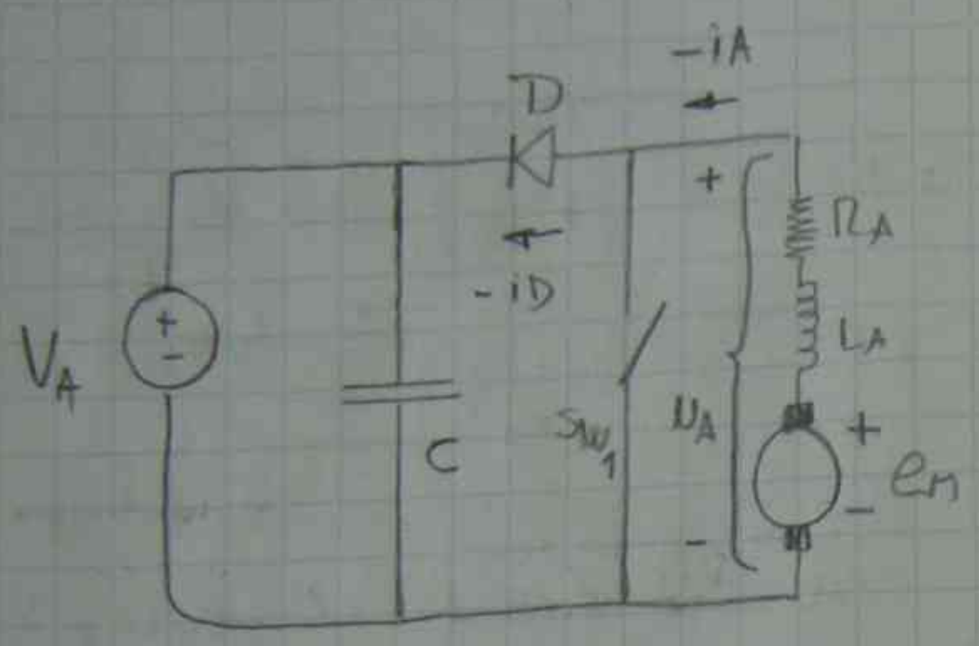
$I_{L min} = \frac{V_A}{R_A} \left(\frac{e^{DT/\tau_{elA}} - 1}{e^{T/\tau_{elA}} - 1} \right) - \frac{e_M}{R_A} = 0$ (en el límite)

- $\frac{e_M}{V_A} = m = \frac{e^{\rho} - 1}{e^{\theta} - 1}$ • $\rho = DT/\tau_{elA}$ • $\theta = T/\tau_{elA}$

- $D_{min} = \frac{\tau_{elA}}{T} \ln \left[1 + \frac{e_M}{V_A} \left(e^{T/\tau_{elA}} - 1 \right) \right]$



CLASE B: Frenado regenerativo

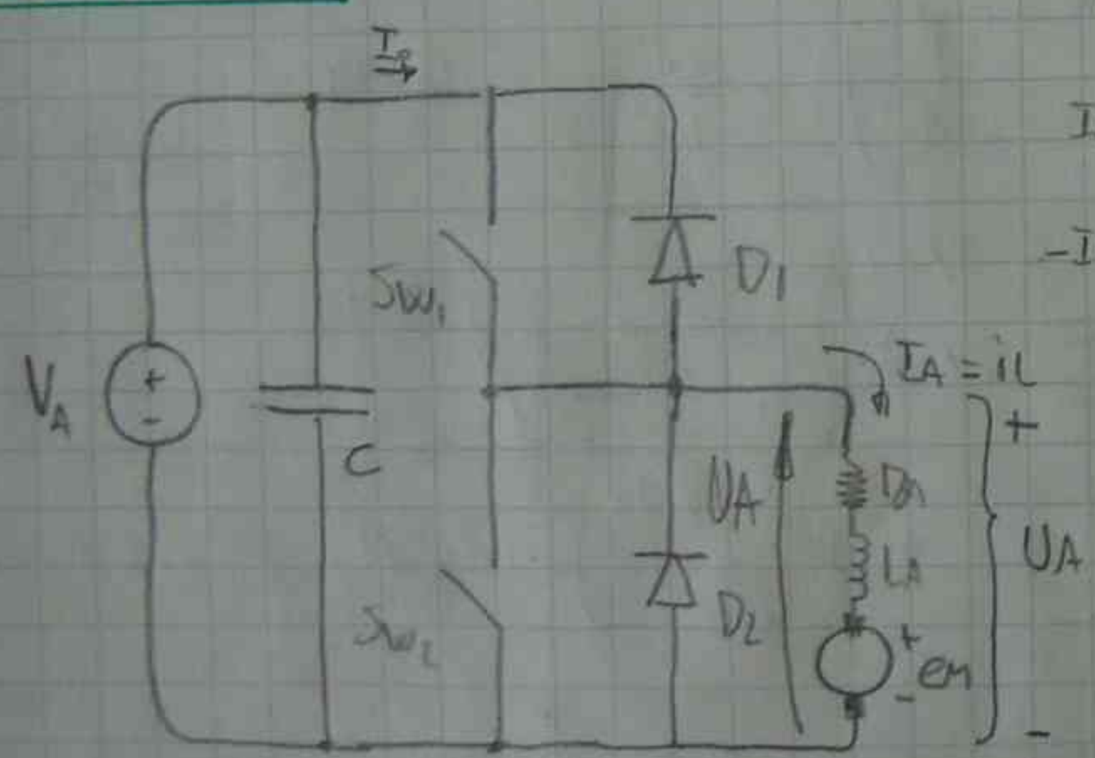


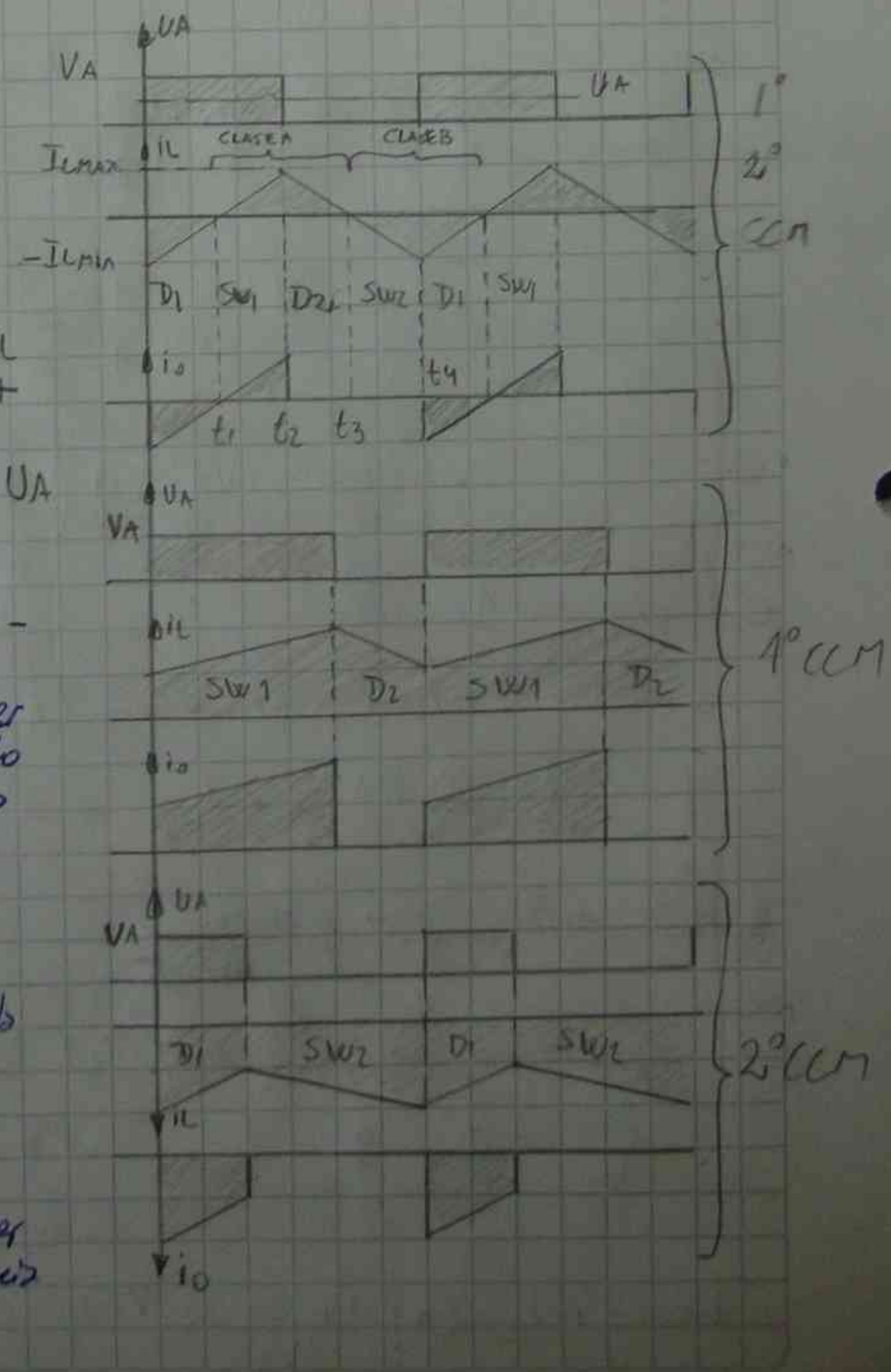
SW1 ON = em se aplica sobre RA y LA (se transfiere la energía cinética a LA)

SW1 OFF = la tensión en LA se invierte y se suma a em. La energía acumulada en LA se suma a la energía cinética (em) y se transfiere a la fuente.

Este convertidor opera en modo de frenado regenerativo. Para q' la corriente del motor se dirija hacia el capacitor $C \Rightarrow e_m > V_a$

CLASE C





Este convertidor puede operar tanto en el primer como en el segundo cuadrante, sin alterar el sentido de rotación de la máquina. IA puede invertirse pero VA es siempre (+).

Funcionamiento en 1er cuadrante:

Se conmuta el SW1 y el diodo D2 actúa en carrido libre. SW2 ~~actúa~~ permanece off.

Funcionamiento en 2do cuadrante:

Se conmuta SW2 y D1 forma parte del chopper elevador (Boost) SW1 = off. La circulación hacia la carga solo es posible si UA > VA

Para 1° y 2°

$0 < t < t_2$: • $i_L(t) = \frac{V_A - e_M}{R_A} + \left[I_{LMIN} - \frac{V_A - e_M}{R_A}\right] e^{-t/\tau_{eLA}}$ ⇒ Idem Clase A

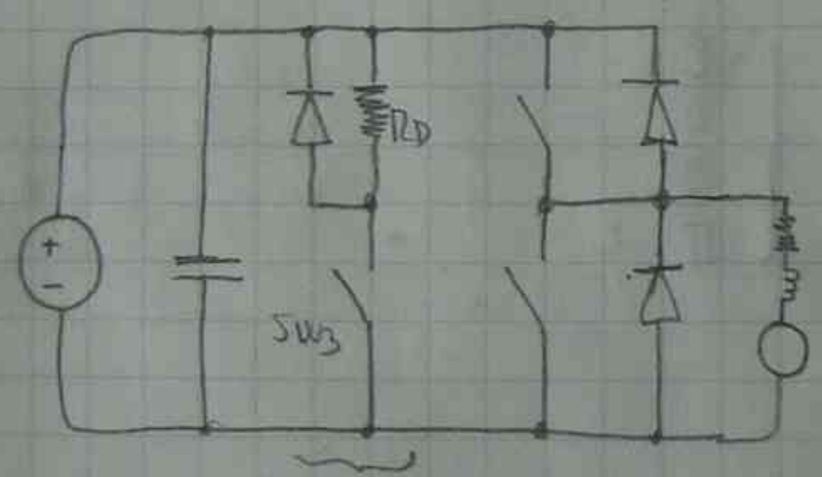
$t_2 < t < t_4$: • $i_L(t) = \frac{-e_M}{R_A} + \left[I_{LMÁX} + \frac{e_M}{R_A}\right] e^{-(t-t_2)/\tau_{eLA}}$ ⇒ Idem Clase A

• $I_{LMIN} = \frac{V_A}{R_A} \frac{(e^{DT/\tau_{eLA}} - 1)}{(e^{T/\tau_{eLA}} - 1)} - \frac{e_M}{R_A}$; • $I_{LMÁX} = \frac{V_A}{R_A} \frac{(1 - e^{-DT/\tau_{eLA}})}{(1 - e^{-T/\tau_{eLA}})} - \frac{e_M}{R_A}$ } Idéntico a clase A pero son aplicables a los dos cuadrantes (1° y 2°).

Primer cuadrante ⇒ I_{LMIN} y $I_{LMÁX}$ son posit. → I_{LMED} = positiv.

Segundo cuadrante ⇒ " " " " neg → I_{LMED} = neg.

Otra variante:

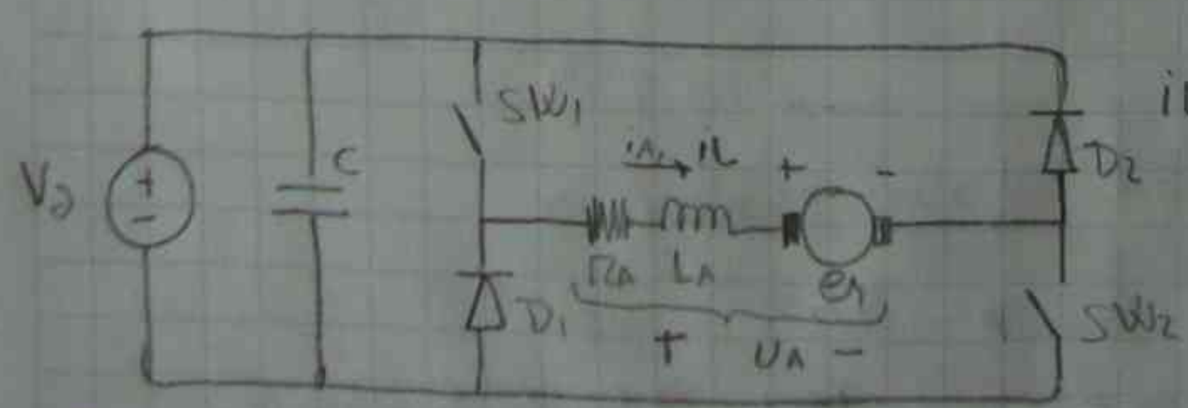


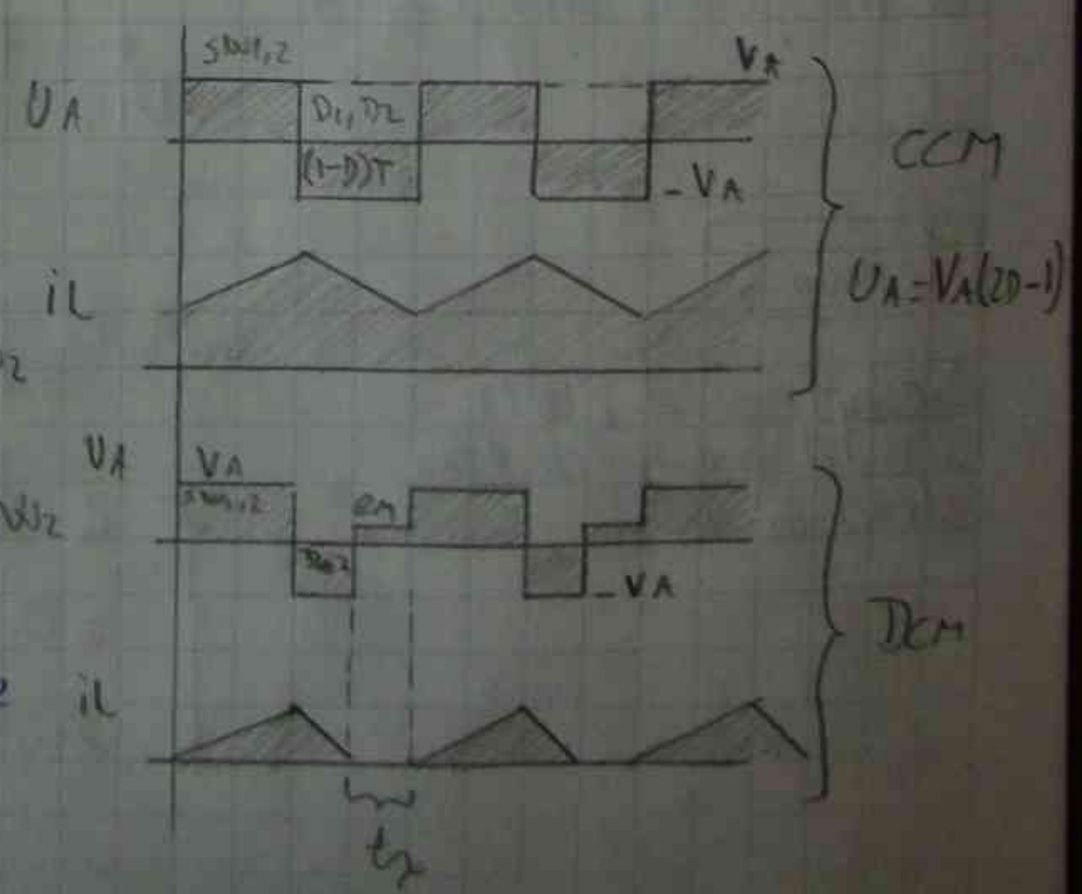
Evita aumento excesivo de tensión de entrada

Otra variante puede ser el funcionamiento en los dos cuadrantes con frenado dinámico y regenerativo. Para ello, se agrega una rama más.

CLASE D

En este tipo de conversor, no es posible el frenado.





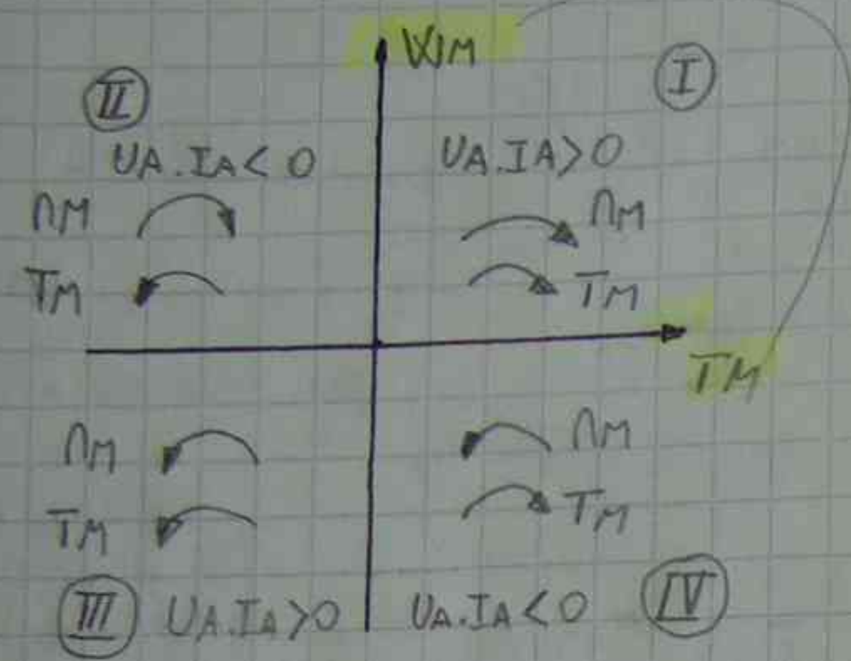
El retorno de energía hacia la fuente, ocurre por absorción de la energía acumulada en LA, pero no hay disminución en la energía presente en la masa acoplada al rotor.

Cuando es necesario disponer de cualquier combinación posible tensión-corriente en la carga, se deberá recurrir al convertidor E

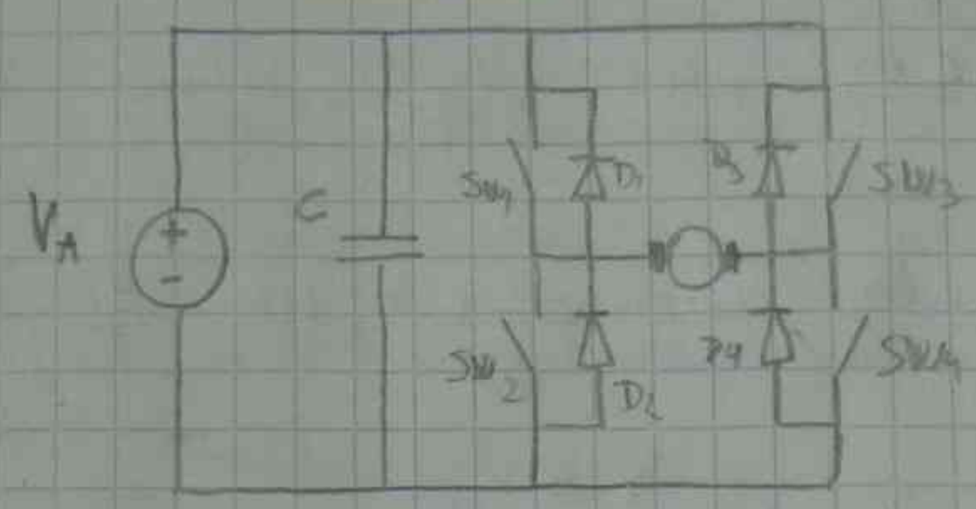
↓

CLASE E

de los cuatro podemos deducir nM y TM. Llave T no aplicamos.



Llave H

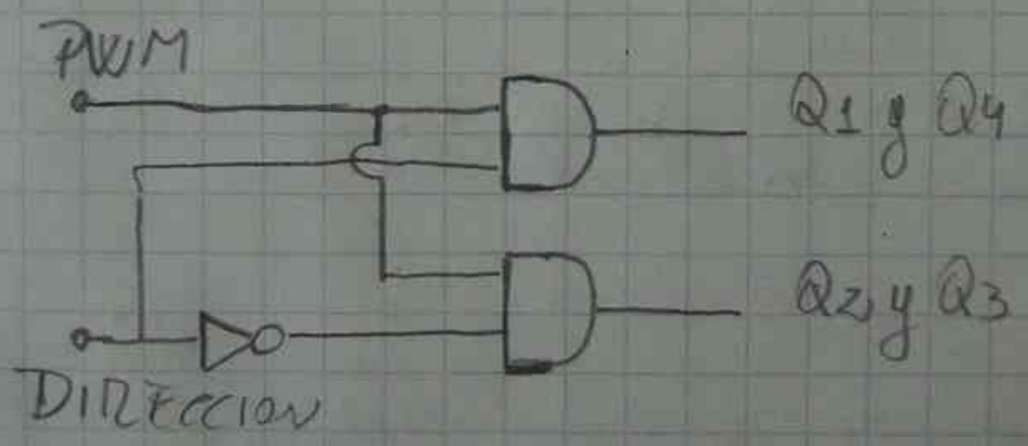


Comando simultaneo:
- Método 1: (2 conv clase D)
- Método 2: (llave H básica)

Comando Separado:
- Método 3: (similar clase A)
- Método 4: (tensión unipolar) { I, II, III, IV }

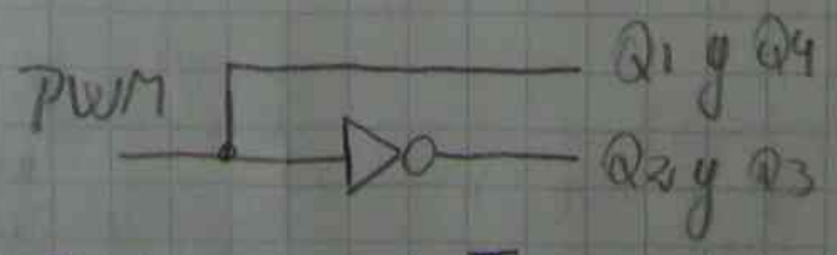
Método 1

Se mantiene una diagonal permanentemente abierta y se suministra un ciclo de trabajo a la otra diagonal



Metodo 2

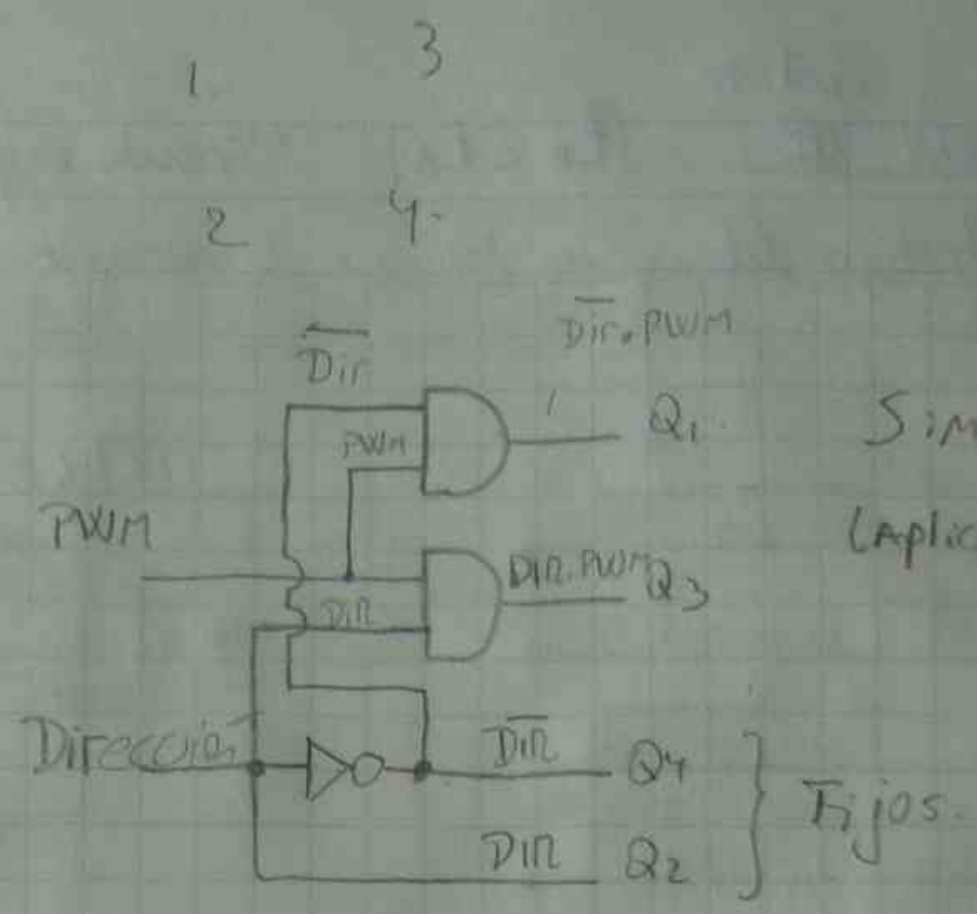
Se aplica el PWM a las diagonales de forma alternada.



D:
- < 0,5 → TM
- = 0,5 → Motor detenido, firmemente.
- > 0,5 → TM

Metodo 3

Mientras un diagonal permanece permanentemente abierto, en la otra diagonal en tx esta siempre cerrado y el otro con el PWM.



Similar clase A

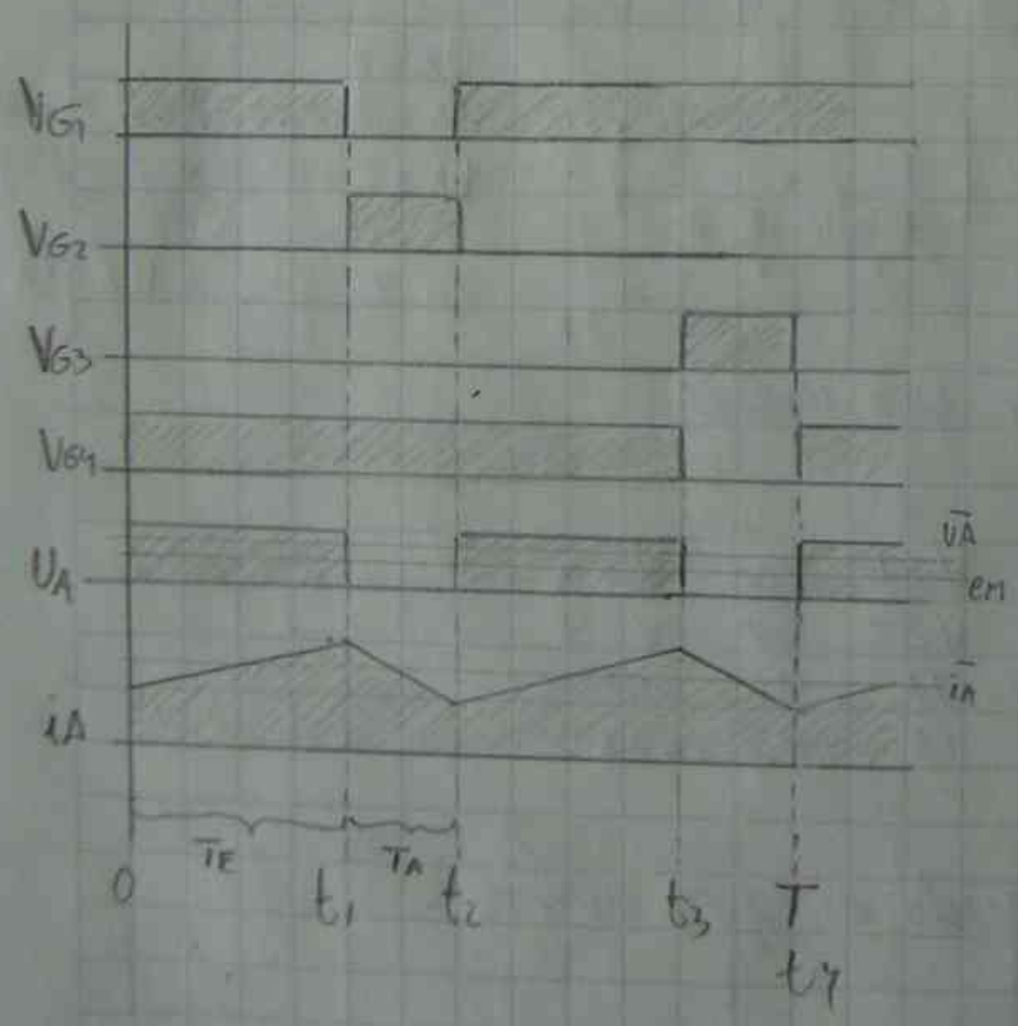
(aplica mismas ecuaciones)

Metodo 4

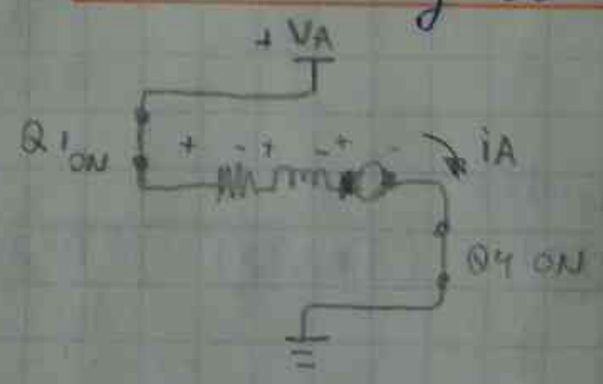
- Los tx de la misma rama se conmutan en forma complementaria
- El motor puede ser acelerado y frenado en ambos sentidos.

PWM Unipolar (I) cuadrante ($t_E > t_A$)

"Motor giro directo."

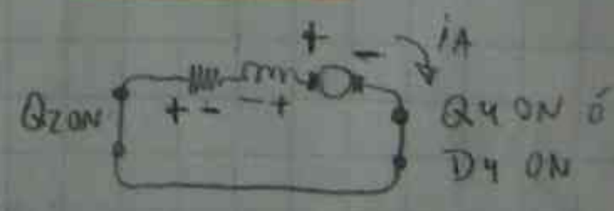


$0 < t < t_1$ y $t_2 < t < t_3$



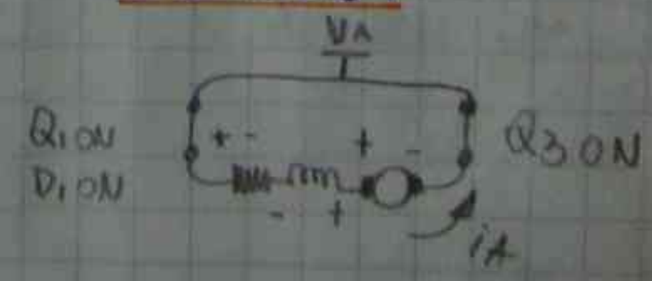
$U_A = V_A$
I_A = Rampa positiva
L_A = Se recarga

$t_1 < t < t_2$



$U_A = 0$
I_A = Rampa negativa
L_A = Descarga, inverte tensión.

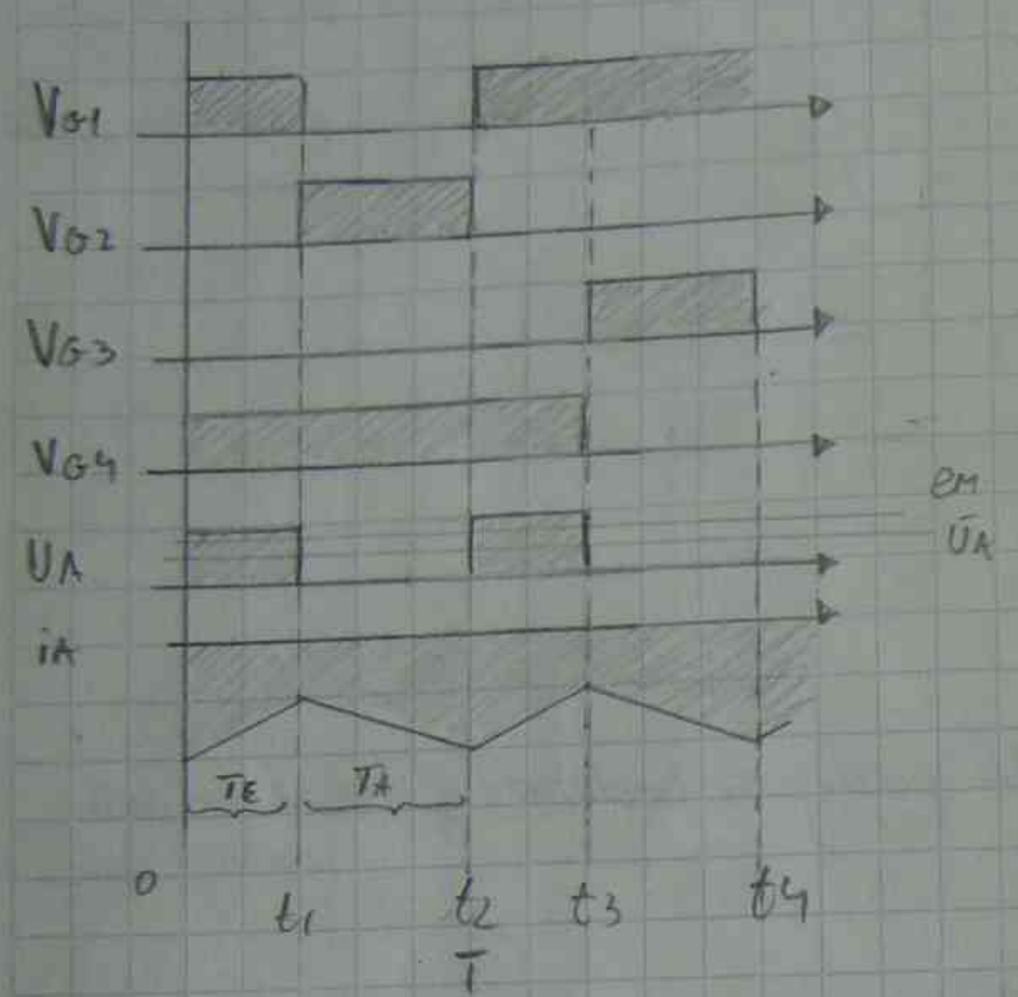
$t_3 < t < t_4$



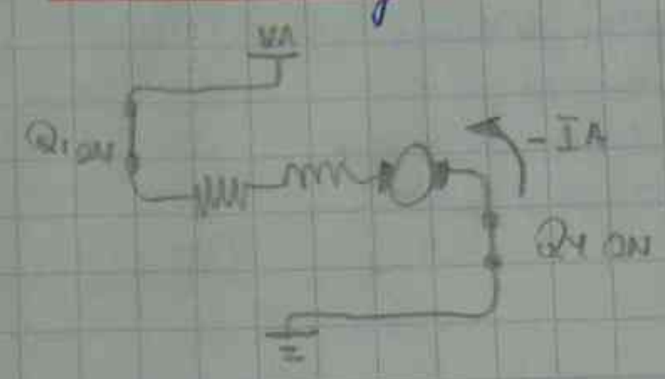
$U_A = 0$
I_A = Rampa Negativa
L_A = Descarga, inverte tensión

PWM UNIPOLAR (II) Cuadrante ($t_E < t_A$) "Frenado en giro directo".

El ciclo de trabajo deberá ser tal que la corriente circule desde el motor hacia la fuente.



$0 < t < t_1$ y $t_2 < t < t_3$



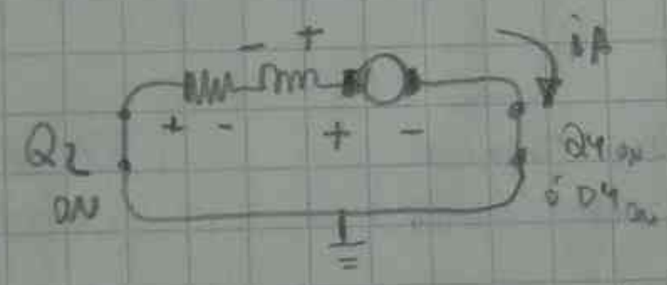
$U_A = V_A$

I_A = decrece (Valor absoluto)

L_A = descarga ($\xrightarrow[\text{carga}]{}$ C)

$e_M + L_A \frac{di_A}{dt} > V_A$

$t_1 < t < t_2$



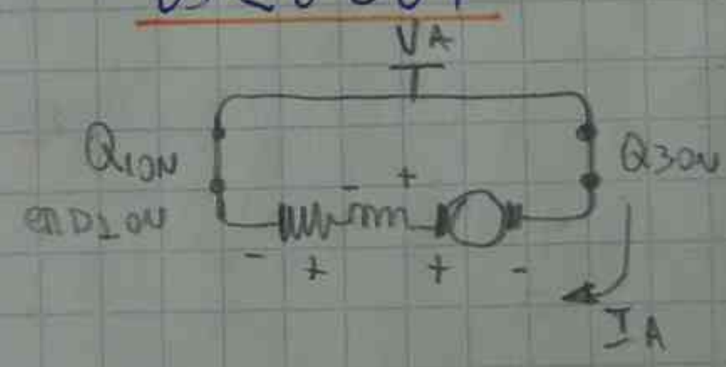
$U_A = 0$

I_A = crece (Valor absoluto)

L_A = carga ($\xleftarrow[\text{energía}]{}$ rotor)

e_M se aplica a R_A y L_A

$t_3 < t < t_4$



$U_A = 0$

I_A = decrece (Valor absoluto)

L_A = Carga ($\xleftarrow[\text{energía}]{}$ rotor)

e_M se aplica a R_A y L_A

PWM unipolar (III) Cuadrante ($t_E < t_A$) "Motor giro inverso"

Idem cuadrante (I) intercambiando

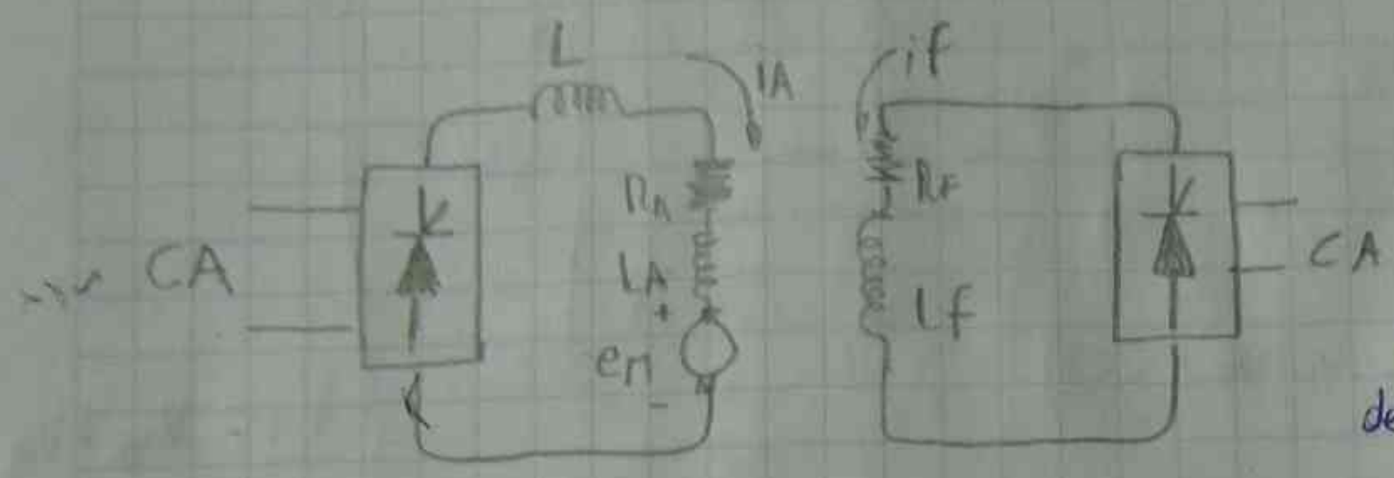
VG1	con	VG3
VG2	con	VG4
UA	es	-UA
iA	es	-iA

PWM UNIPOLAR (IV) Cuadrante ($t_E < t_A$) "Frenado en giro inverso".

Idem cuadrante (II) intercambiando

VG1	con	VG3
VG2	con	VG4
UA	es	-UA
iA	es	-iA

CIRCUITOS CON TIRISTORES



Se utiliza un rectificador CONTROLADO

ARMADURA ↓ Variando el angulo de retardo α varianos VA

CAMPO ↓ Variando α variamos IF y por ende ØF

MONTAJES NO REVERSIBLES

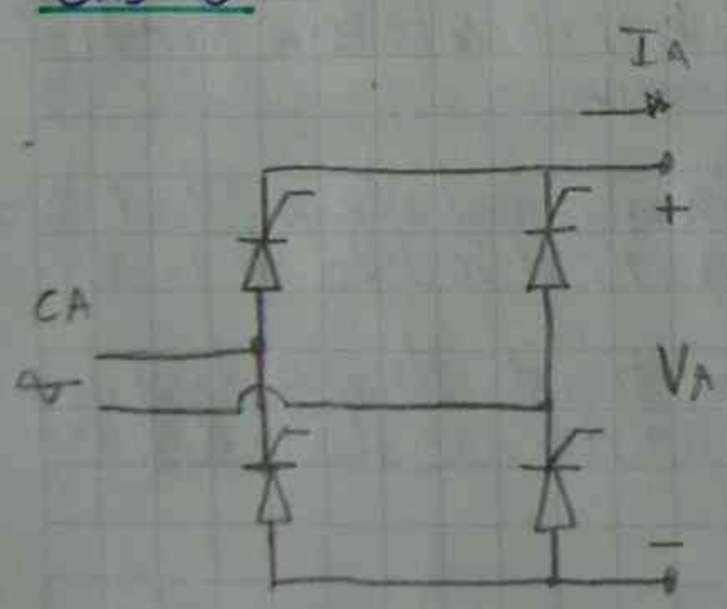
Cuando el motor debe girar en un solo sentido y no se necesitan frenados rapidos, usamos

CASO ① ⇒ Montajes alimentados con tensión monofásica. (Bajo potencia)

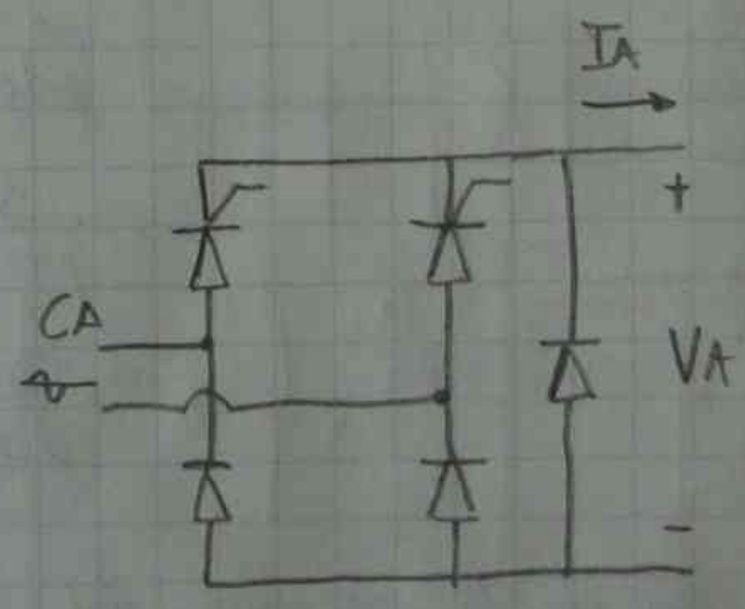
CASO ② ⇒ Montajes de media o baja potencia alimentados con trifásico.

CASO ③ ⇒ Montajes de gran potencia alimentados con tensión trifásica.

CASO ①

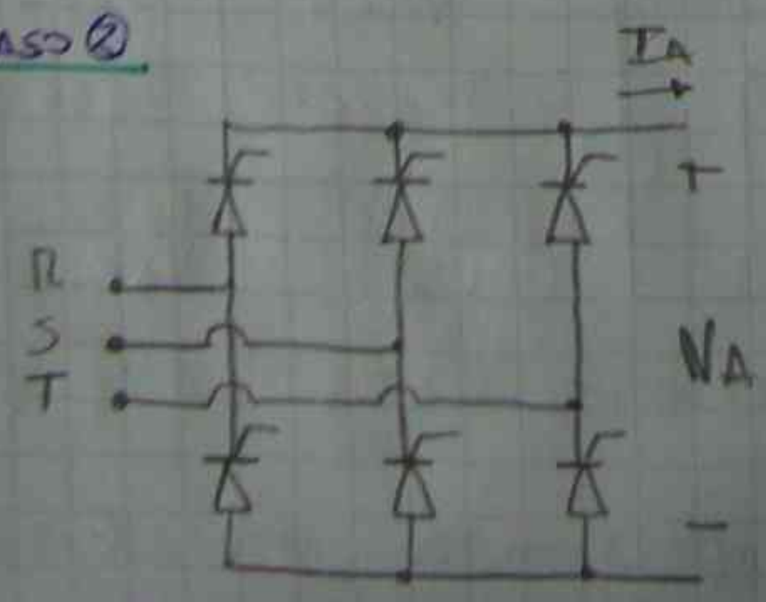


TOTALMENTE CONTROLADO

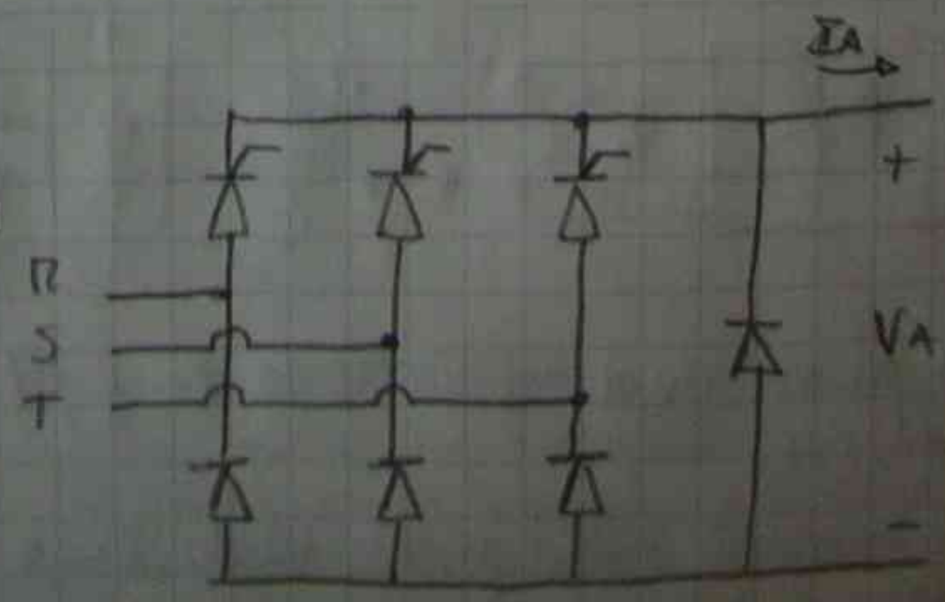


SEMI CONTROLADO

CASO ②

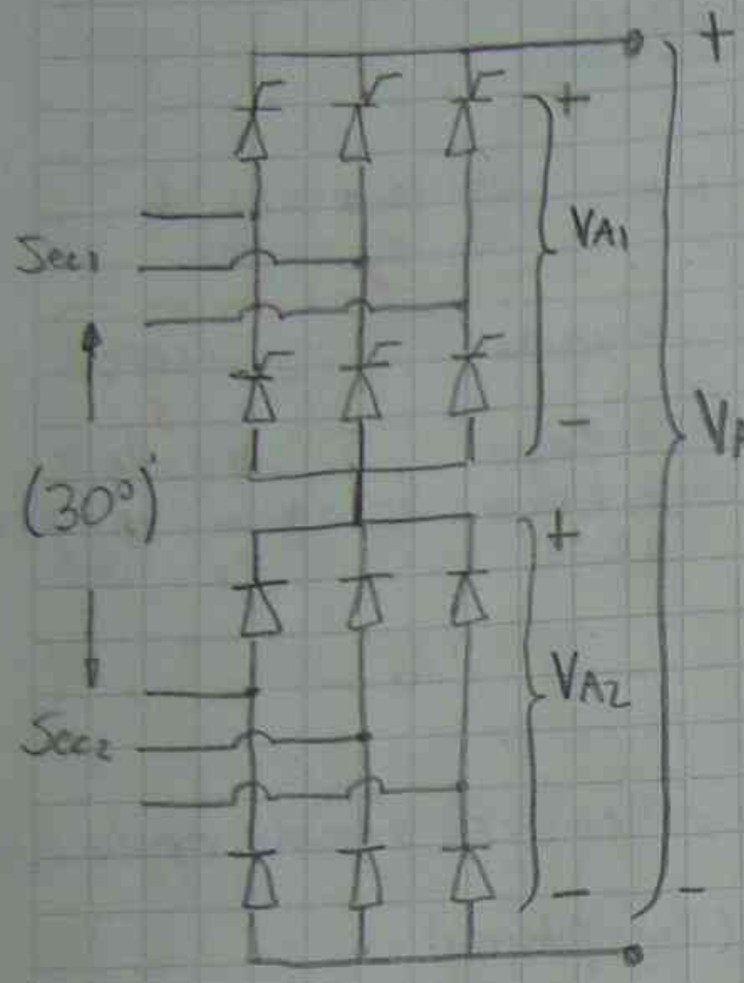


TOTALMENTE CONTROLADO

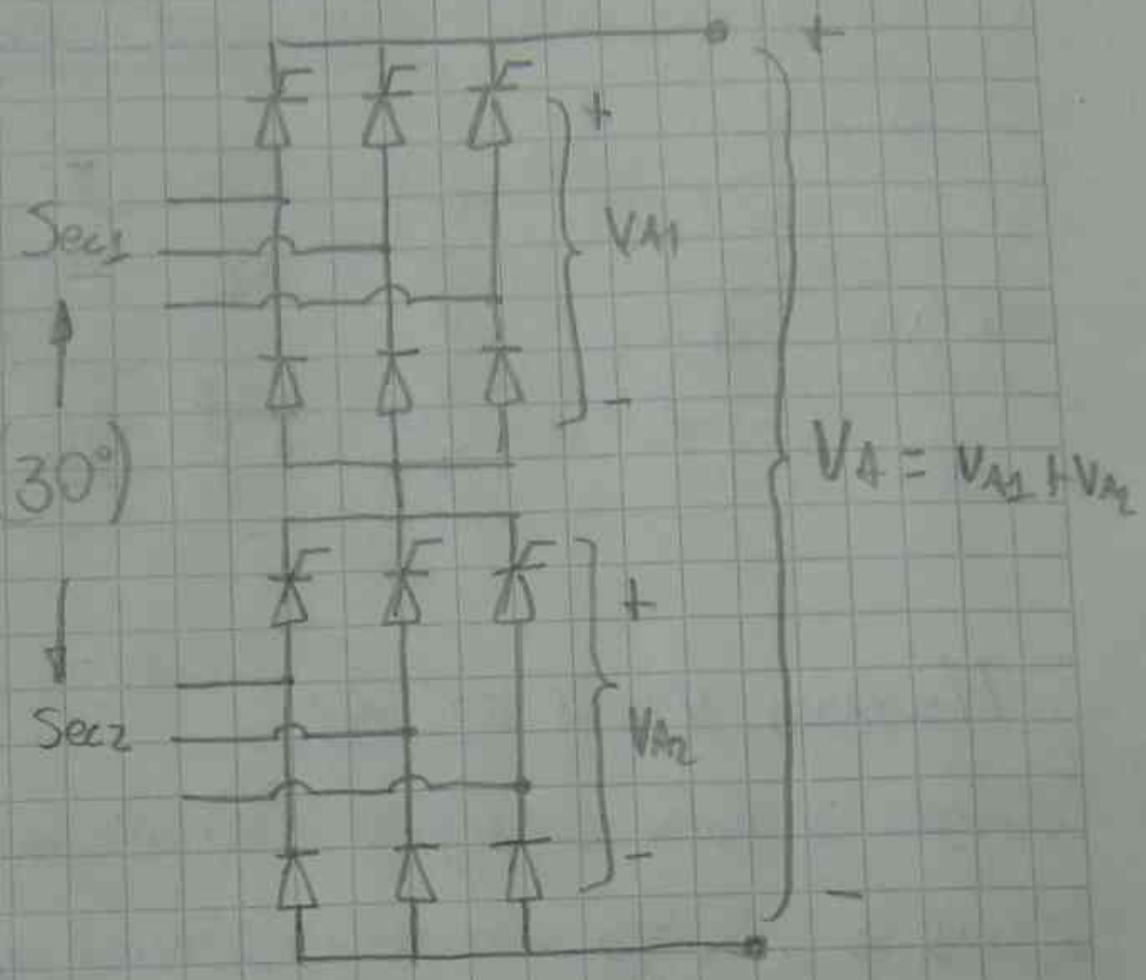


SEMI CONTROLADO

CASO ③

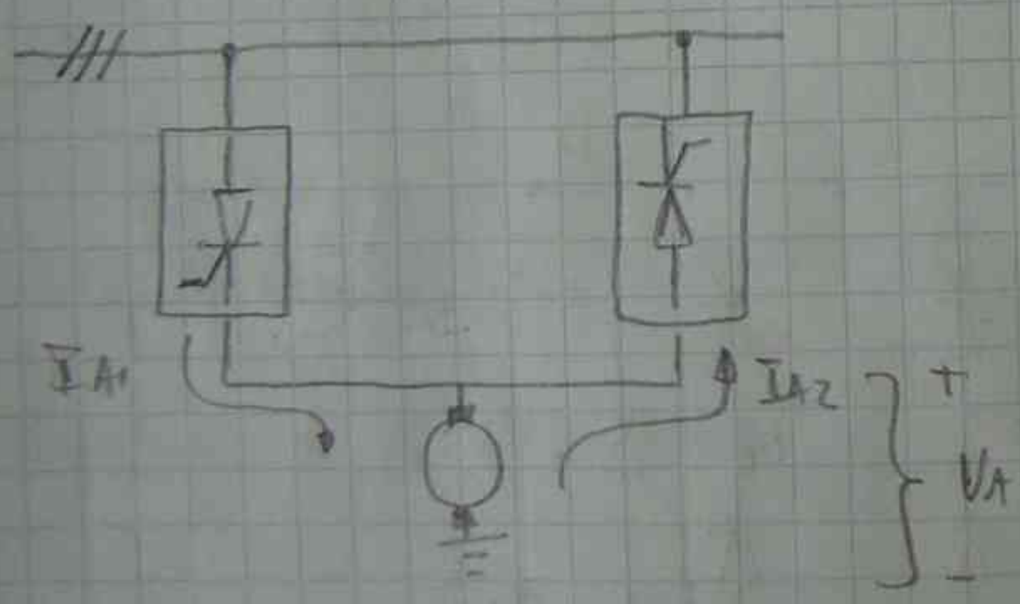


Elevador reductor



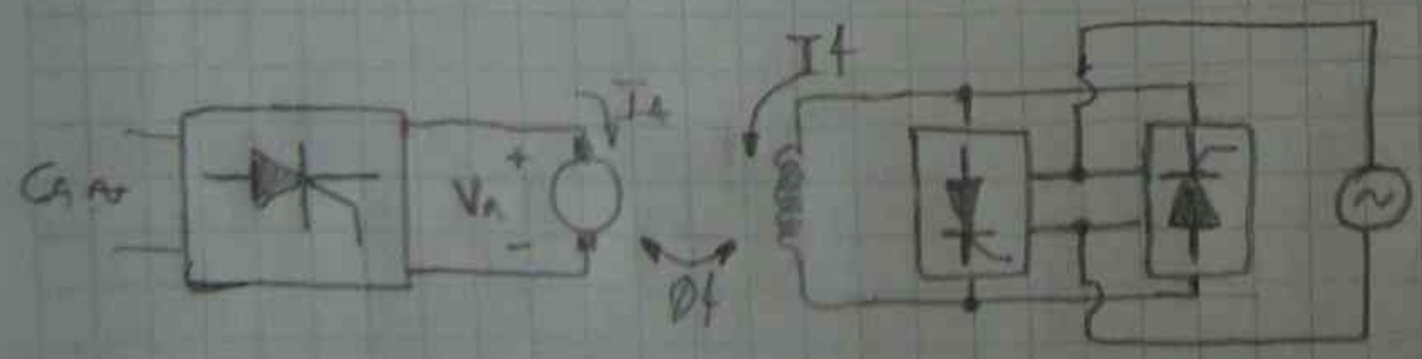
Doble Puente Mixto

MONTAJES REVERSIBLES (4 cuadrantes)



- El sistema permite el cambio del giro o si no lo requiere, permite tener frenado rápido regenerativo.
- Se implementa mediante 2 "Rect Control" para poder invertir el sentido de la corriente
- Debido al tiempo de apagado y encendido del tiristor se limita $\alpha \leq 150°$

① Montaje con inversión de la corriente del inductor

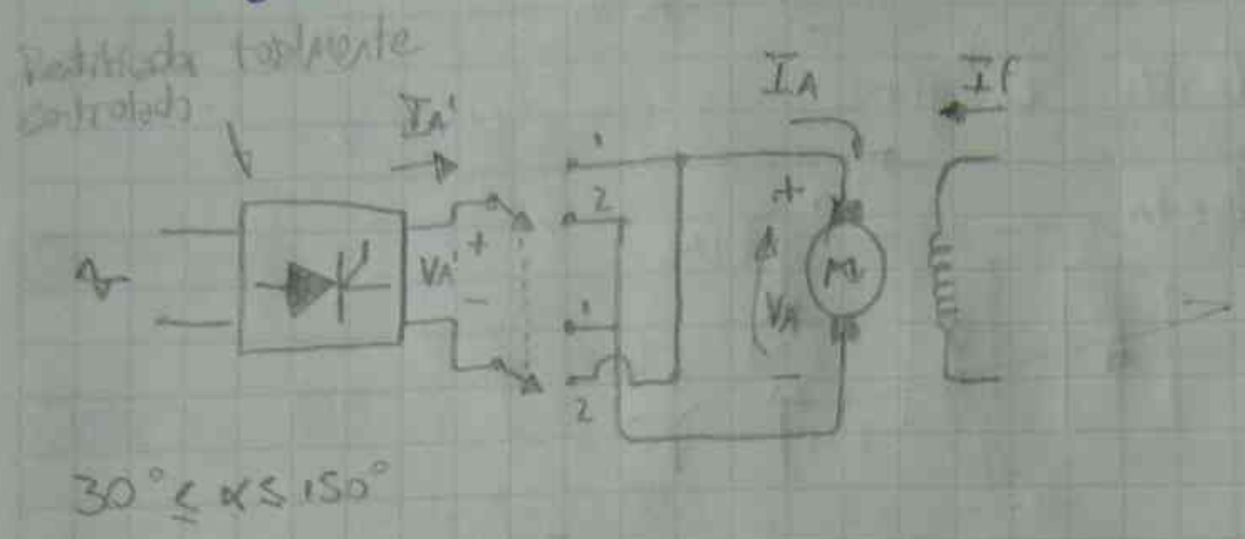


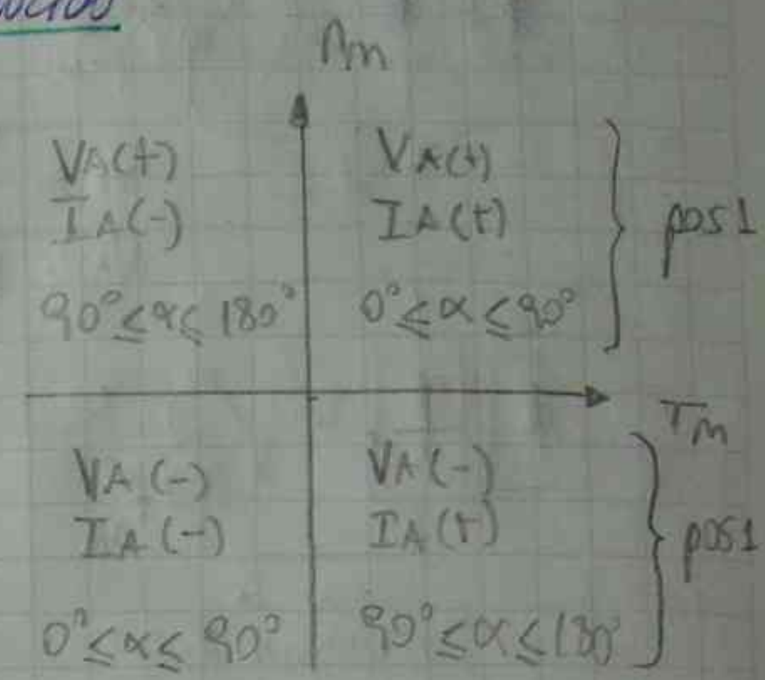
$I_F < 0$, $V_A < 0$, $90° \leq \alpha \leq 180°$	$I_F > 0$, $V_A > 0$, $0° \leq \alpha \leq 90°$
$I_F < 0$, $V_A > 0$, $0° \leq \alpha \leq 90°$	$I_F > 0$, $V_A < 0$, $90° \leq \alpha \leq 180°$

- El par se invierte invirtiendo I_F y por ende ϕ_F porque $T_M \propto \phi_F, I_A$.
- La inversión solo es posible cuando $I_A = 0$ → se utiliza con tiempos muertos de inversión elevados.

→ Tiempo muerto de inversión de par = 0,5 a 1 seg. (o más)

② Montaje con inversión de la corriente del inducido





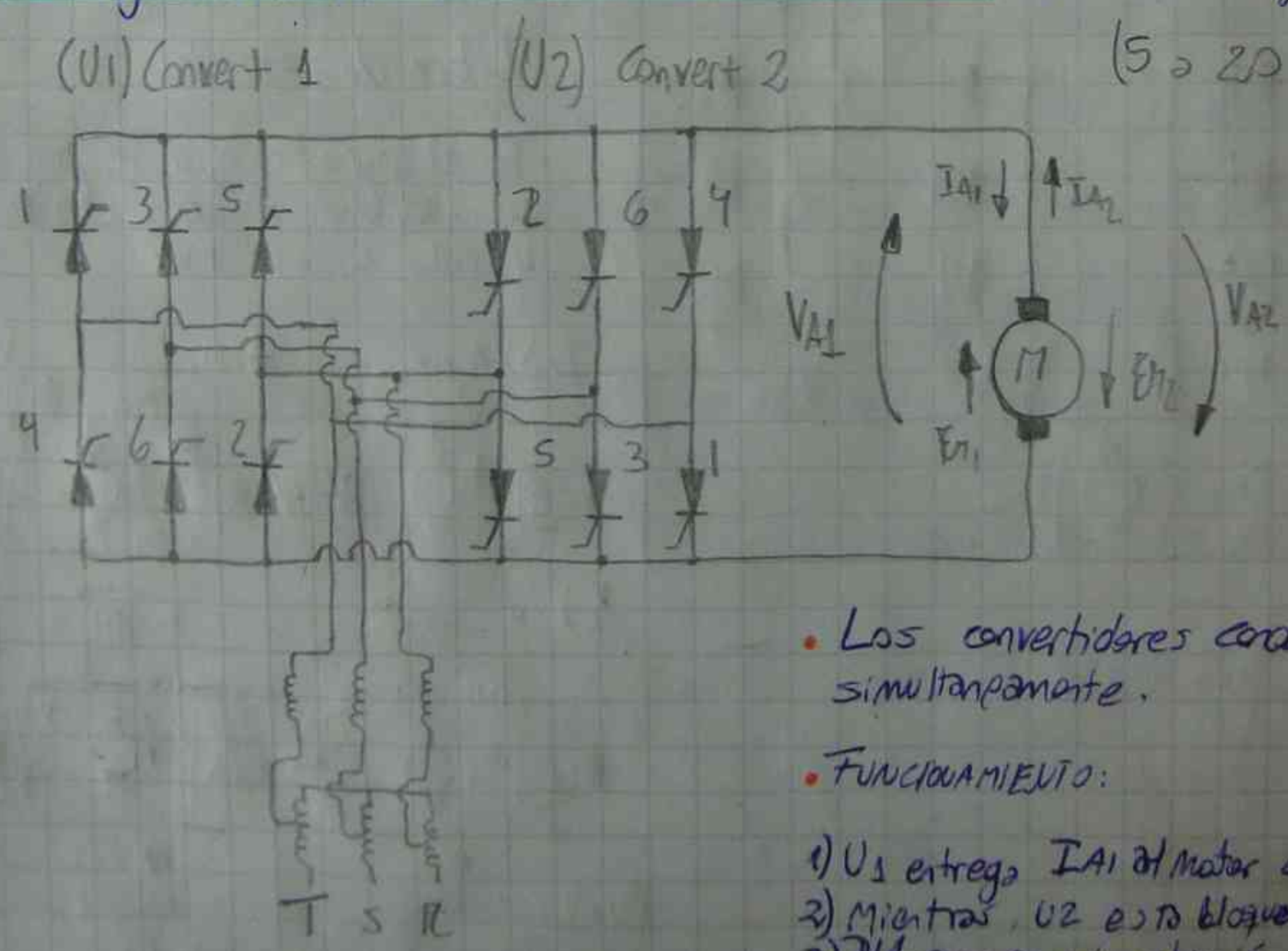
- El par se invierte invirtiendo I_A mediante un contactor bipolar

- Pos1: $V_A = V_A'$, $I_A = I_A'$
- Pos2: $V_A = -V_A'$, $I_A = -I_A'$

⚠ La inclusión de contactores reduce la fiabilidad del sistema.

- La inversión de corriente solo debe hacerse cuando la corriente sea nula.
- El tiempo muerto de inversión del par corresponde al tiempo de detección de la corriente nula, mas el tiempo de respuesta del sistema mecánico. → Tiempo muerto en el orden de los 100 o 300 ms.

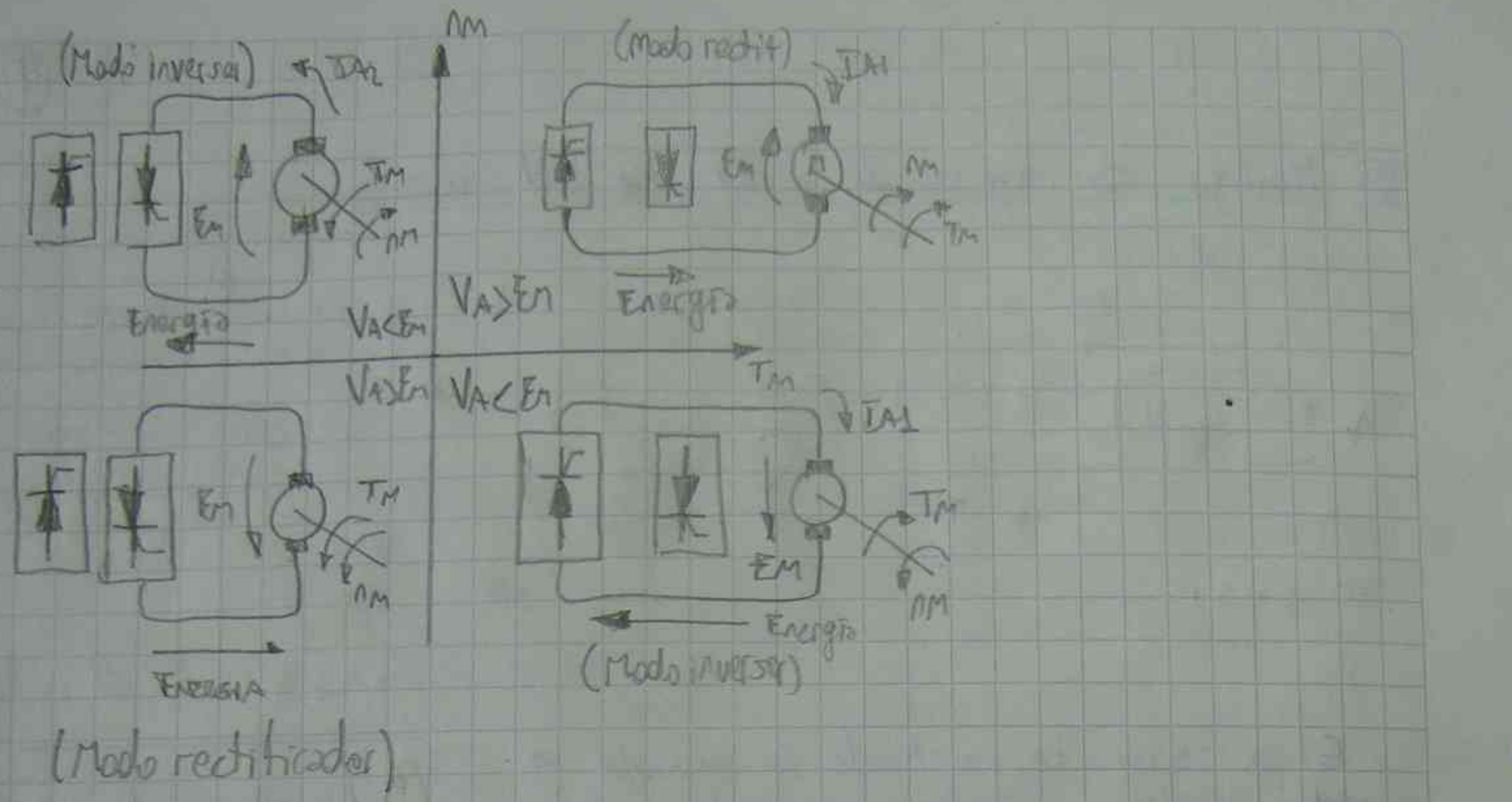
③ Montaje reversible sin corriente circulante: (inversiones muy rápidas) (5 a 20 ms)



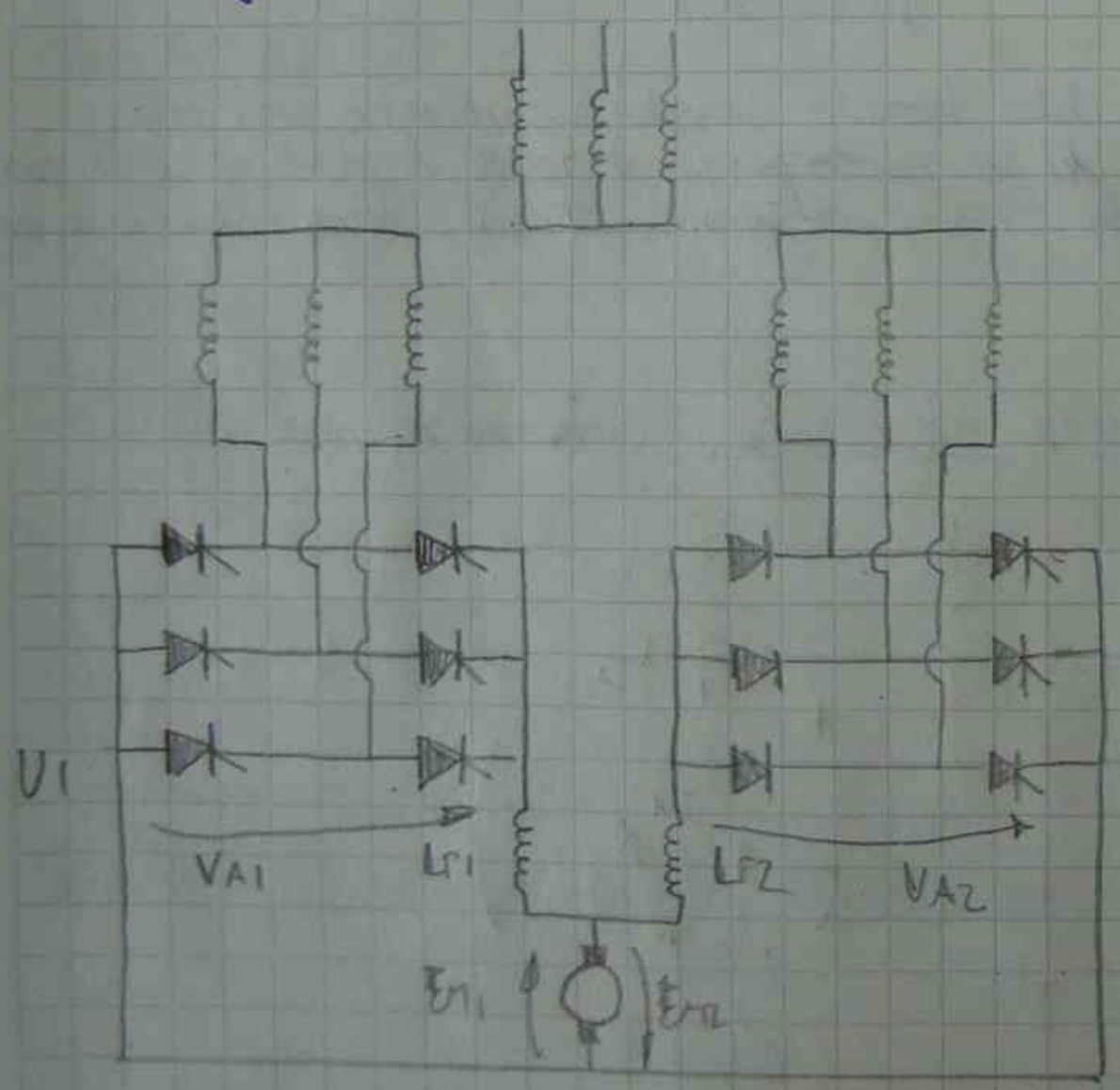
- Los convertidores conducen uno u otro, nunca simultaneamente.

- FUNCIONAMIENTO:

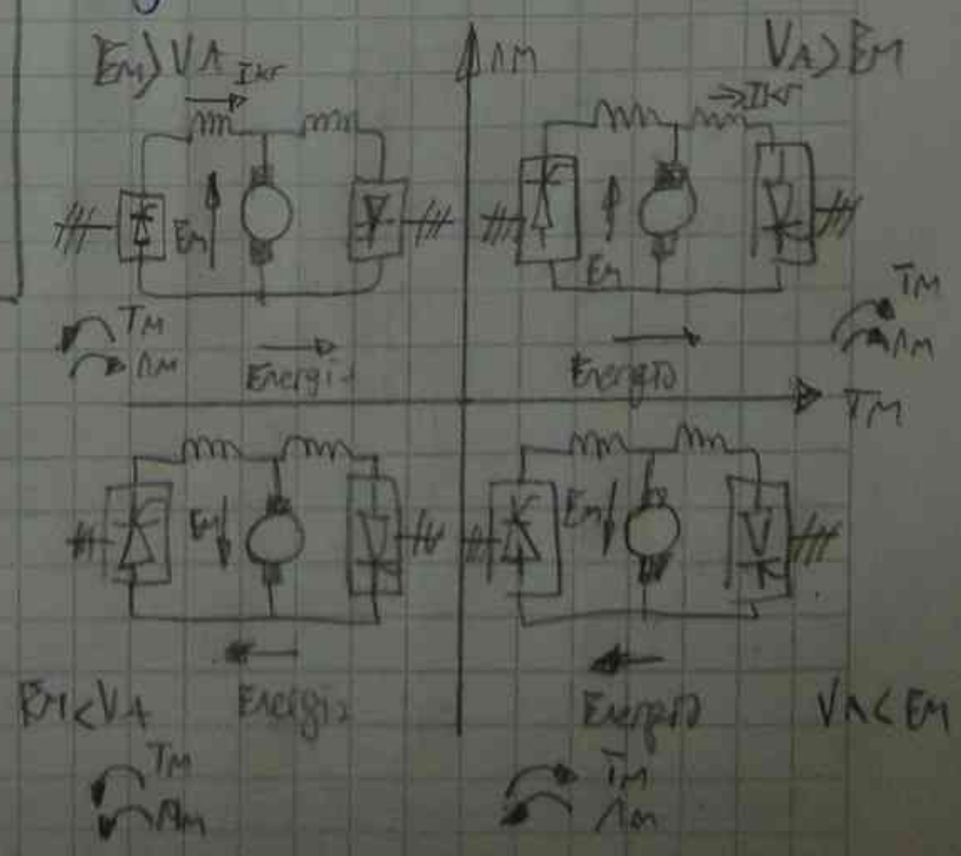
1) U_1 entrega I_{A1} al motor en sentido directo, U_2 bloq.
2) Mientras, U_2 esta bloqueado
3) Al frenar en esta situación, U_1 es llevado desde el modo rectificador al límite del modo inversor hasta si la corriente se hace cero. Luego se activará U_2 en el límite inversor.
4) Ahora la f.c.e.m del motor E_{m1} es el generador q. suministra la corriente de frenado I_{A2} hacia la línea



④ Montaje reversible con corriente circulante



- Ambos convertidores funcionan simultaneamente y son controlados continuamente, uno funciona como rectif y el otro como inversor no autónomo ⇒ corriente circulante
- Los reactores Lr1 y Lr2 controlan la corriente circulante
- Libre de retardos
- En el momento que se pasa de un cuadrante a otro, la IA=∅ y solo circula Ikr



UNIDAD N° 8

REGULACION DE MOTORES DE CA.

Clasificación

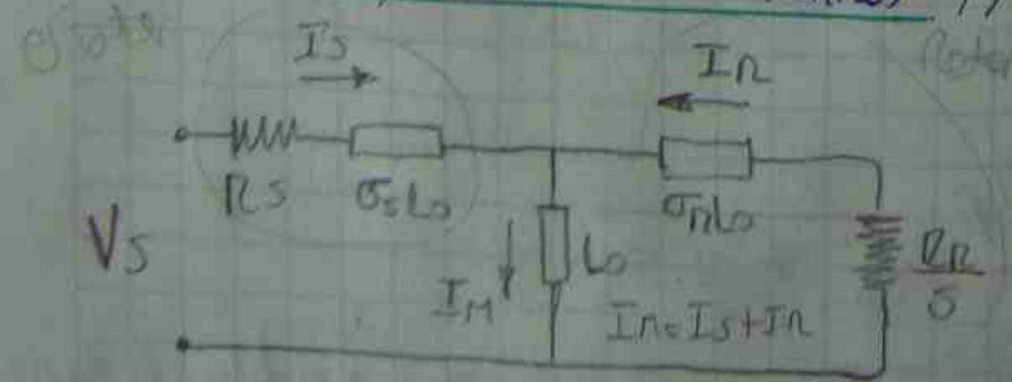
Motor de CA
- Síncronos (Reluctancia conmutada, brushless)
- Asíncronos
  - Rotor bobinado
  - Jaula de ardilla

MOTOR ASINCRONO

MOTOR DE INDUCCION EN REGIMEN ESTACIONARIO CON TENSION SINUSOIDAL SIMETRICA

El motor asíncrono trifásico tiene bobinados trifásicos en el estator y en el rotor. Los bobinados del estator son alimentados con tensión trifásica balanceada de tensión U_1 y frecuencia f, que producen tensiones inducidas en los bobinados del rotor debido a la acción magnética mutua, y por estar este (el rotor) en cortocircuito. La acción del flujo sobre estas corrientes que él mismo ha inducido sobre el rotor, crea un par. El par hace girar el rotor en el mismo sentido que el flujo giratorio. La velocidad ω_m, no puede alcanzar nunca la velocidad síncrona ya que si las bobinas del rotor giraran a la misma velocidad que el flujo giratorio, serían atravesadas por un flujo constante y no habría fem inducida, ni corriente inducida, ni par.

Circuito equivalente (Asíncrónico) P/ estado estacionario.



- ω_1 = pulsación eléctrica del estator.
- ω_2 = Pulsación eléctrica del rotor.
- ω_m = Velocidad del Motor.

- Se asume $N_R = N_S$ (igual cantidad de vueltas primario y secundario)
- $L_0 = M$ (inducción mutua)
- $L_S = (1+\sigma_S) L_0$ (inductancia estator)
- $L_R = (1+\sigma_R) L_0$ (inductancia rotor)
- $\sigma_S, \sigma_R \Rightarrow$ Coef. de flujo de Estator y Rotor

Pulsación eléctrica del estator — Pulsación del rotor — Velocidad del motor

ω_1 y ω_2 => son resultante.

- $\omega_1 = \omega_2 + \omega_M$
- $\frac{\omega_2}{\omega_1} = S$ = Deslizamiento ; $\omega_2 = S\omega_1$; $S = \frac{\omega_1 - \omega_M}{\omega_1}$
- $\omega_M = \omega_1(1-S)$

Ecuaciones fundamentales:

- $\bar{V}_S(t) = R_S \bar{i}_S(t) + L_S \frac{d\bar{i}_S(t)}{dt} + L_0 \frac{d}{dt}\left(\bar{i}_R(t)\, e^{j\gamma(t)}\right)$
- $\bar{V}_R(t) = R_R \bar{i}_R(t) + L_R \frac{d\bar{i}_R(t)}{dt} + L_0 \frac{d}{dt}\left(\bar{i}_S(t) \cdot e^{-j\gamma(t)}\right)$

Describe la interacción electromagnética de un motor AC simétrico en régimen estacionario y transitorio.

- $J\frac{d}{dt}\omega_M(t) = T_M(t) - T_L(t) = \frac{2}{3} L_0 \cdot \mathrm{Img}\left[\bar{i}_S(t)\left(\bar{i}_R(t)\, e^{j\gamma(t)}\right)^*\right] - T_L(\gamma, \omega_M, t)$
- $\omega_M(t) = \frac{d}{dt}\gamma(t)$

- γ = ángulo de rotación del rotor respecto del estator.

En estado estacionario:

- $\omega_1 - \omega_2 - \omega_M = 0$

Torque y eficiencia:

- $T_M = \underbrace{\frac{3}{2}\,\frac{1-\sigma}{\sigma}\,\frac{V_{S_0}^2}{\omega_0^2 L_S}}_{T_P} \cdot \frac{2}{\frac{S}{S_{MAX}} + \frac{S_{MAX}}{S}} =$

Si $S = S_{max}$ ∴ $T_M = T_P$ => PAR MAXIMO

- $T_P = \frac{3}{2}\,\frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{V_S^2}{\omega^2 L_S}$ ∴ $T_M = T_P \cdot \frac{2}{\frac{S}{S_{MAX}} + \frac{S_{MAX}}{S}}$

Cuando el motor de inducción es parte de un sistema de velocidad variable, la tensión del estator y la velocidad ω_1 pueden diferir en su valor nominal, V_{S0}, ω_0 mostrado en el rótulo de identificación, por lo que se hace una extensión:

Si $s = s_{max}$ y además: • $V_s = V_{s0} \Rightarrow$ Tensión nominal
• $\omega_1 = \omega_0 \Rightarrow$ Freq nominal

• $T_M = \frac{3}{2} \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{V_{s0}^2}{\omega_0^2 L_s} = T_{p0}$ ↳ Par máximo nominal.

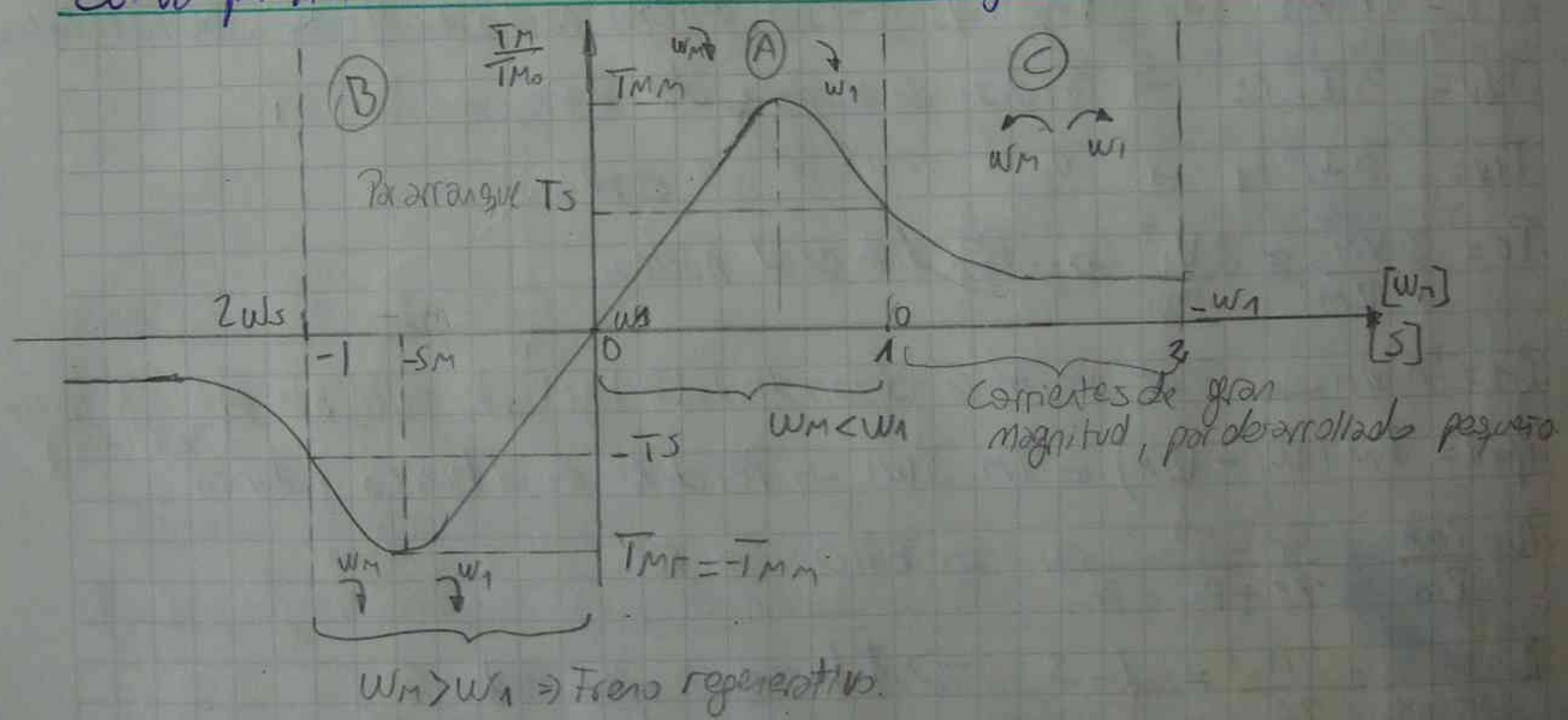
• $$\overline{T_M} = T_{p0} \left(\frac{V_s/V_{s0}}{\omega_1/\omega_0} \right)^2 \cdot \frac{2}{\frac{s}{s_{max}} + \frac{s_{max}}{s}}$$

↓

es el valor máx de par ($R_s = \emptyset$) a la tensión y frec nominal.

Esto indica que el par aumenta con el cuadrado del flujo.

Curva par motor en función del deslizamiento y velocidad del motor

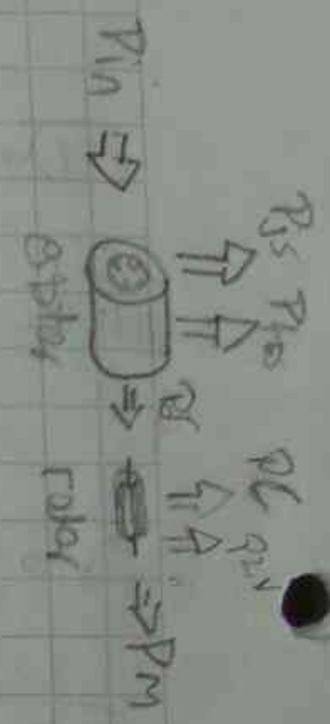


Ⓐ $0 \leq s \leq 1$: Funciona como motor ⇒ El motor gira en la misma dirección q el campo. Cuando $s \uparrow \Rightarrow T \uparrow$ y el flujo en el entrehierro es cte. Cuando T_M es máximo $\Rightarrow T_{M\,máx} \Rightarrow s \uparrow \Rightarrow T \downarrow$ debido a la reducción de flujo en el entrehierro.

Ⓑ $s < 0$: Funciona en regeneración ⇒ $\omega_M > \omega_1$ (→ vel. sincrona) y con la misma dirección pero con s negativo. La potencia es devuelta a la fuente y el rotor funciona como generador.

Ⓒ $1 \leq s \leq 2$: Funciona en sentido contrario ⇒ La velocidad tiene sentido inverso al campo y $s > 1$. Esto ocurre si se invierte la secuencia de la fuente de alimentación

cuando el motor estaba funcionando en sentido directo, de tal modo que también se invierte la dirección del campo. El par motor T_M desarrollado, si tiene la misma dirección si el campo, se opone al movimiento y actúa como PAR MOTOR DE FRENADO.



PARAMETROS DE RENDIMIENTO

- $P_{in} = \sqrt{3}\, V I \cos\varphi$ → Pot. activa consumida por el motor
- $P_\delta = P_{in} - P_{Js} - P_{Fes}$ → Pot. si atraviesa el entrehierro
  - P_{Fes} ↳ Pérdida por histeresis en el hierro
  - P_{Js} → Pérdida por efecto Joule (estator)
- $P_\delta = T_M \omega_1$; $P_\delta = 3 I_2^2 r_2/s$ } → Pot entregada por el estator al rotor a través del entrehierro
- $P_{Jr} = 3 I_2^2 r_2$ → Pérdida en el cobre del rotor
- $P_{Jr} = 3 I_1^2 r_1$ → " " " " " estator
- $P_C = \frac{3 V_M^2}{R_M} \cong \frac{3 V_1^2}{R_M}$ → Pérdida en el núcleo.
- $P_M = T_M \omega_M$ → Pot mecánica desarrollada. (Incluye la potencia útil y las pérdidas por fricción y ventilación)
- $P_{perd} = T_M(\omega_1 - \omega_M) = T_M s \omega_1$ → Pérdida en el hierro rotórico.
- $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_M - P_{sin\ carga}}{P_\delta + P_{Js} + P_{Fes}}$ → Eficiencia $\approx \frac{P_M}{P_\delta} = \frac{T_M \omega_M}{T_M \omega_1} =$
- $\eta_{aproxim} = \frac{P_M}{P_\delta} = 1 - s$ → Eficiencia aproximada
  - ↳ Valor válido en la región de motor $0 < s < 1$

Variación de Velocidad:

→

$\omega_M = \omega_{m1} \omega_2$;

$\omega_M = \omega_1 - \omega_2$; $\omega_M = \omega_1 - S\omega_1$

$S = \frac{\omega_2}{\omega_1}$; $S\omega_1 = \omega_2$ | $\frac{\omega_M}{\omega_1} = \frac{\omega_1}{\omega_1}(1-S) \approx R$

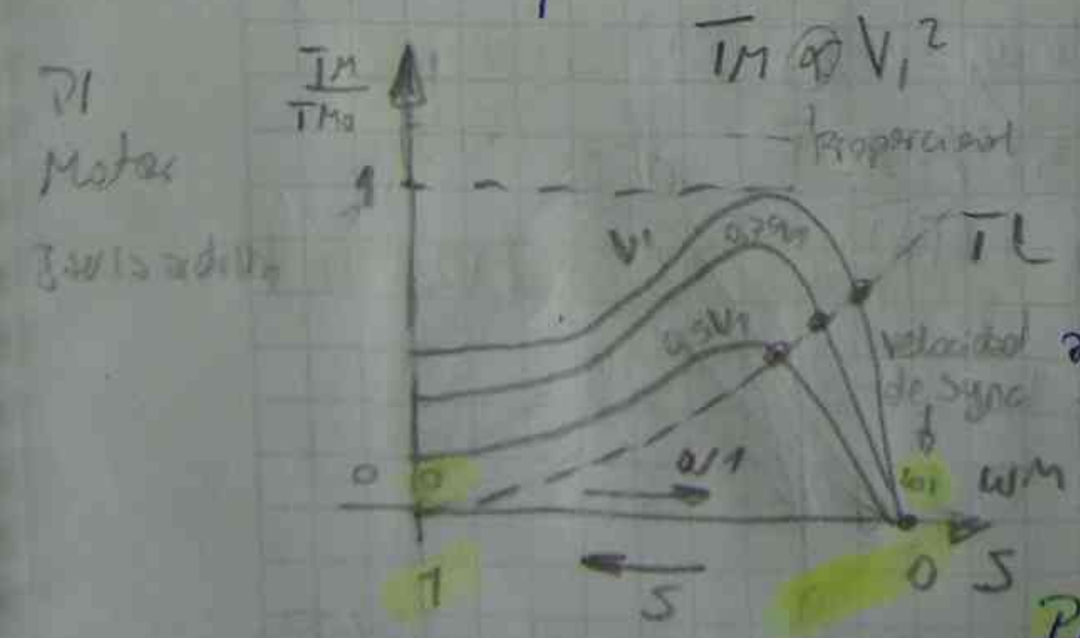
VARIACION DE VELOCIDAD:

- VARIACION
  - Cambio de polos, p
    - Dahlander
    - Bobinados independientes
  - Variación del deslizamiento, s
    - Variación de la V o I del estator (A)
    - Variación de la resistencia rotórica (B)
    - Recuperación de la pot. rotórica. (C)
  - Variación de la frecuencia, f
    - Variación de la f.c.s del estator, $\omega_1 > \acute{o} < \omega$ (D)
    - Regimen Especial
      - Función a V y f.c.s de aliment. por operación (E)
      - Funcionamiento a flujo cte
      - " " corriente cte
      - Tensión, frec, extendido.

$$n_M = \frac{60 \cdot f_1 (1-S)}{P}$$

Variación del deslizamiento:

(A) Control por variación de la tensión del estator:



El procedimiento mas simple de variar la velocidad en un motor asíncrono, es alimentar con f.c.s cte y variar la tensión de alimentación del estator.

$T_M \propto V_1^2$ indica si el par motor es proporcional al cuadrado de la tensión del estator.

Es decir que una variación en la tensión del estator producirá una variación de la velocidad, pero a costa de una reducción no proporcional del par motor.

$P/ = T_L \Rightarrow \downarrow V_1 \Rightarrow \uparrow S \therefore \downarrow$ Velocidad $\therefore \downarrow T_M$

$\omega_M = \omega_1 (1-S) \Rightarrow$ Al disminuir V_1, aumento el deslizamiento disminuyendo la velocidad del motor, pero el par del motor disminuye de una manera no proporcional.

Para un mismo par de carga, cuando se reduce la tensión de alimentación, el deslizamiento es mayor y por lo tanto, la velocidad se reduce.

No es una verdadera regulación de velocidad ya que en vacío es independiente de la tensión.

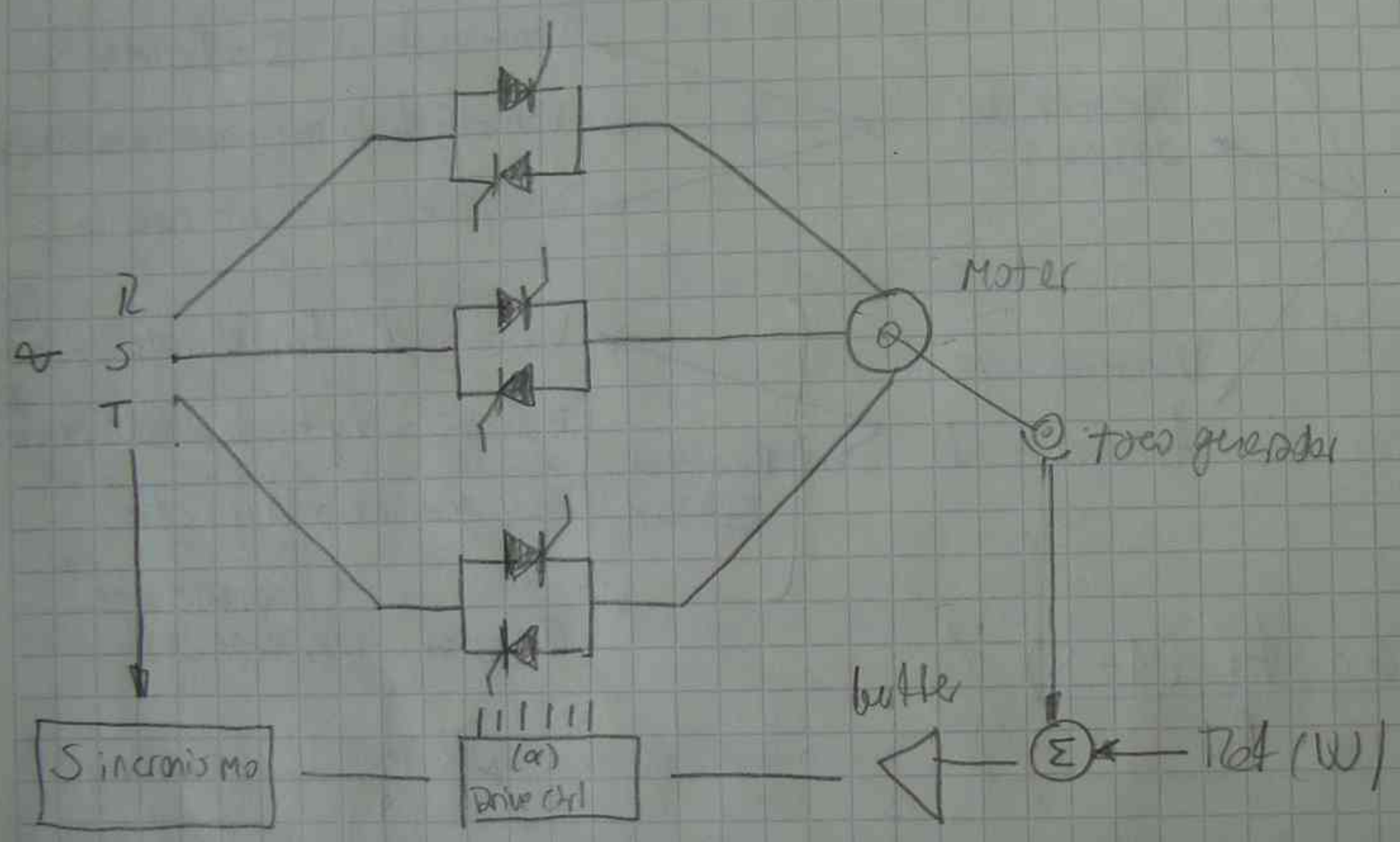
Inconvenientes:

1- En vacío la velocidad es independiente de la tensión, pero esto impuesto por la fija.

2- Al reducir la tensión del estator, se reduce el par del motor y las posibilidades del motor.

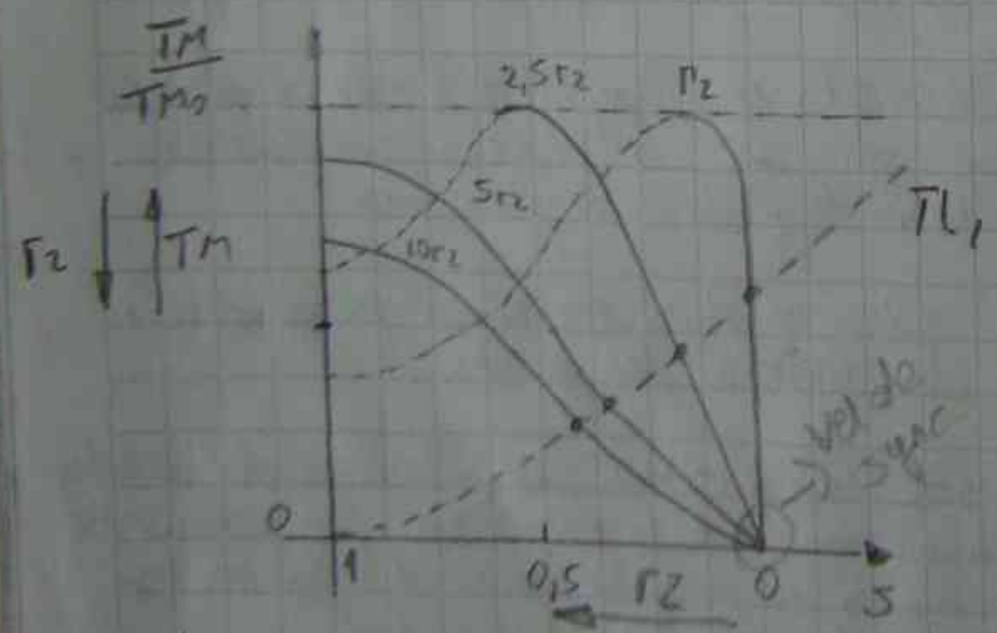
3- $n = 1 - S \Rightarrow$ si aumentamos $S \Rightarrow$ Disminuimos n.

Realización Práctica: Variación con tiristores:



(B) Control por variación de la resistencia del rotor

Potencia entregada por el estator al rotor a través del entrehierro



$$\left.\begin{array}{l} P_\delta = T_M \omega_1 = 3 I_2^2 \frac{R_2}{S} \\ P_\delta = P_{perd}/S \\ P_{perd} = 3 I^2 r_2 \end{array}\right\} \quad S = \frac{P_{perd}}{P_\delta}$$

si $r_2 \uparrow \therefore \uparrow P_{perd} \therefore \uparrow S \therefore \downarrow \omega_M \therefore \downarrow T_M$

$$\begin{cases} \omega_M = \omega_1 (1 - S) \\ P_{perd} = T_M S \omega_1 \end{cases} ; \quad \eta = 1 - S$$

- Uno de las formas de regular el deslizamiento, es variando la resistencia rotórica.
- Se emplea p/ reducir la velocidad del motor ligeramente por debajo del valor nominal, no más allá del 75% ó 80%.
- Se puede aplicar a motores con rotor bobinado y anillos rozantes.

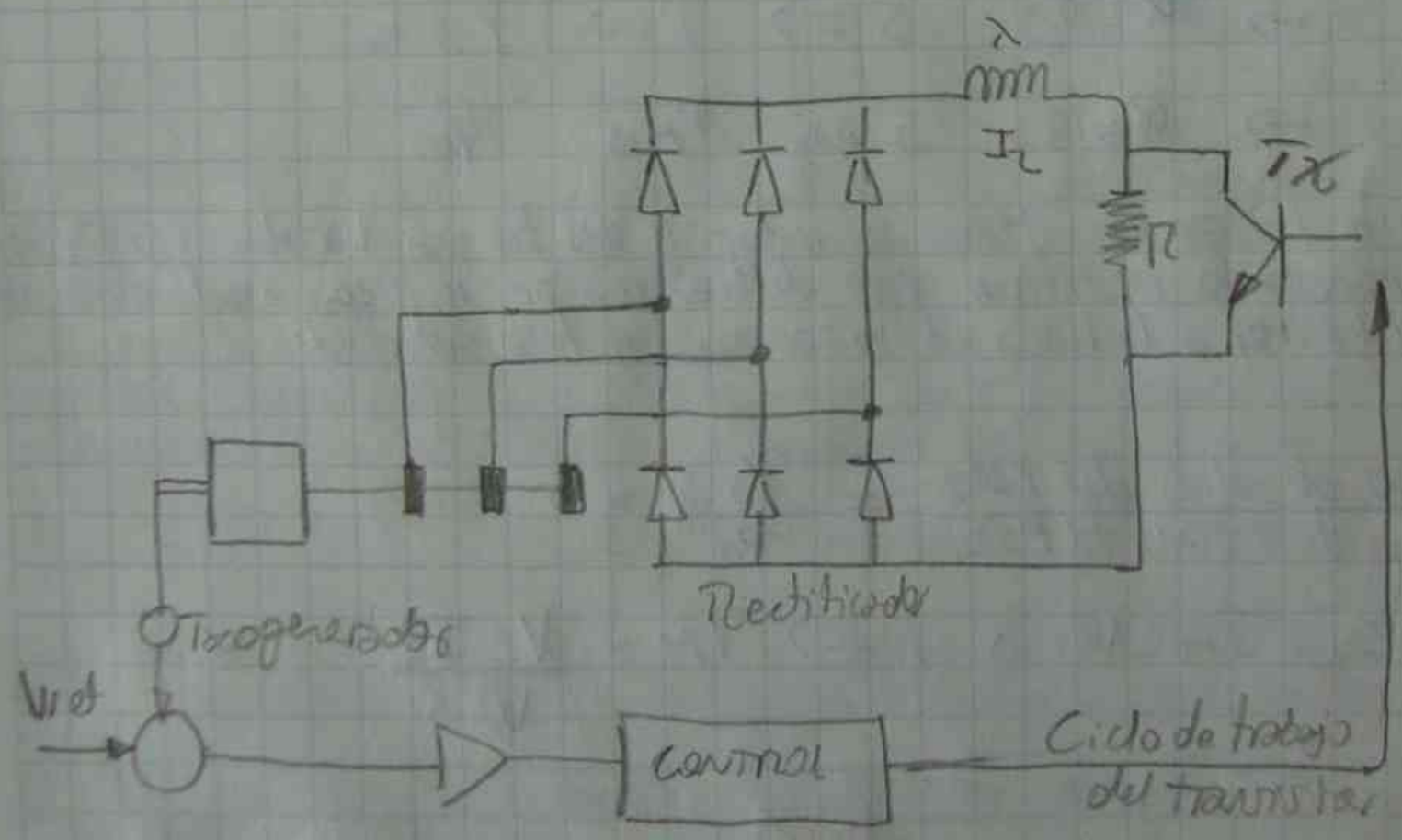
Desventajas:

- No es una verdadera regulación de velocidad. La velocidad en vacío es siempre aprox ω_1
- Un aumento de deslizamiento provoca pérdidas de rendimiento por efecto Joule en el secundario (rotor)

Ventajas:

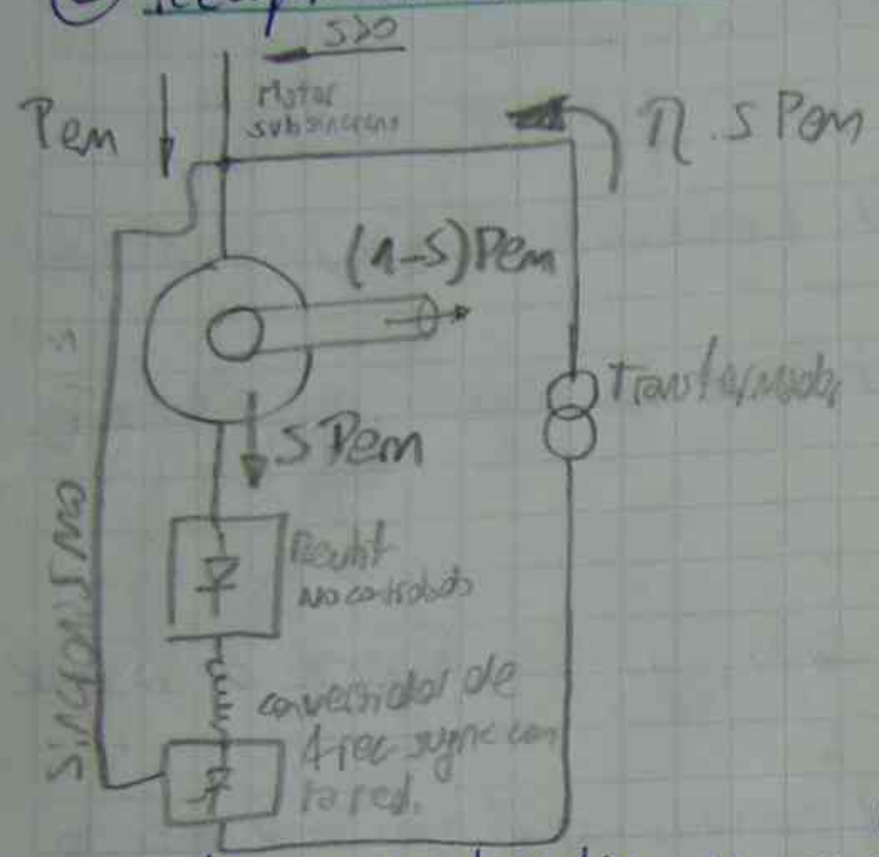
- Permite variar la velocidad de cualquier carga, ya que la parte de la característica utilizada es siempre estable
- Las pérdidas debidas al aumento del deslizamiento, se disipan en el circuito externo y no en el motor. Se puede desarrollar par máximo a cualquier velocidad.

Ej de aplicación de variación estática de la resistencia rotórica



Tx hace variar el valor efectivo de R. La resistencia adicional que ve cada fase, es igual a R/2.
La porción de potencia que no es convertida en potencia mecánica se conoce como potencia de deslizamiento. La potencia de deslizamiento, se disipa en R.

(c) Recuperación de Potencia en el Secundario, cascada rotórica.



- Se usa hasta 20MW con $\eta = 0,95\%$.
- Se aplica en cargas donde la máquina sea fuertemente dependiente de la velocidad (bombas, ventil, soplantes, etc).

Se recupera la potencia disipada en el rotor, que es de frecuencia $S f_1$ menor que la red, en potencia de frec f_1 reinyectable en la red a través de un transformador de ajuste de tensiones.

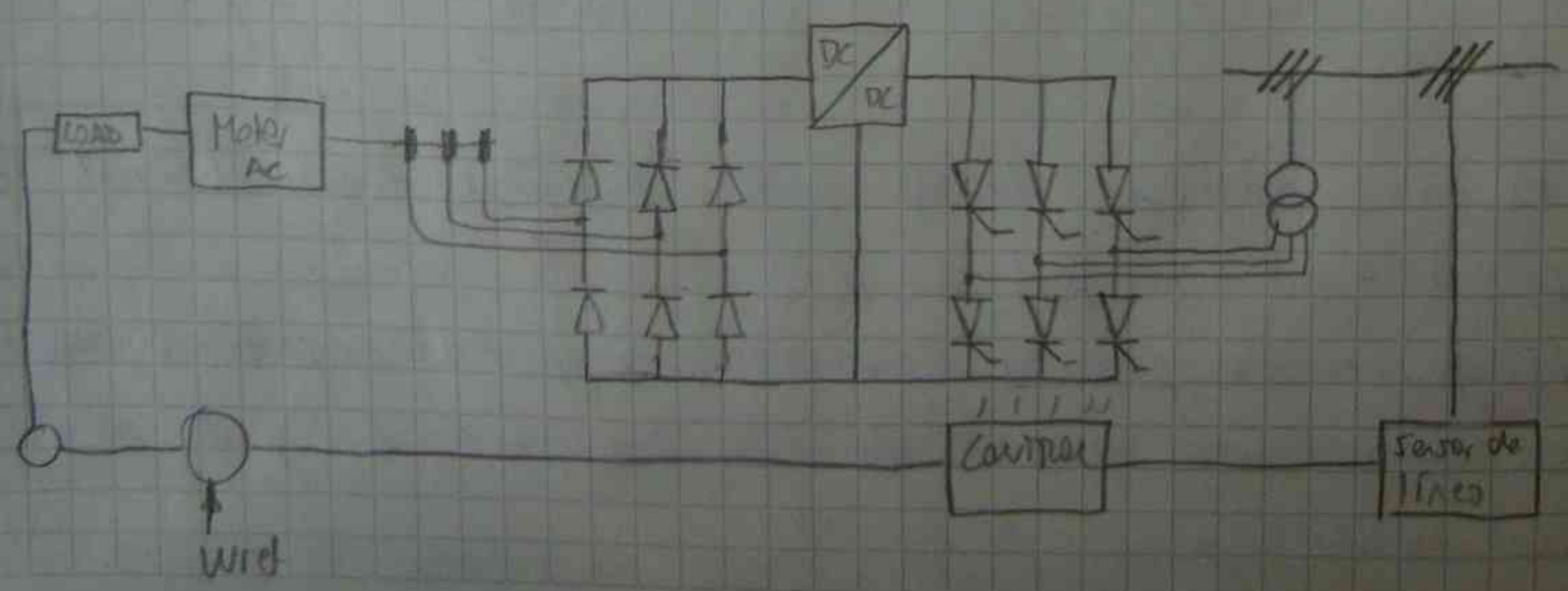
Ahora el motor de anillos tiene en su circuito rotórico una fuente activa de tensión o corriente y no un circuito pasivo de resist y disipativo, con su consecuente derroche de energía.
Con este método, se puede regular por encima de la velocidad de sincronismo, se denomina esto como hipersincronismo (no es muy empleado).

Brinda regulación limitada $0,8 < \omega_1 < 1$.

- $S \cong \frac{\cos\alpha}{K}$ → $\alpha = 90$ $S = 0$ $P = 0$ φ_{max}
  → $\alpha = 180$ S_{max} P_{max} $\varphi = 0$

Las tensiones entre los anillos tienen un valor y una tensión variable (proporcional al deslizamiento). Es necesario rectificar para obtener una DC y luego mediante un inversor entregar la energía del rotor a la línea a frecuencia y fase adecuada.

- $S = \frac{\text{Potencia de salida del rotor}}{\text{Potencia de entrada del Motor}} = \frac{P_a S}{P_a} = S$
- $P_M = V_2 . I_2 = P_a S = T_M . \omega_1 S$ ⇒ $T_M = \frac{V_2 I_2}{\omega_1 S}$



(*) $s = \frac{\omega_1 - \omega_M}{\omega_1} = \frac{\beta\omega_0 - \omega_M}{\beta\omega_0} = 1 - \frac{\omega_M}{\beta\omega_0}$ $\quad s = 1 - \frac{\omega_1}{\omega_1 / \omega_0}$

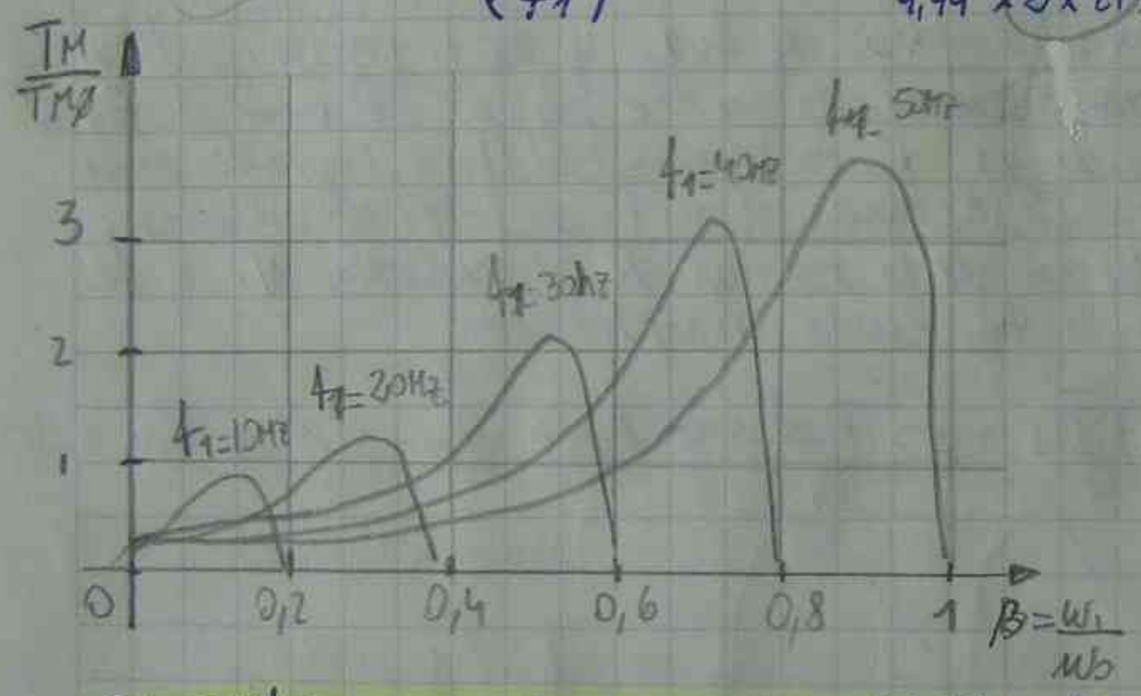
52

(D) Variación de la frecuencia del estator

Se utiliza:
- Síncronos → $\omega_M = \omega_1$ (estrictamente ligados)
- Asíncronos → $\omega_M = \omega_1 (1-s)$ (depende también del deslizamiento.

P/β<1 (E) Funcionamiento con tensión/frecuencia en el estator proporcionales

- $\Psi_{max} = K\left(\frac{E_1}{f_1}\right)$ (→ Flujo máximo)
- $K = \frac{1}{4{,}44 \times 2 \times Z_1 \times K_{b1}}$ (Nº de espiras; factor de bobinado)
- $\beta = \omega_1/\omega_0$
- $s = 1 - \omega_1/\beta\omega_0$ (→ ω_1)



(*)
- Cuando $\frac{E_1}{f_1}$ es cte, el motor funciona en forma aproximada con flujo cte.
- Este método es práctico en aplicaciones con requisitos de baja velocidad.
- Con frec muy bajas, es notable el efecto de la resistencia rotórica frente a la inductancia en cuanto a la limitación de corriente del rotor. como resultado se produce un empobrecimiento del Par. Para compensar esto, se alimenta con una tensión 15% mayor q' la q' corresponde a frec mínima (nulo) y desde ese valor se aumenta linealmente hasta la V nominal con frec nominal.

$\Psi_{max} = K\left(\frac{E_1}{f_1}\right)$ → Si logramos mantener la relación cte ⇒ Ψ = cte ∴ T_M = cte

Nosotros controlamos $\frac{V_1}{f_1}$ = cte. La velocidad del motor varía casi proporcionalmente a la frecuencia de alimentación ω_1.

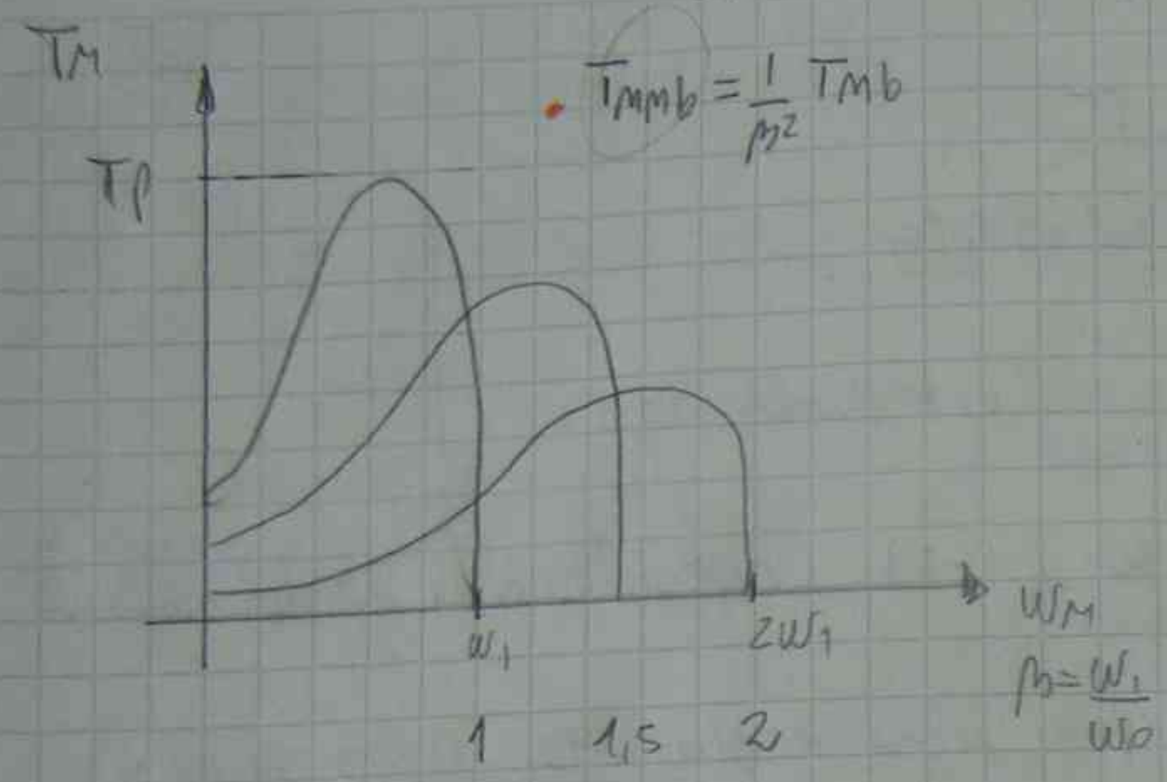
(F) Variación de la frecuencia del estator con β>1 ⇒ $\omega_1 > \omega_0$

Si deseamos trabajar a frec. por encima de la nominal, deberíamos aumentar la tensión V_1 por encima de la nominal para mantener el par cte, y esto no es posible ya que no podemos superar la potencia máxima del motor para régimen permanente, entonces solo nos queda ↑ frec y dejar V_1 = cte con lo que disminuirá el flujo y por ende el par

→

$T_{Mb} \rightarrow$ Par motor a vel. base | $T_{Mb} = \frac{3 V_1^2}{2\omega_0 (x_1 + x_2)}$ → reactancias

→ Par Máx a cualquier frec



- $T_{Mmb} = \frac{1}{\beta^2} T_{Mb}$

Para $\beta > 1$: el motor opera a tensión cte y el flujo se reduce por lo que el par también.

Para $1 < \beta < 1,5$: la relación entre T_{Mmb} y β se convierte lineal

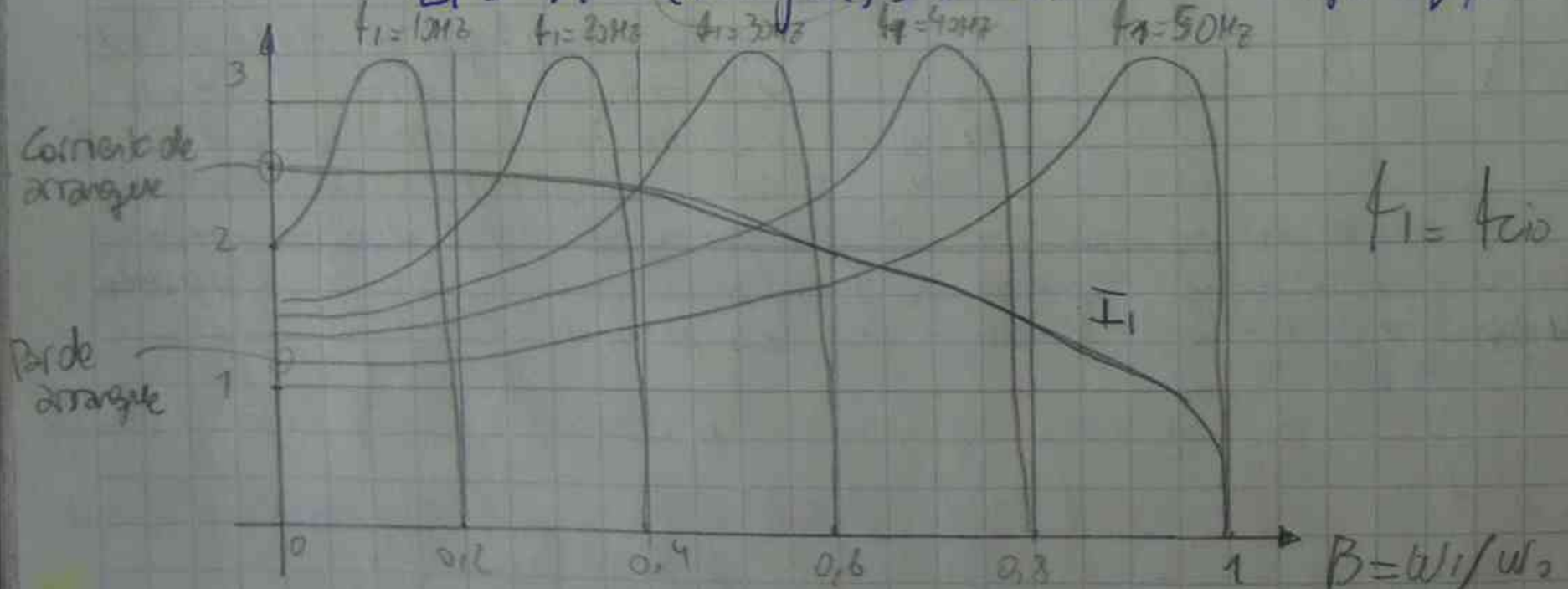
Para $\beta < 1$: el motor opera a $\frac{V_1}{f_1}$ cte

- En este tipo de control, se dice si el motor opera en el modo DEBILITAMIENTO DE CAMPO

Ⓖ Funcionamiento a flujo constante

La impedancia del estator formada por la reactancia de fuga y por la resistencia del estator, tiene influencia en la caída de tensión que en ella ocurre, y así, el valor de E_1 si determina el flujo, se diferencia mucho de V_1. Esto hace si el flujo logrado en el modo V_1/f_1 no sea rigurosamente cte. Insertando al sist. de ctrl un calculador si determine en todo momento E_1 en función de la tensión de alimentación V_1 y de la corriente absorbida, de acuerdo con la fórmula simplificada:

$$\bar{E}_1 = \bar{V}_1 - (r_1 + j x_1)\bar{I}_1 \Rightarrow \text{Podemos lograr } \Phi_M = cte \text{ y } T_M = cte.$$



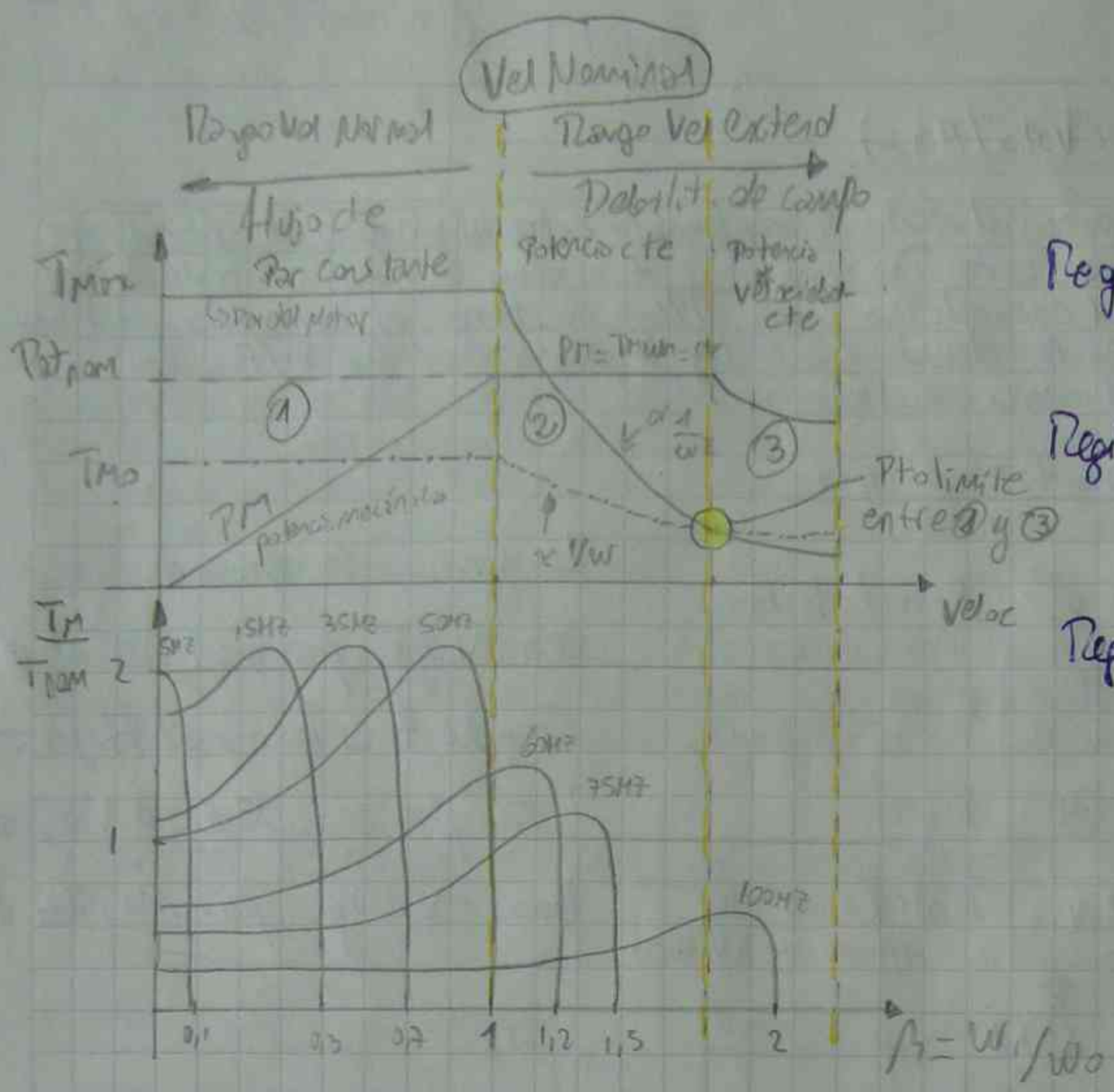
f_1 = frec estatórica

Ⓗ Variación por método tensión frecuencia extendido

En la mayoría de las aplicaciones, se utiliza el ctrl por flujo cte con veloc del motor desde cero (aprox) hasta la vel. nominal. Se puede demostrar en forma teórica, si es posible aumentar la velocidad del motor hasta el doble la vel. nominal del motor, bajo ciertas condiciones. En estas condiciones de incremento de la velocidad nominal, el par motor disminuirá conforme a la variación de la figura (pag siguiente). En este caso entonces, el motor operará en el modo de debilitamiento del campo, debido a si no se puede mantener la relación de flujo cte.

$P/\beta < 1$: Motor opera a flujo cte

$P/\beta > 1$: " " " Control por frec con tensión cte (debilitamiento de campo).



Región 1: Par Cte (hasta vel nominal) opera en modo flujo cte ($\beta < 1$)

Región 2: Pot. Cte: La producción de par nominal es proporcional a la inversa de la velocidad, haciendo cte $P_M = T_M \omega_M$

Región 3: Pot x Velocidad cte: El par nominal es función inversa del cuadrado de la velocidad.

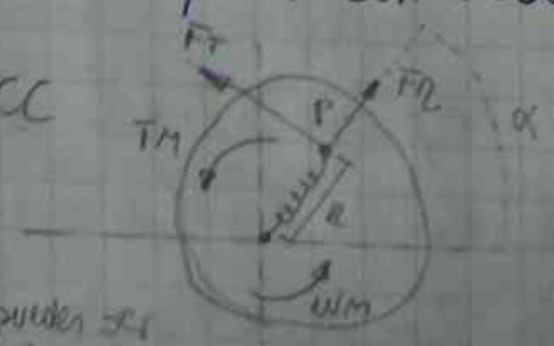
CONTROL DE MOTORES DE INDUCCION

- Control escalar:
  - Se regula la tensión y frecuencia del estator o control Volt/Hertz
  - Regulación del flujo por la corriente inyectada en el estator en función de la frecuencia de deslizamiento rotórico (ω_2) → "Monitoreo a la salida del rotor"
- Control vectorial:
  - Control orientado al campo (qué puede ser indirecto o feedforward vector control y directo
  - control de torque directo.

Analogía mecánica:

Las diferencias en las "dinámicas de control" entre un motor CC y uno AC, se pueden explicar con modelos mecánicos:

Motor CC



(T_M, ω_M y α) → pueden ser completamente controlados si F_T y F_R pueden girar independientemente

Motor CA

El pin P es manejado por f_1, f_2, f_3 aplicados a 120° c/u, se regulan una coordinación del set de fuerzas para lograr $F_{T\,result}$ y $F_{R\,result}$.

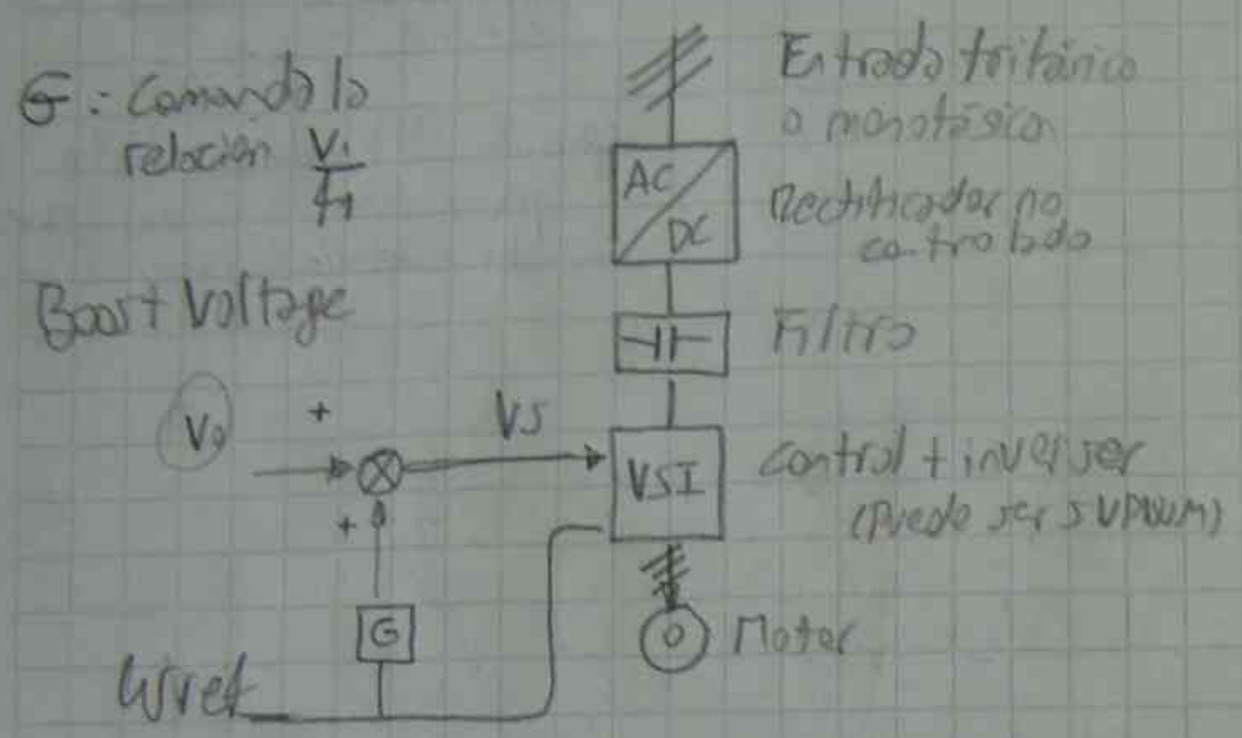
$F_R \propto$ tensión de campo
$\eta \propto$ flujo principal
$F_T \propto$ corriente de armadura
$F_T \cdot r \propto$ torque eléctrico
$F_T \cdot r\,\omega_M \propto$ potencia eléctrica
$r\,\omega_M \propto T_M$ (sin aceleración (EM))

Buen rendimiento en régimen permanente pero no en transitorio

Control Escalar (Volts/Hertz)

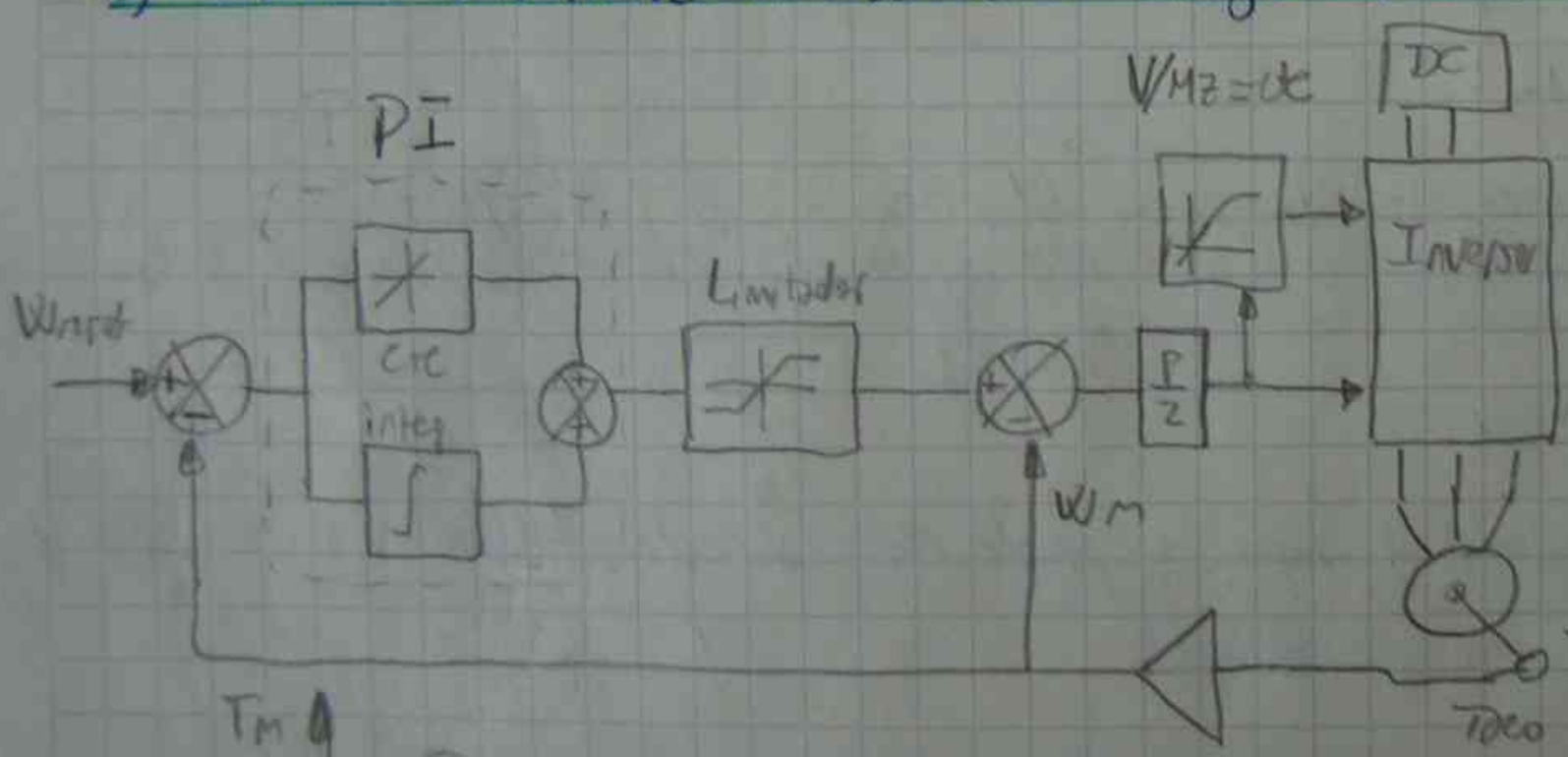
El control escalar desprecia el efecto de acoplamiento entre las variables de control. Se trabaja con flujo aprox. constante. Para aprovechar al máximo el motor, se trata de que el flujo sea lo más cercano al nominal. Para lograr el flujo constante, es necesario que a bajas frecuencias, la tensión sea más elevada que la ley de proporcionalidad $V_1/F_1 = cte$.
No tiene un desempeño dinámico satisfactorio.

A) Control Volts/Hertz lazo Abierto:

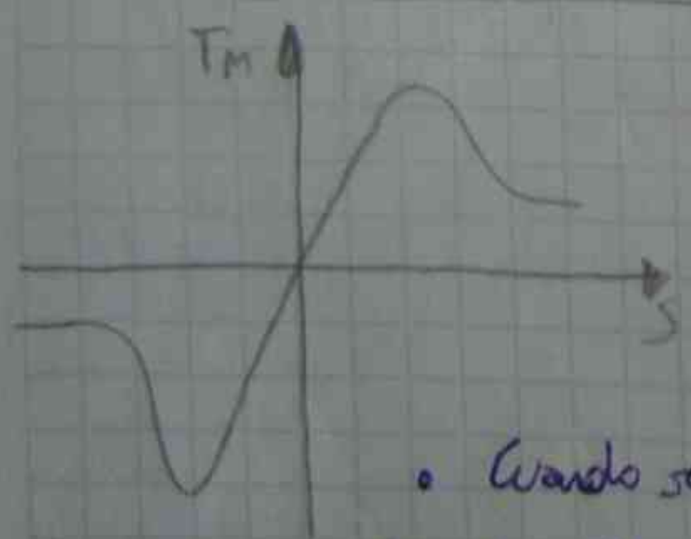


La ganancia G comanda la relación entre V y F para mantener el ϕ cte. Cuando F es baja, el flujo se debilita, por eso se usa Vo, llamado boost voltage, para mantener el flujo.

B) Control Volts/Hertz con lazo cerrado con regulación de deslizamiento



- Se usa p/ mantener V/Hz cte
- Cuando se aplica un escalón al comando de velocidad, la máquina acelera libremente y se estabiliza en el valor de deslizamiento determinado por el par de carga.
- Si el comando se reduce en un escalón, el inversor entra en modo de frenado regenerativo o dinámico y desacelera con un deslizamiento negativo.



El torque depende solo del deslizamiento ya que $\frac{V_1}{F_1} = cte$.

- Cuando se requiere precisión en la respuesta a la velocidad, se deben implementar el control con lazo cerrado de velocidad con el principio V/Hz a través de regular la velocidad de deslizamiento. El controlador PI se utiliza para regular la velocidad de deslizamiento del motor y mantener la velocidad en el valor de referencia.

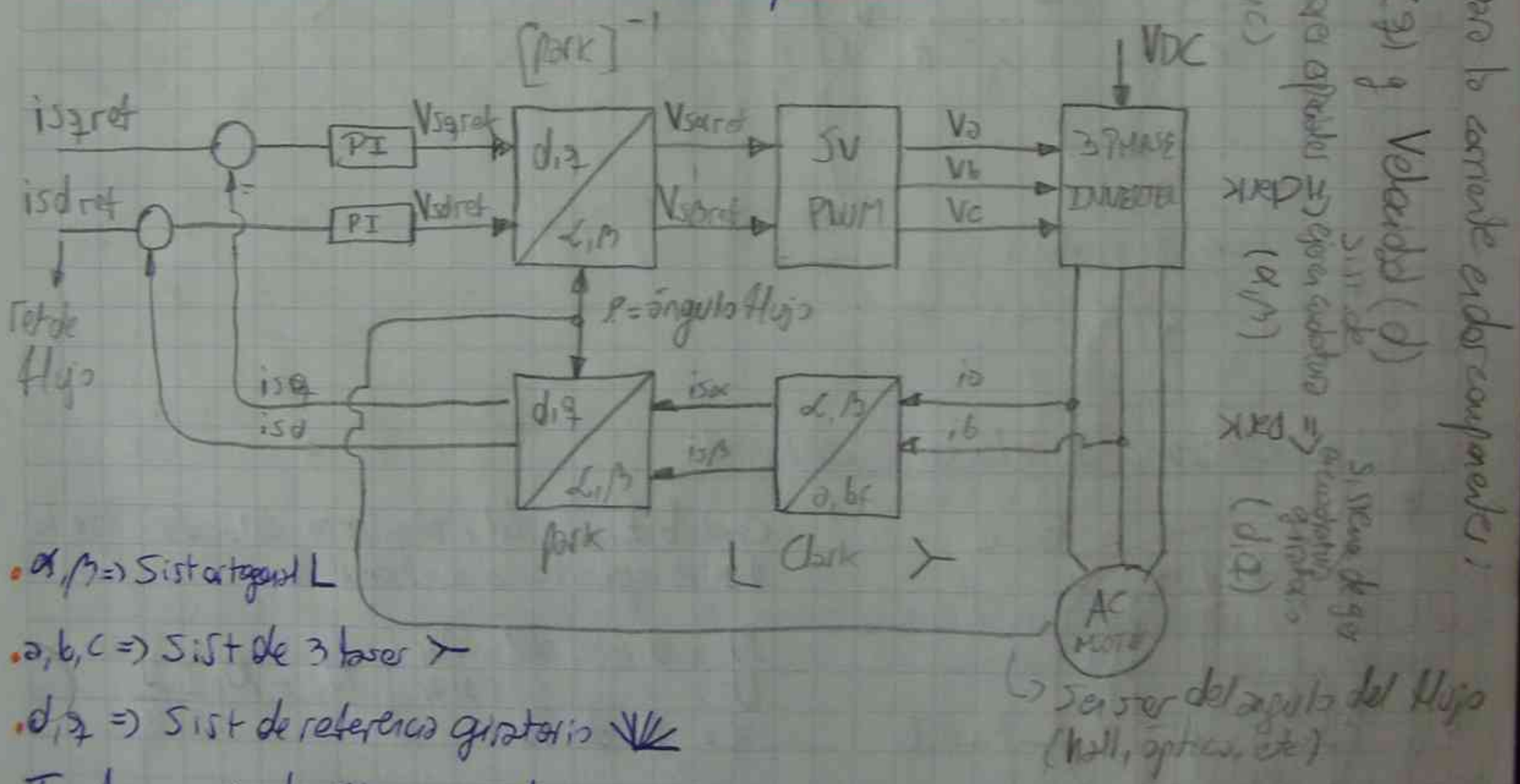
FOC → 2 componentes { Flujo, Par

Control vectorial

FOC: Field Oriented Control. Se aplica el método de "dos vectores", a través de separar la corriente del estator en dos componentes. Una componente es la q' produce el flujo, y la otra componente ortogonal es la que produce el par. La clave de este método es conocer el "ángulo del vector de flujo del rotor con respecto al estator. "De esta manera, se provee el mismo, control desacoplado de flujo y torque el cual es inherentemente posible en un motor DC.".

DTC: Direct Torque Control. (Sensorless) No es necesaria la transformación al sistema de ejes "d" y "q". El torque electromagnético y el flujo del estator, son estimados y controlados directamente con la aplicación del vector de tensión del estator apropiado.

Control Vectorial orientado al campo FOC:



- α,β ⇒ Sist ortogonal L
- a,b,c ⇒ Sist de 3 fases Y
- d,q ⇒ Sist de referencia giratorio
- Transformación de Clark → de (a,b,c) a α,β
- " " Park ⇒ de (α,β) a (d,q) → Necesito la posición del flujo del rotor.

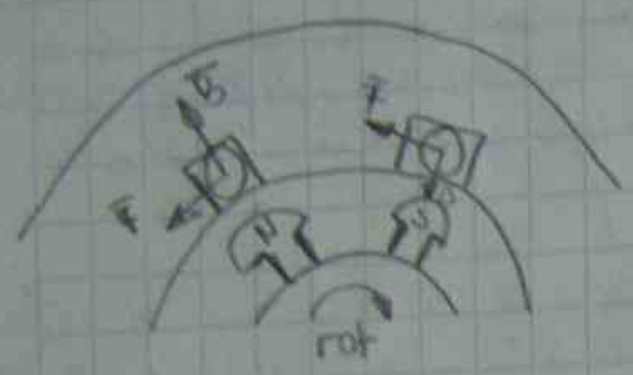
Se miden dos corrientes del motor ia, ib q' alimentan el módulo de transf Clark, y las salidas de esta proyección (isα, isβ), entran al módulo de transf Park, el cual transforma las corrientes en un sist. de referencia giratorio (d,q)

Las componentes de corriente isq, isd se comparan con las referencias isqref e isdref

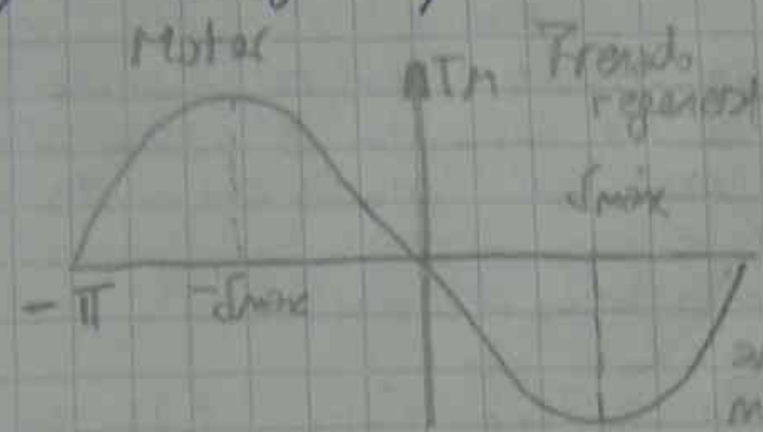
Las salidas de los reg de corriente (Vsqref y Vsdref) se aplican al módulo de transform inversa de Park y las salidas de esta proyección (Vsαref, Vsβref) q' son las compon. del vector de tensión del estator en el sist. de ref ortogonal (α,β) serán las entradas al SVPWM.

MOTOR SINCRONICO

$W_M = W_1$ → La velocidad del motor permanecerá cte o menor que la máquina pierde el sincronismo por haberse aplicado al eje un par resistente superior al máximo.



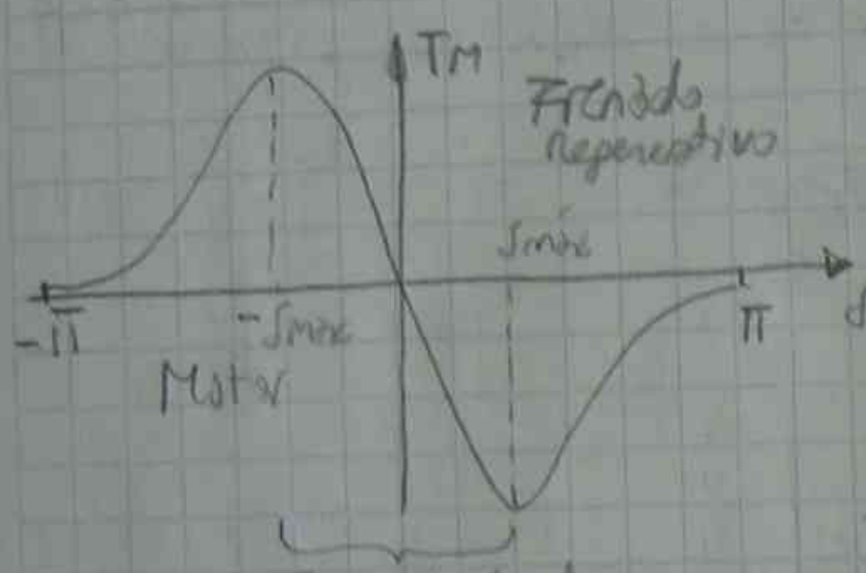
$n_M = \frac{60 f_1}{p}$



MOTOR SINCRONICO

campo rotatorio

Zona de trabajo $-\frac{\pi}{2} \leq \delta \leq \frac{\pi}{2}$
de estabilidad
δ



POLOS SALIENTES

campo rotatorio

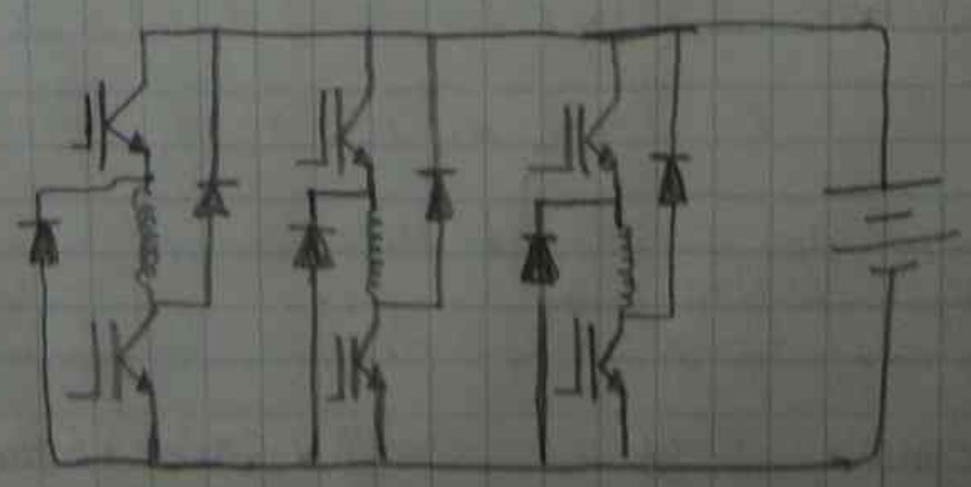
Zona de trabajo
$-\delta_{max} \leq \delta \leq \delta_{max}$

Motor síncrono de reluctancia conmutado.

Cada bobinado del estator esta colocado entre los dientes opuestos diametralmente

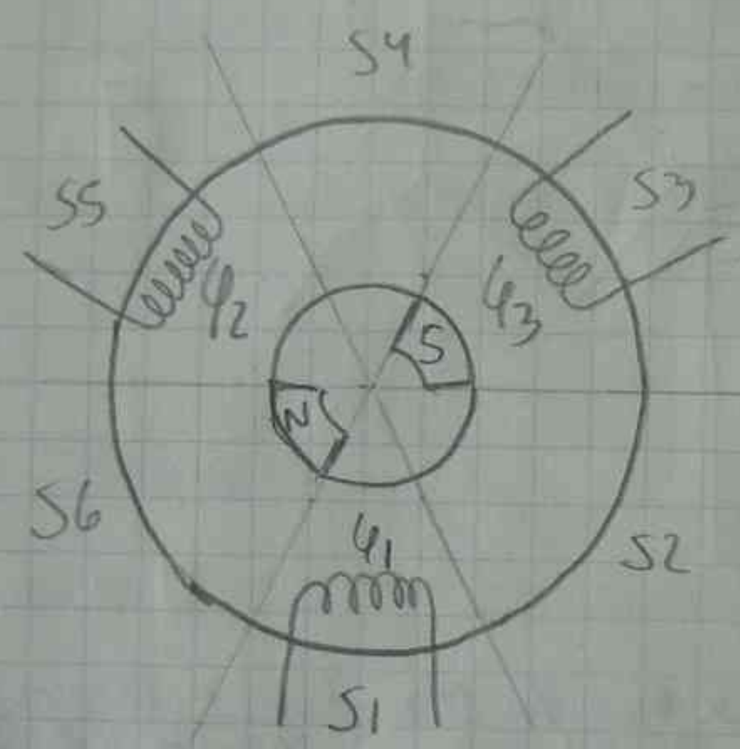
N_1 = dientes del estator
N_2 = " " rotor
q = nº de fases

$N_2 = N_1 \pm \frac{N_1}{q}$



Motor Sincrono autopilotado

Los motores brushless o "sin escobillas" son básicamente motores sincronos en autocontrol, cuya conmutación esta gobernada por un encoder. La frec de alimentación se modifica en proporción con la posición angular del motor proporcionado por el encoder, y se conmutan los distintos fases en los momentos oportunos de posición relativa de los fasores especiales que representan los flujos del estator y del rotor. De este modo, se mantiene en todo momento el par por la interacción de los campos.

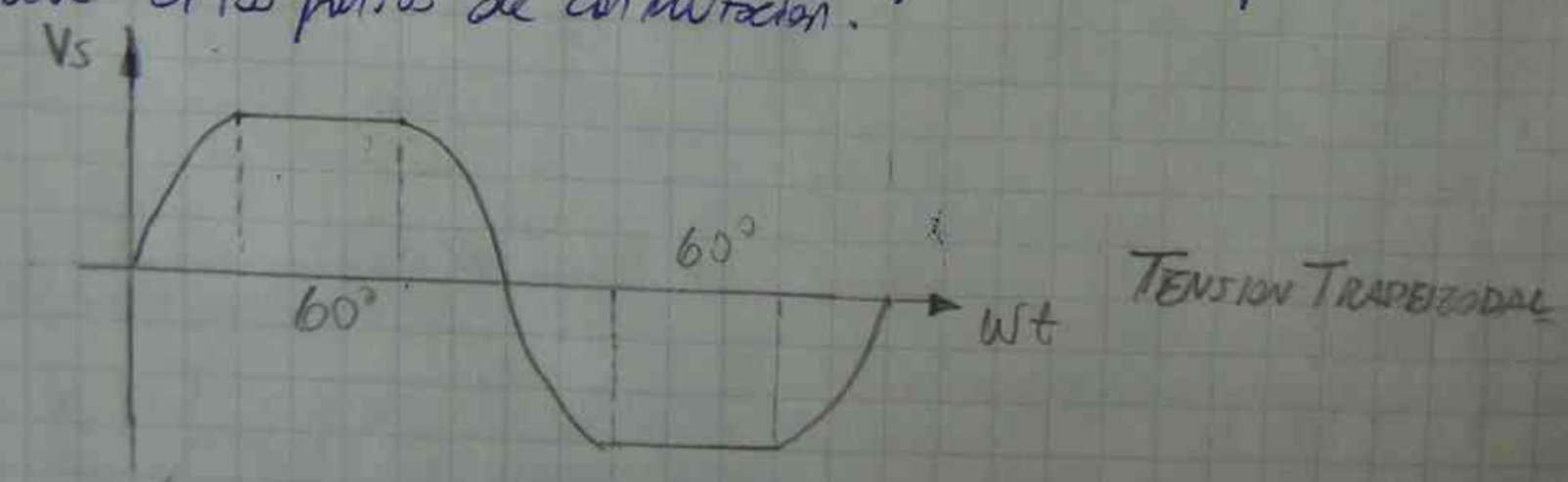


Posicion	Giro antihorario			Giro horario		
	φ_1	φ_2	φ_3	φ_1	φ_2	φ_3
S1	Ø	N	S	Ø	S	N
S2	N	Ø	S	S	Ø	N
S3	N	S	Ø	S	N	Ø
S4	Ø	S	N	Ø	N	S
S5	S	Ø	N	N	Ø	S
S6	S	N	Ø	N	S	Ø

Me dice como debe ser la conmutación al salir de la posición actual a la siguiente.

Motor trapezoidal

Se ha manipulado el diseño del motor de manera que la alimentación del estator debe ser una señal senoidal "achatada", del tipo trapezoidal. Se logra así el efecto de una "partida suave" en los puntos de conmutación.



Motor senoidal

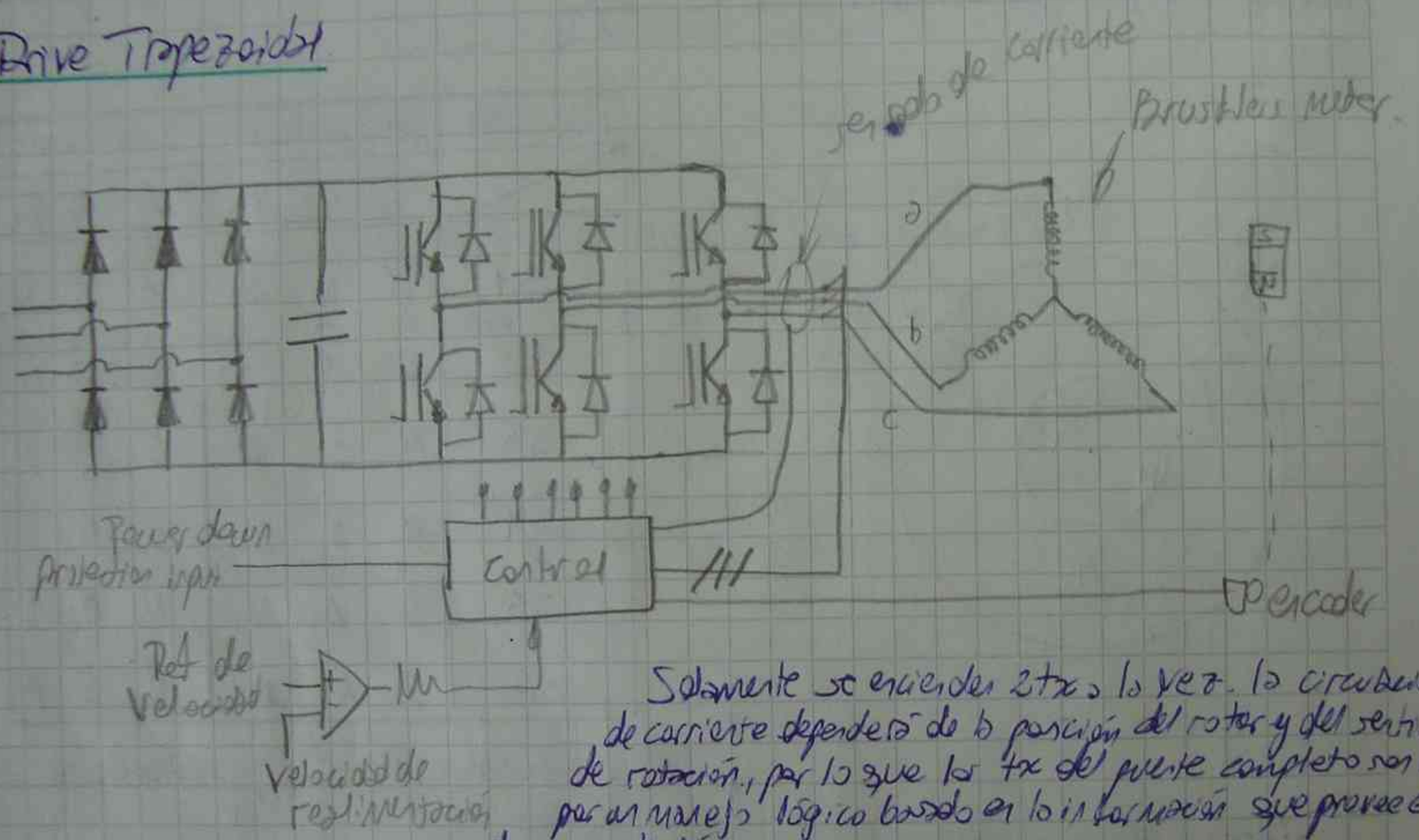
Pueden ser manejados como un motor sincrono de CA aplicando corrientes sinusoidales a los arrollamientos del motor, desfasados 120° entre ellos. Se necesita un resolver (en vez de un simple encoder) o un encoder optico de alta resolución, de esta manera, es posible mantener un angulo de torque de 90° muy exacto, resultando un ripple de torque despreciable y una rotación muy uniforme a bajas frecuencias.

Control del motor sincrono autopilotado

Para lograr el autopilotado se puede aplicar el "control de la orientación" del campo (control vectorial) lo que requiere capacidades poderosas de procesamiento aritmético, para calcular el flujo del rotor y ejecutar las transformaciones de coordenadas necesarias.

Los controles sin sensores son otro aspecto q' requiere intensivos cálculos matemáticos q' calculan la velocidad y posición en tiempo real en base a valores de corriente y tensiones conocidas.

Drive Trapezoidal



Solamente se encienden 2 tx a la vez. La circulación de corriente dependerá de la posición del rotor y del sentido de rotación, por lo que los tx del puente completo son accionados por un manejo lógico basado en la información que provee el encoder de conmutación.

Un PWM controla la corriente de circulación. La información de la corriente de realimentación se obtiene del sensado de las ramas que van al motor.

UNIDAD 9

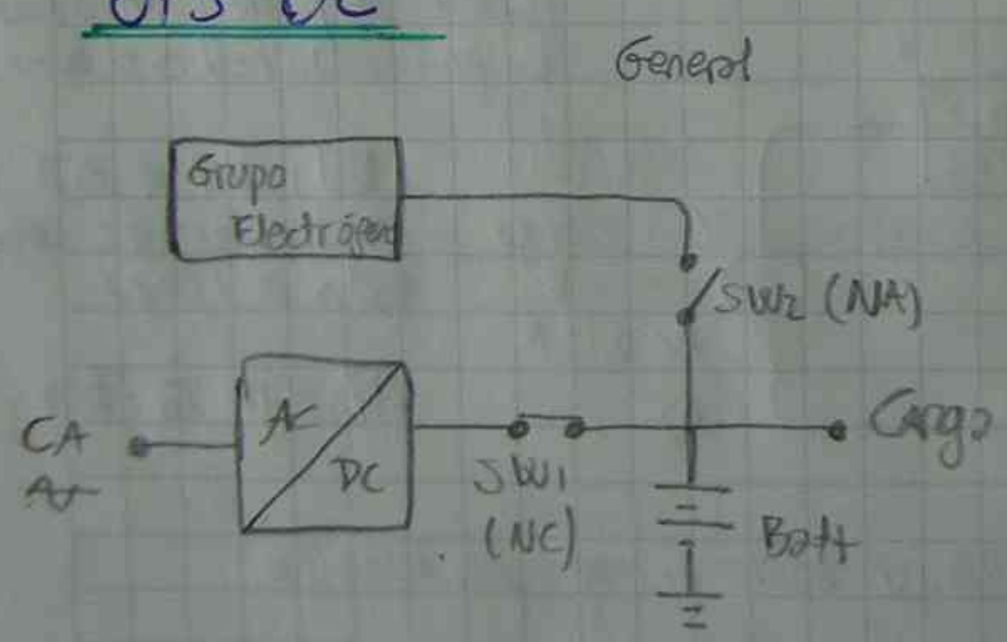
UPS

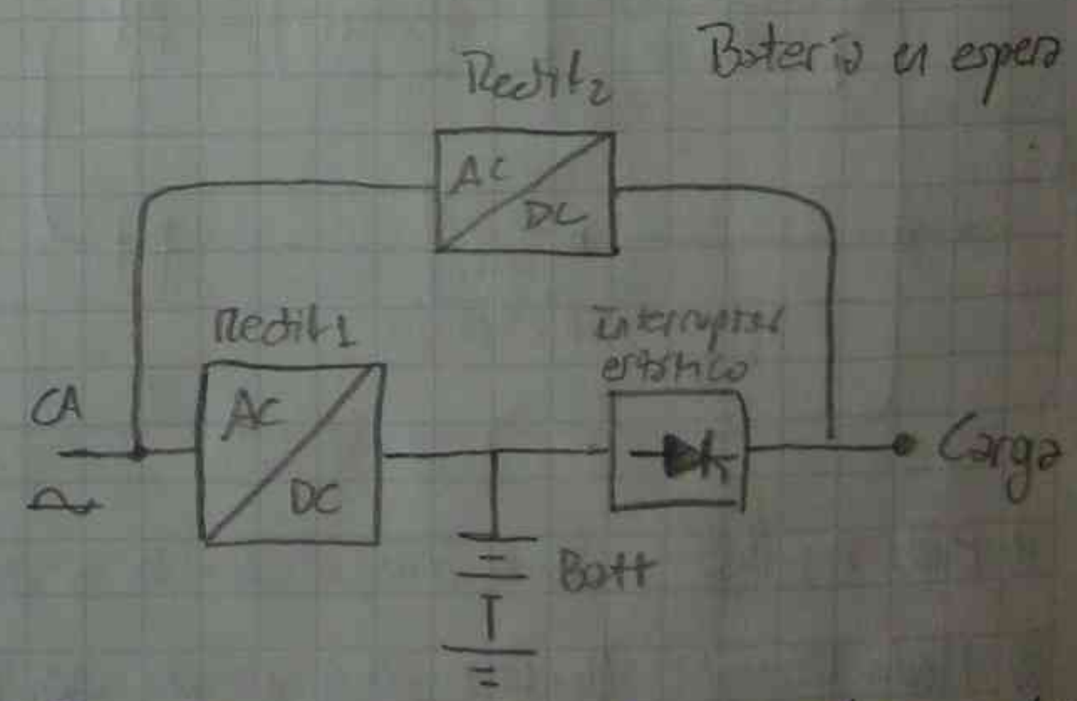
Objetivo: Mantener la alimentación de la carga, libre de toda impureza de forma ininterrumpida (o el tiempo suficiente para desconectar la carga).

Funcionamiento:
1) Operación normal: almacena energía (carga baterías)
2) En caso de fallo: conecta sist. de baterías (envía energía a través de DC/AC)

TOPOLOGIA
- UPS DC
- UPS AC
  - OFF LINE
  - ON LINE

UPS DC





En condiciones normales:

SW1 ON y SW2 OFF. Se rectifica la entrada de red y se alimenta la carga y la batería.

En fallo:

SW1 OFF, la carga es alimentada por la batería. Si el corte persiste, se enciende el grupo electrógeno y cuando entra en régimen → SW2 ON y alimenta la carga y carga la batt.

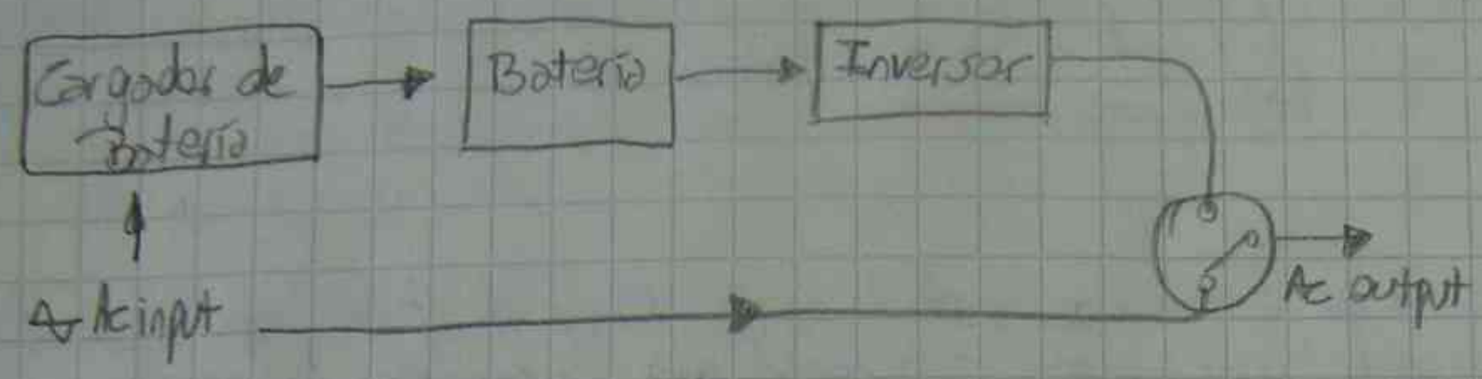
Para cargas menos críticas, se puede reemplazar el grupo electrógeno por una batería de mayor autonomía.

Al desaparecer la energía de la línea, el interruptor estático se cierra y la batería queda aplicada a la carga.

UPS de AC

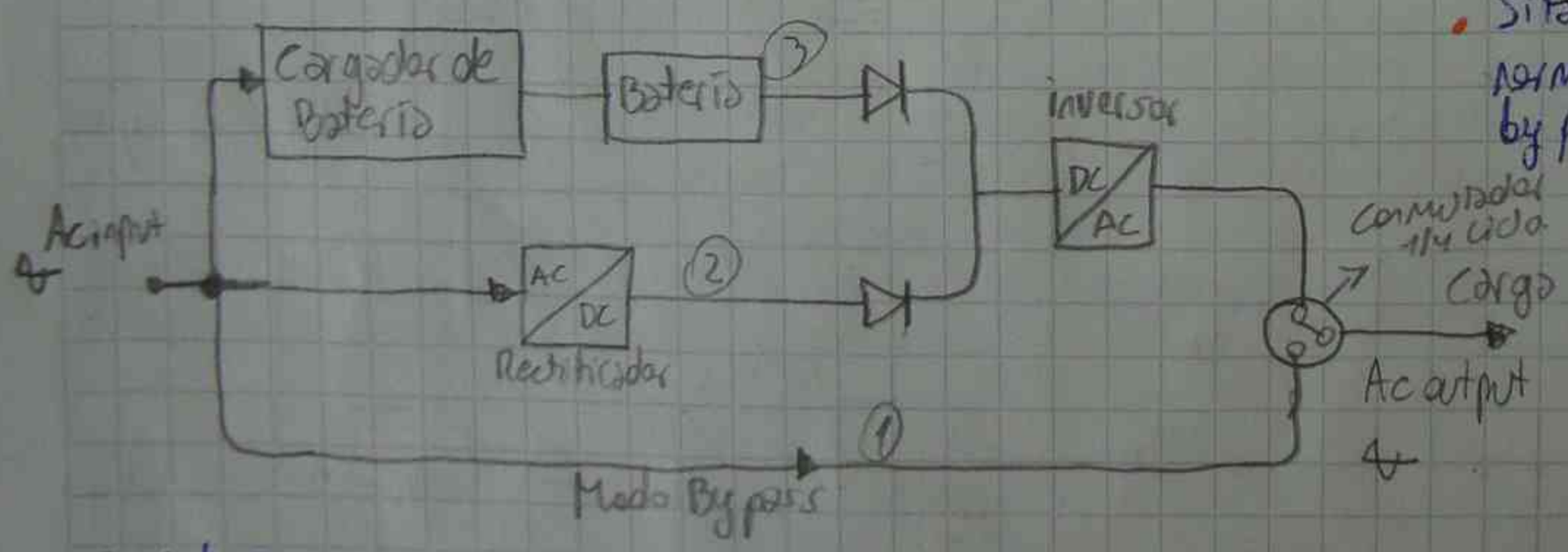
OFF LINE

significa q' el inversor esta generalmente desconectado entre la línea de alimentación y carga



- El inversor esta generalmente desconectado entre la línea de alimentación y la carga.
- Mayor rendimiento → en operación normal el inversor no tiene carga.
- Más propenso a fallas ya que existe un tiempo de conmutación de la red al inversor
→ Debe ser menor a 1/4 de ciclo
- Utilizado con cargas no críticas.

ONLINE



- Si falla el inversor en modo normal, se puede pasar a modo by pass si la red esta buena.
- El inversor esta continuamente conectado en línea.
- P/ cargas críticas.

① Modo By-Pass : En el arranque, hasta q' el inversor entre en reg. permanente

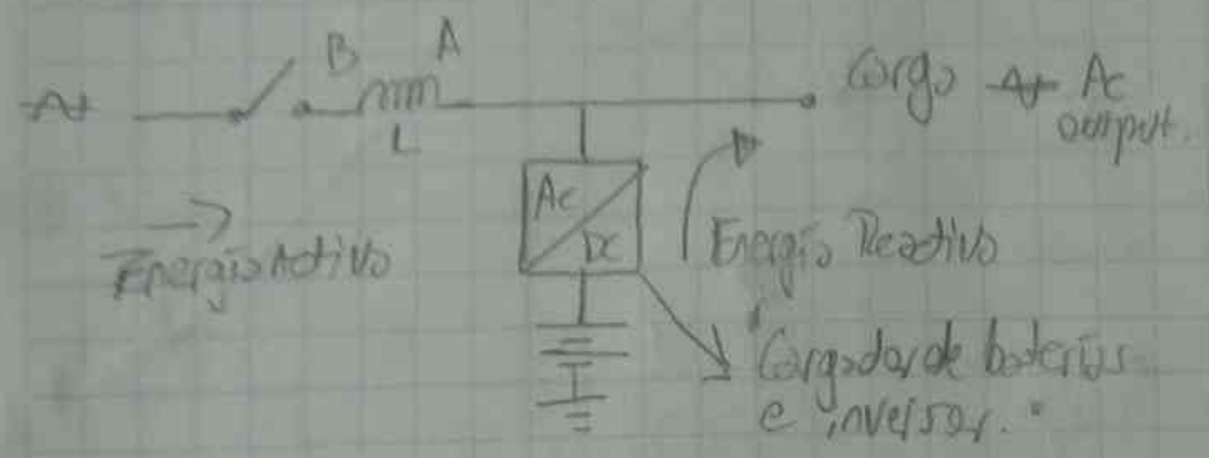
② Modo Normal: Una vez sincronizado con la línea de entrada el inversor.

③ Modo Backup: Falla la red, se conecta sist de baterías.

Cuando existe tensión en la línea, el inversor produce una tensión en el punto A con la misma frecuencia que la línea y con una amplitud controlada. Si las tensiones y las amplitudes y las fases en los puntos A y B son idénticas, no habrá corriente en el inductor y toda la energía de la carga será entregada por el inversor. Alterando la fase en el punto A, se puede hacer que la línea provea toda la energía activa necesaria para alimentar la carga, quedando a cargo del inversor la energía no activa (armónicos y reactivos). Como el inversor no entrega energía activa, no afecta a la carga de la bat.

(57)

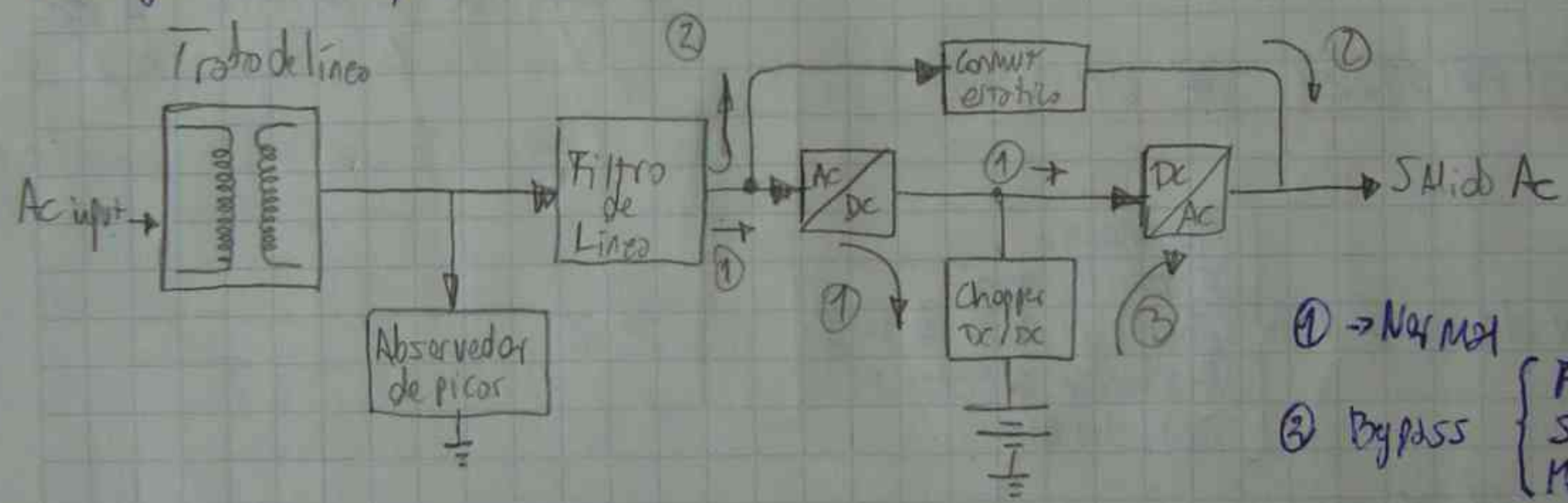
INTERACTIVO CON LA LINEA.



- Controlando la diferencia de fase entre los puntos A y B, se puede hacer que la red provea toda la energía activa y el inversor la reactiva.
- UPS → Compensador de factor de potencia.

UPS on Line - Modos de operación:

- Diagrama en bloques. Aislado en la entrada (100 kVA)

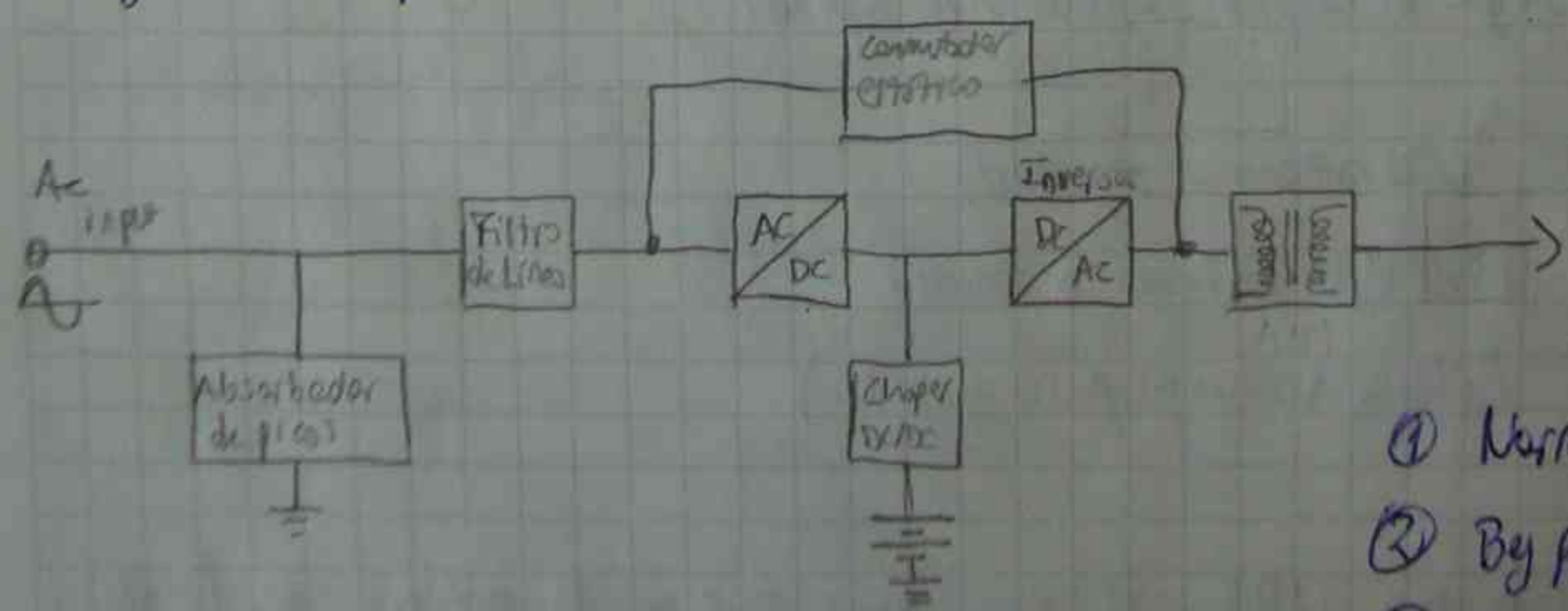


① → Normal

② Bypass { Fallas internas, Sobrecarga, Mantenimiento

③ Backup → Falla en red.

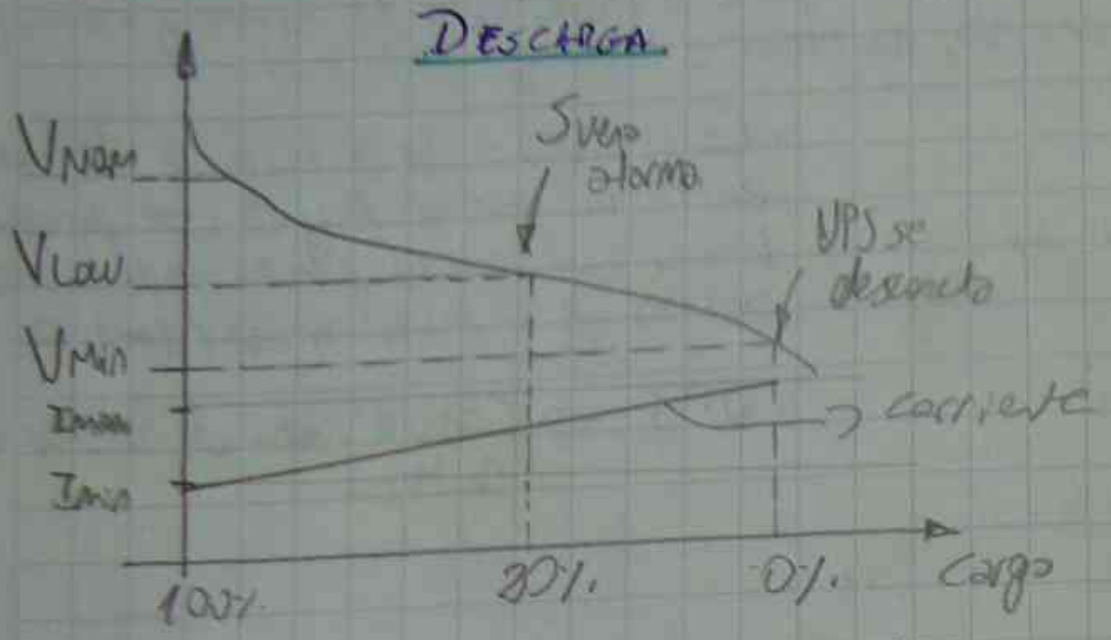
- Diagrama en bloques. Aislado en la salida (200 kVA)



① Normal
② By pass } Idem anterior.
③ Back up

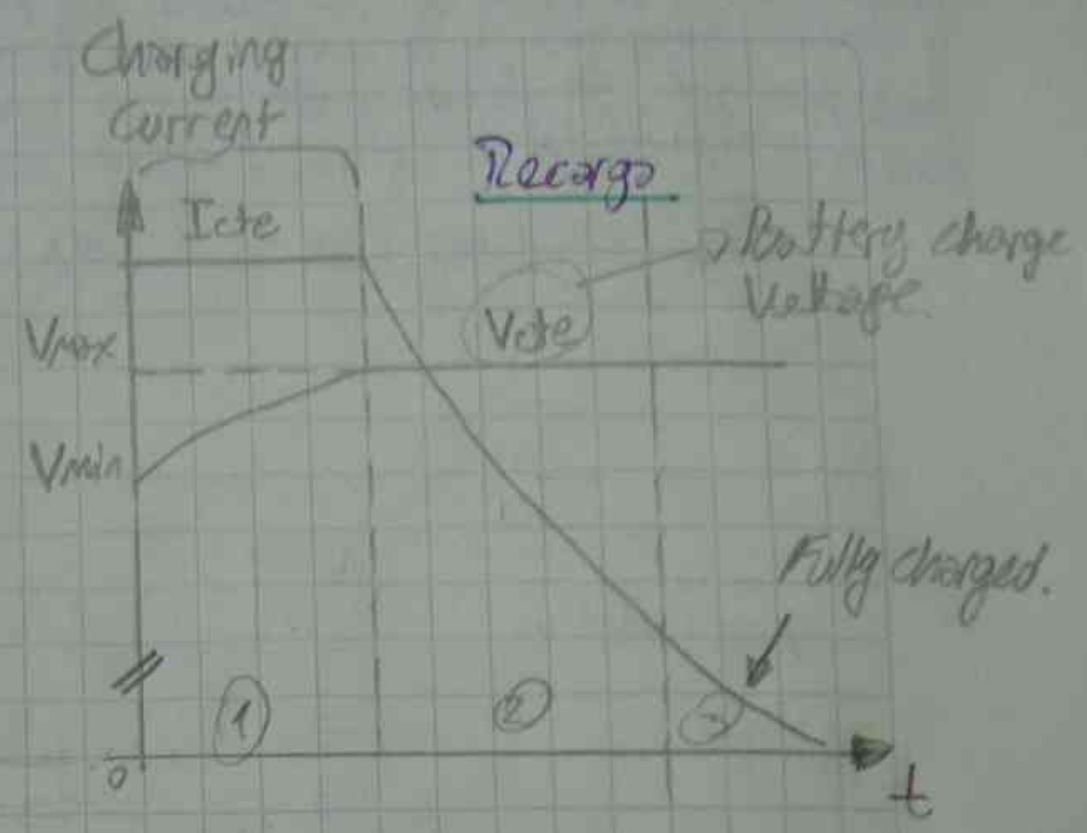
BATERIAS, CARGA Y DESCARGA

DESCARGA



Se diseña el UPS para autonomías de varios minutos tomando en cuenta la batería completa

Recargo



① se carga a I cte

② Comienza ctrl x Vcte, I decrece

③ carga de compensación; I cc
p/ q' la bat se mantenga en carga
(Corriente de mantenimiento de carga)

CARACTERISTICA DE UPS.

Factores p/ eleccion de UPS
- Autonomía
- Estabilización
- Forma de onda de salida
- Aislación eléctrica
- Paralelismo

5

Forma de onda de Salida

Segun la carga
- Cargas criticas: Salida senoidal
- Cargas no criticas: Salida onda cuadrada.

Aislacion eléctrica (Por razones de seguridad)

Baja Frecuencia (50Hz Entrada o salida)

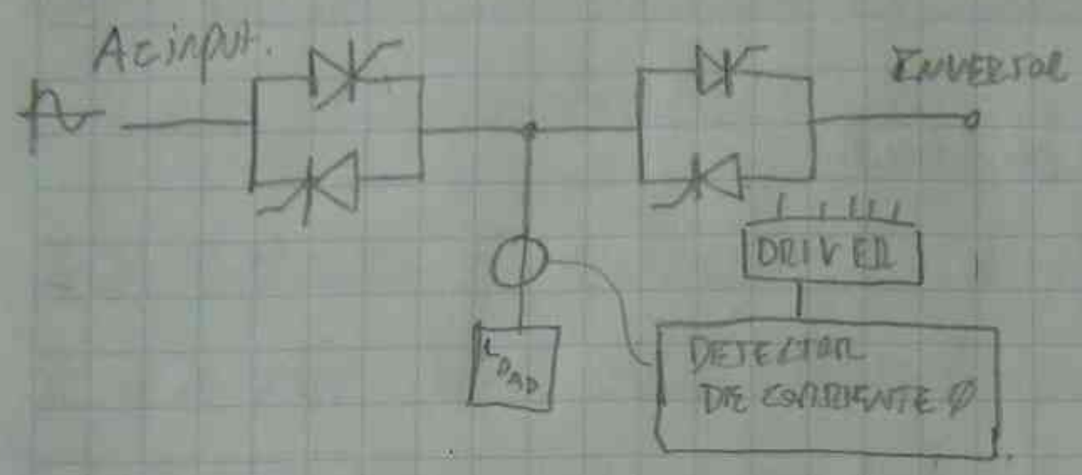
Alta Frecuencia (Menor volumen pero y costo)

Paralelismo:

P/ conectar 2 o mas UPS si necesitamos ampliar la potencia instalada.

Condiciones: V salida: F, Amplitud y Fase identicas. En caso de falla las demas deben mantenerse en funcionamiento.

LLAVE ESTATICA O BYPASS

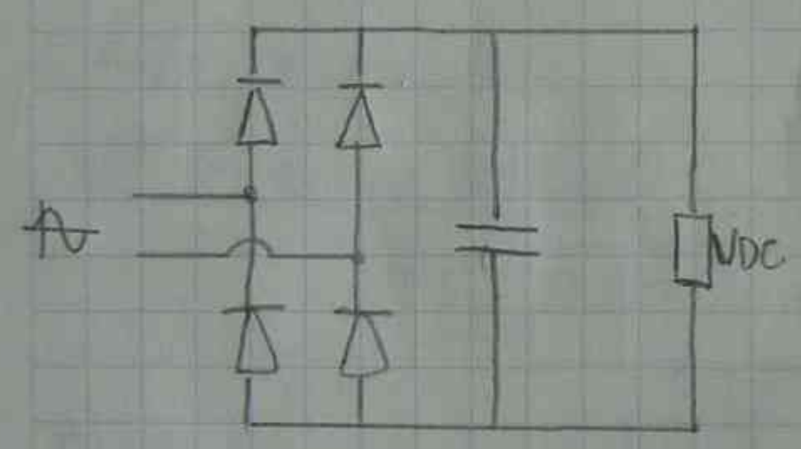


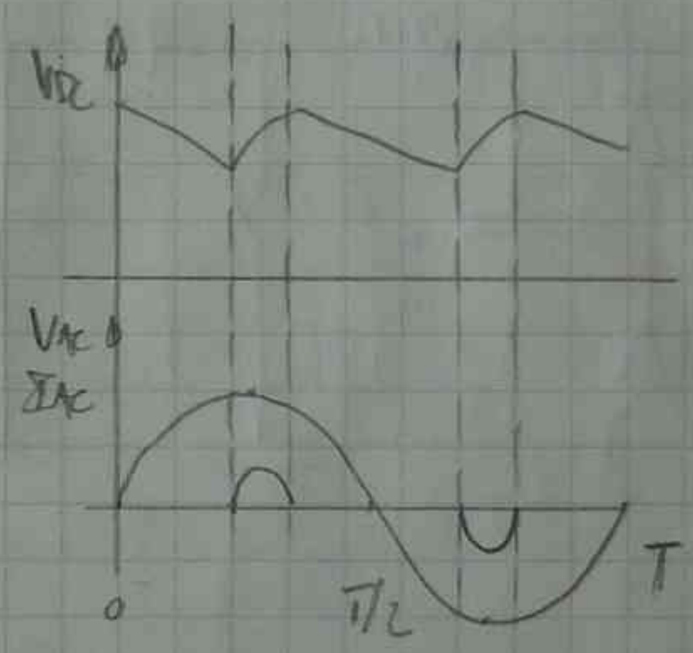
Función Principal:

- Conectar a la red la carga cuando ocurre una falla. O sea, conmutar la tensión de salida del inversor con la red o viceversa.

También puede cumplir la función durante una sobrecarga o en modo by pass.

FACTOR DE POTENCIA PF

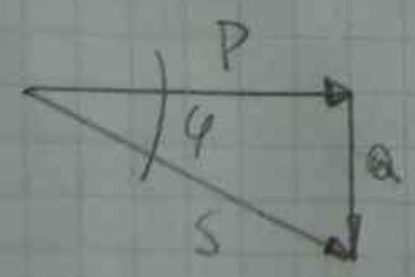




$PF = \frac{P}{S}$ P = potencia activa

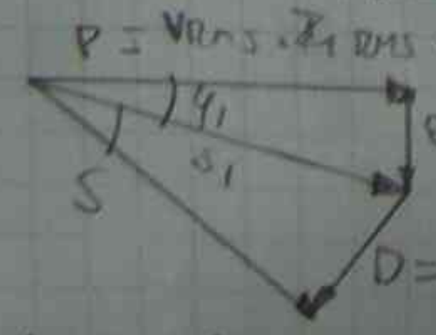
S = Potencia aparente

PF de una señal Pura: (V e I sinusoidal)



$$\left.\begin{aligned} P &= V_{RMS}\, I_{RMS} \cos\varphi \\ Q &= V_{RMS}\, I_{RMS} \operatorname{sen}\varphi \\ S &= V_{RMS} \cdot I_{RMS} \end{aligned}\right\} \quad PF = \frac{P}{S} = \frac{\cancel{V_{RMS}\, I_{RMS}} \cos\varphi}{\cancel{V_{RMS}\, I_{RMS}}} = \cos\varphi$$

PF en una señal no sinusoidal:



$S_1 = V_{RMS} \cdot I_{1\,RMS}$

$S = V_{RMS} \cdot I_{TOTAL\,RMS}$

D = Distortion power

S = Total apparent power →

S_1 = Apparent fundamental power.

13/11/10

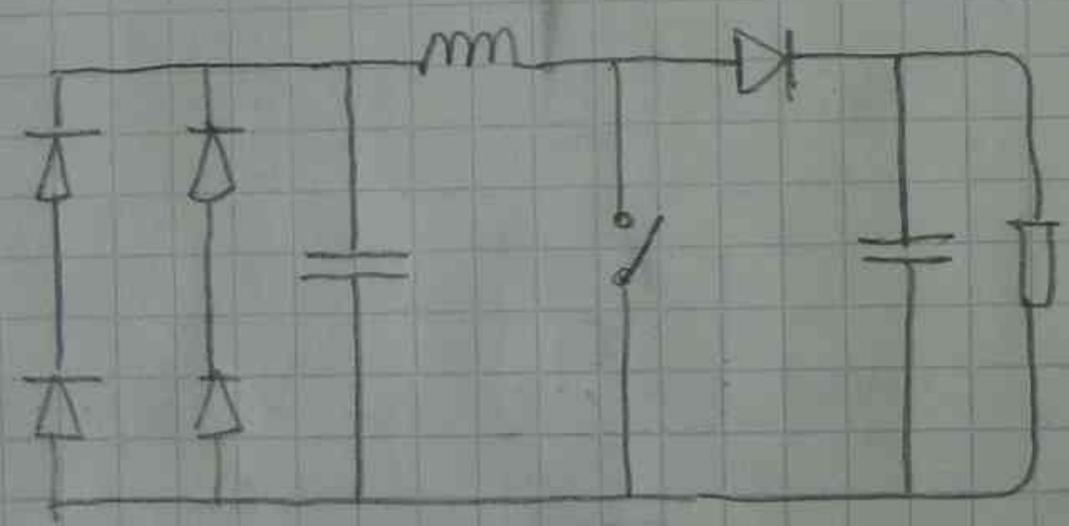
$$PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{RMS} I_{1RMS} \cos\varphi_1}{V_{RMS} I_{TOTAL\,RMS}} = \frac{\cos\varphi_1}{\frac{I_{TOTAL\,RMS}}{I_{1RMS}}} \Rightarrow PF = \frac{\cos\varphi_1}{\sqrt{1+THD_i^2}} = DPF \cdot PF$$

Se puede mejorar el factor de potencia con cualquier topología de conmutación

Lo más recomendado:

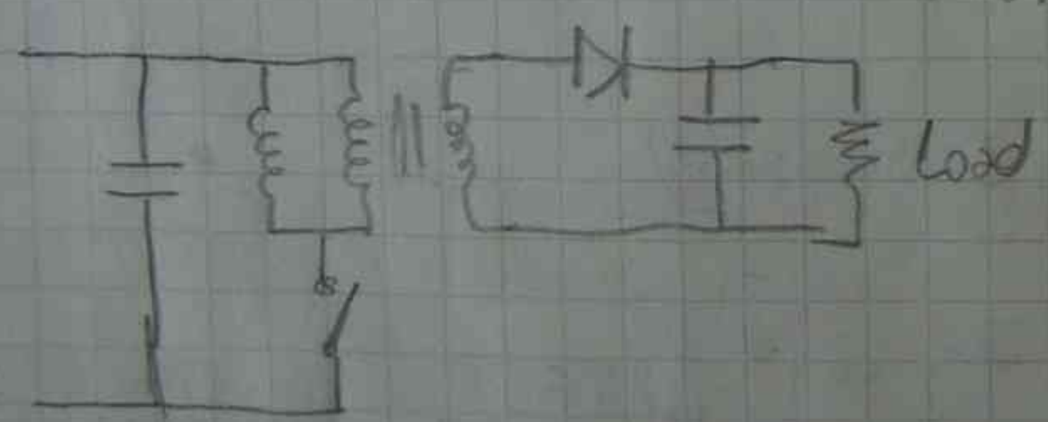
- BOOST (1)
  - Pocos componentes
  - Minimiza el ruido de entrada
  - Driver single
- FLYBACK (2)

(1) Boost:



(2) FLYBACK:

Pl aislar entrada de salida



PRACTICOS:

RECTIFICADORES DE POTENCIA:

A1) Diseño completo de un rectificador dual, aplicado a motor de CC con control de los 4 cuadrantes.
- $V_{ref} = 0 \sim 15V$

- $V_{in} = 380$ VRMS
- Tres fases con neutro con corriente circulante

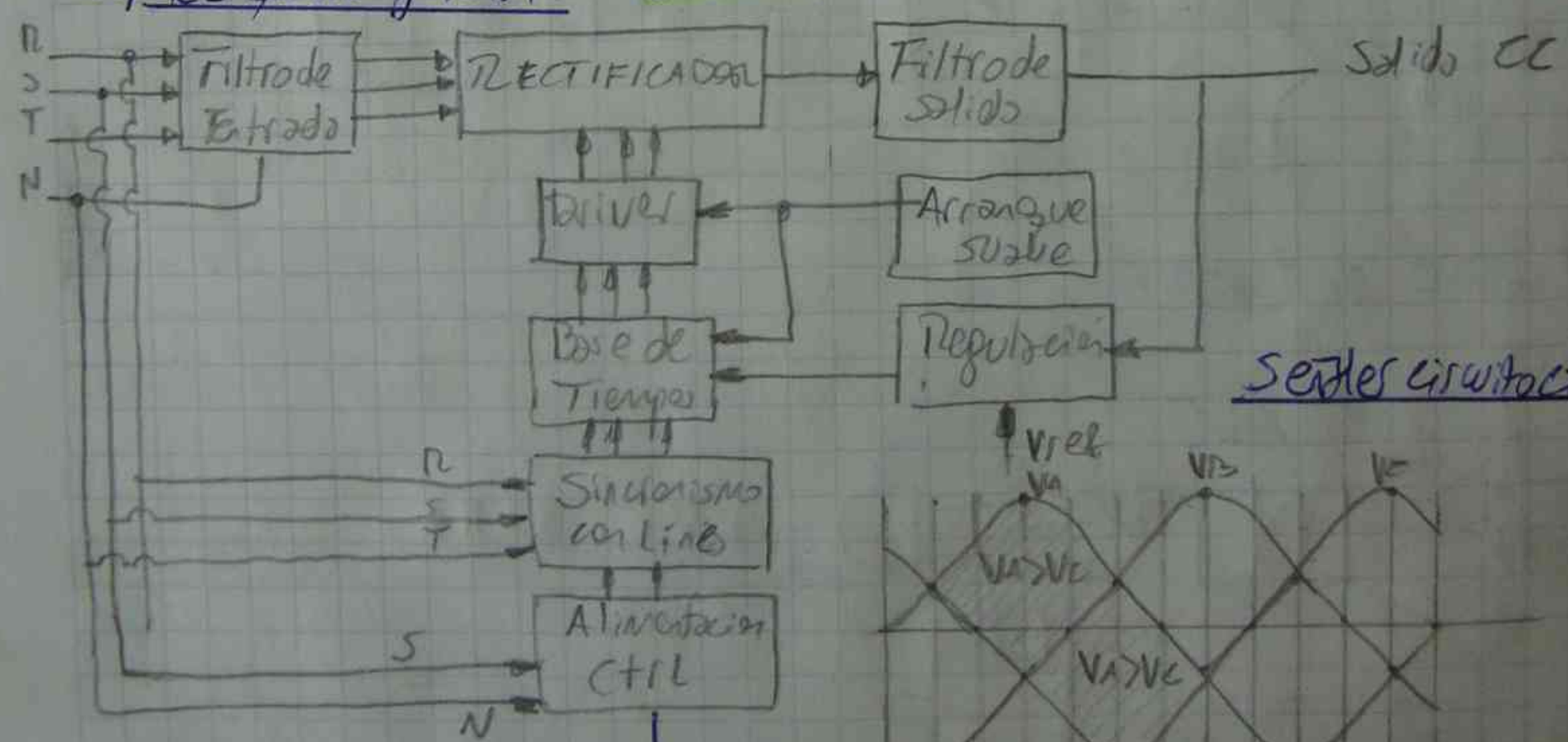
A.2) Selección y cálculo de los disp. de potencia.

A.3) Diseñar filtro de entrada de línea para eliminar los armónicos generados a la red por el rectificador.

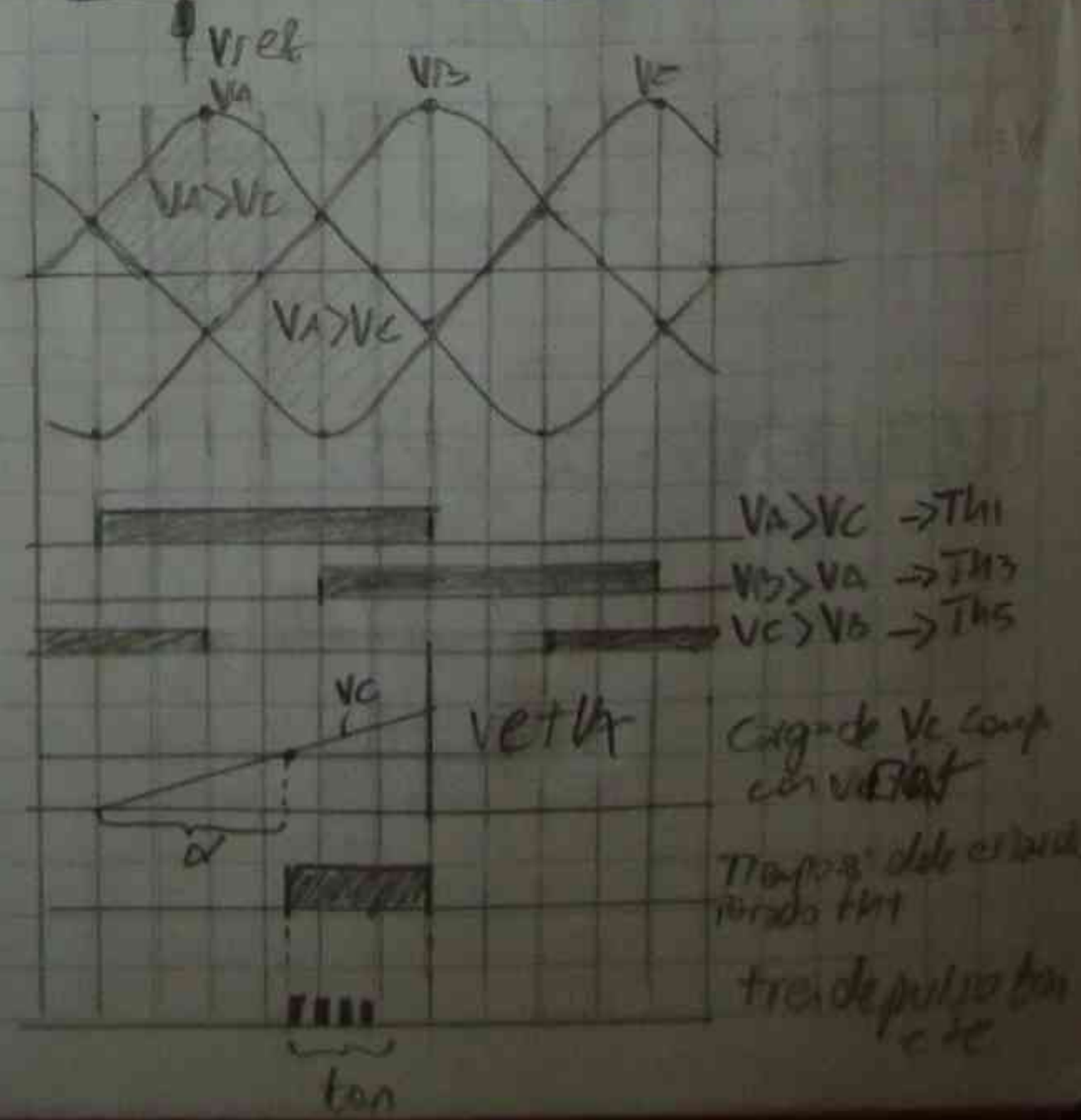
A.4) Red de ayuda SNUBBER

A.5) Drive de conmuta del tiristor, arranque suave y protección de sobre corriente.

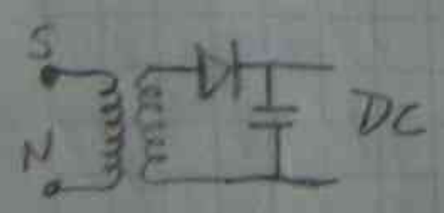
A1) Esquema general: (A1.1)



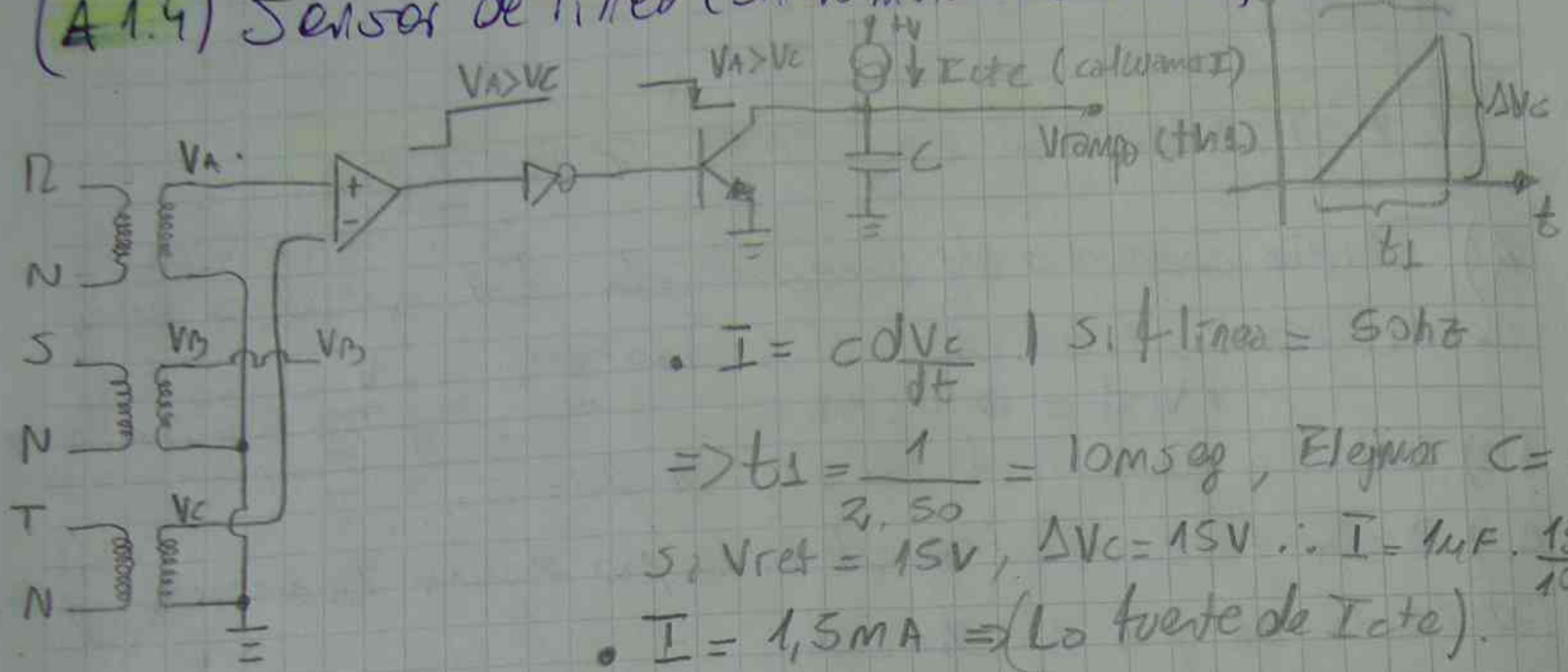
Señales circuito ctrl (A1.3)



(A1.2) Alimentación CTRL:



(A1.4) Sensor de línea (sincronismo de fase.)



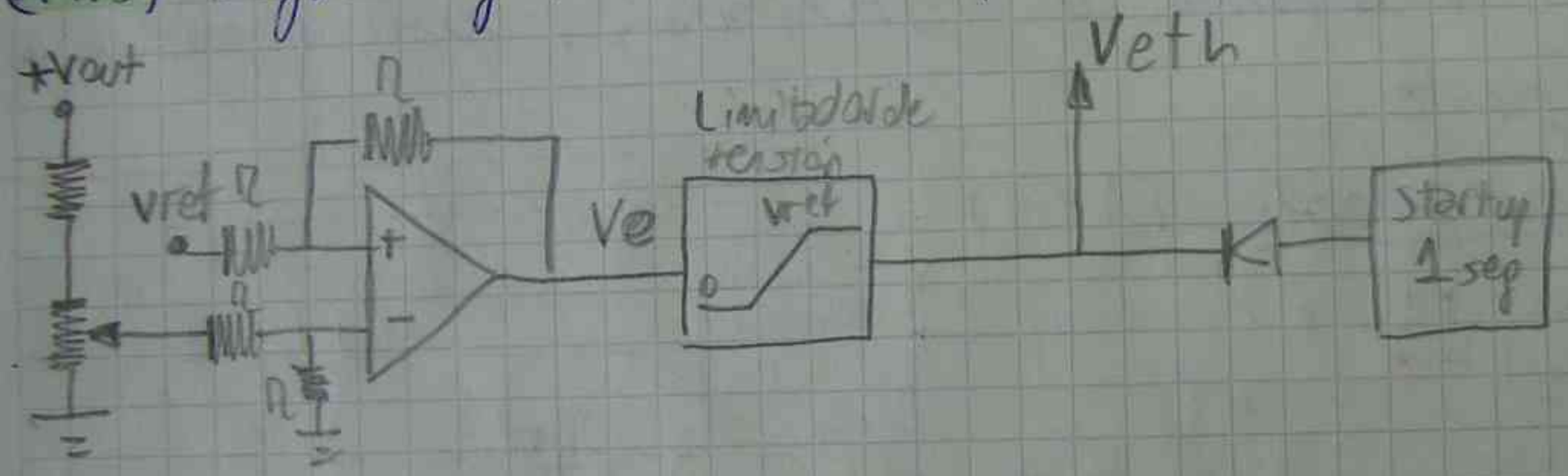
- $I = C\frac{dV_C}{dt}$; si f línea = 50hz

$\Rightarrow t_1 = \frac{1}{2 \cdot 50} = 10ms$ seg, Elegimos $C = 1\mu F$

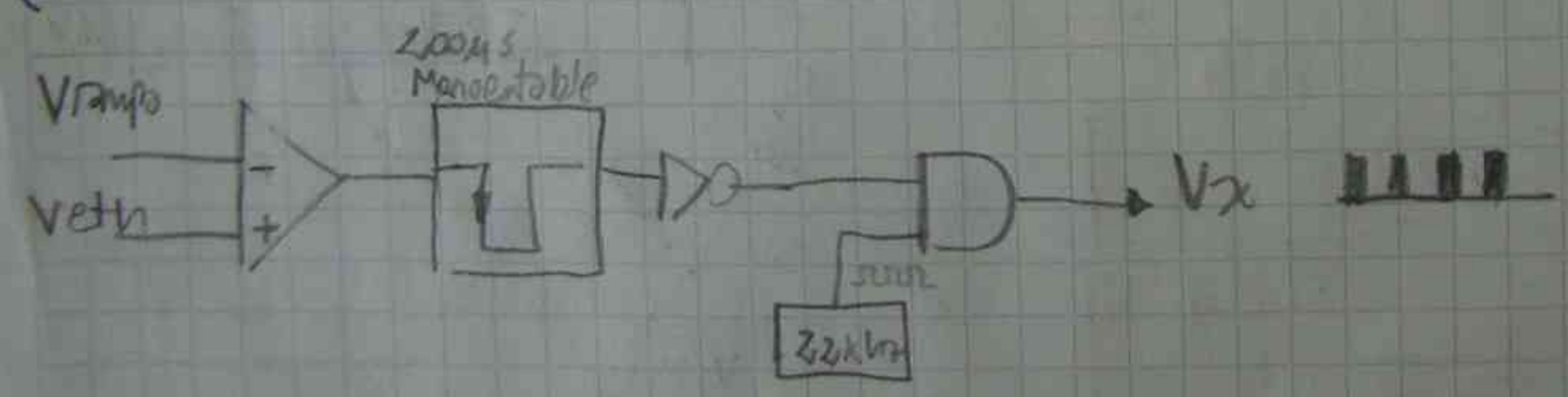
si Vref = 15V, $\Delta V_C = 15V$ ∴ $I = 1\mu F \cdot \frac{15V}{10ms}$

- $I = 1{,}5mA$ ⇒ (La fuente de Icte).

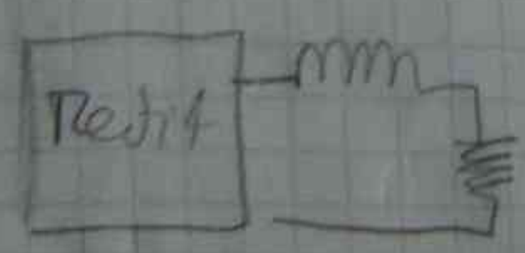
(A1.5) Regulación y circuito de arranque:



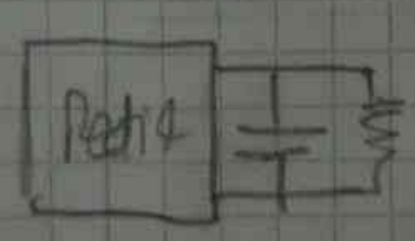
(A1.6) Base de tiempos



(A1.7) Filtro de salida

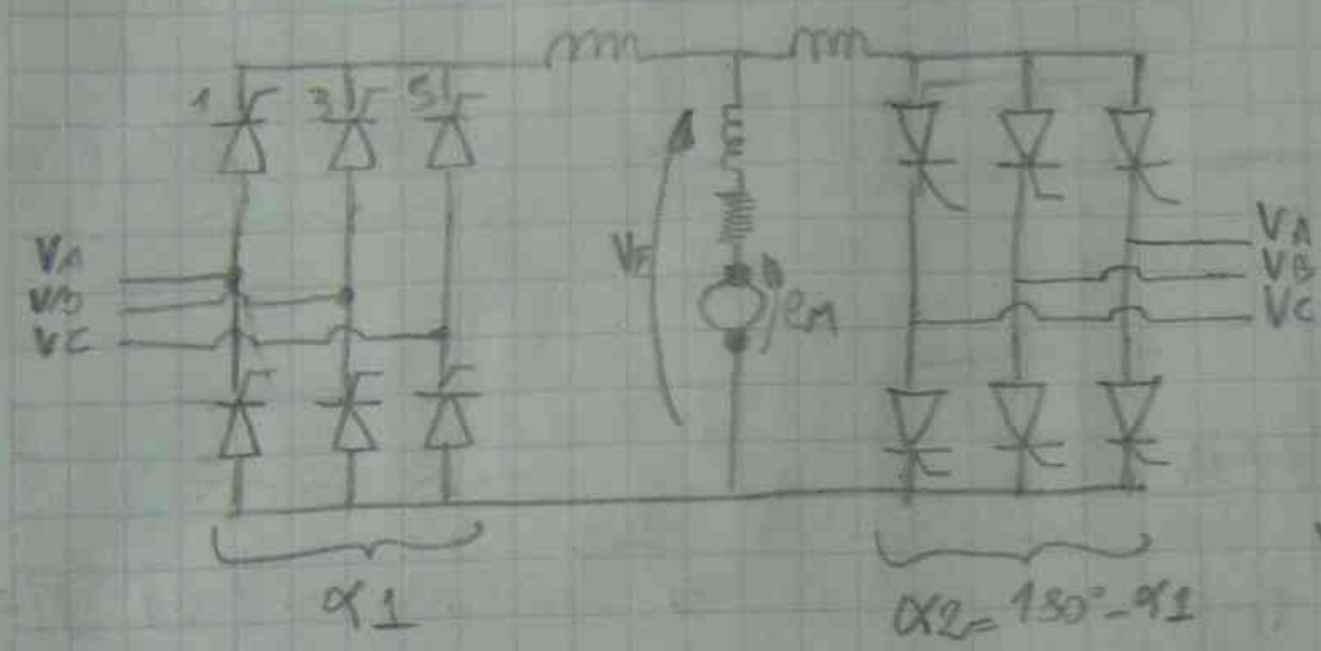


P/ alta pot (mejora factor de forma)



P/ baja pot (mejora ripple de salida)

(A 1.8) Rectificador dual



A2) Cálculo de los tiristores

$V_{LL_rms} = 380V$

$V_{LN_rms} = 220V$

$V_{LN_max} = \sqrt{2} \cdot V_{LL_rms}$

$V_{LN_max} = 311V$

$I_r = 10\% \cdot I_A = 10\% \, I_{OLmax}$

$I_{thAV} = \frac{I_{Omax}}{3}$

$I_{thrms} = \frac{I_{Omax}}{\sqrt{3}}$

$V_{R_max} = 2 V_{max} \cos\left(\frac{\pi}{2q}\right)$

$q = 3$

$V_{R_max} = 2 \cdot 311 \cos(\pi/6) = 539V$

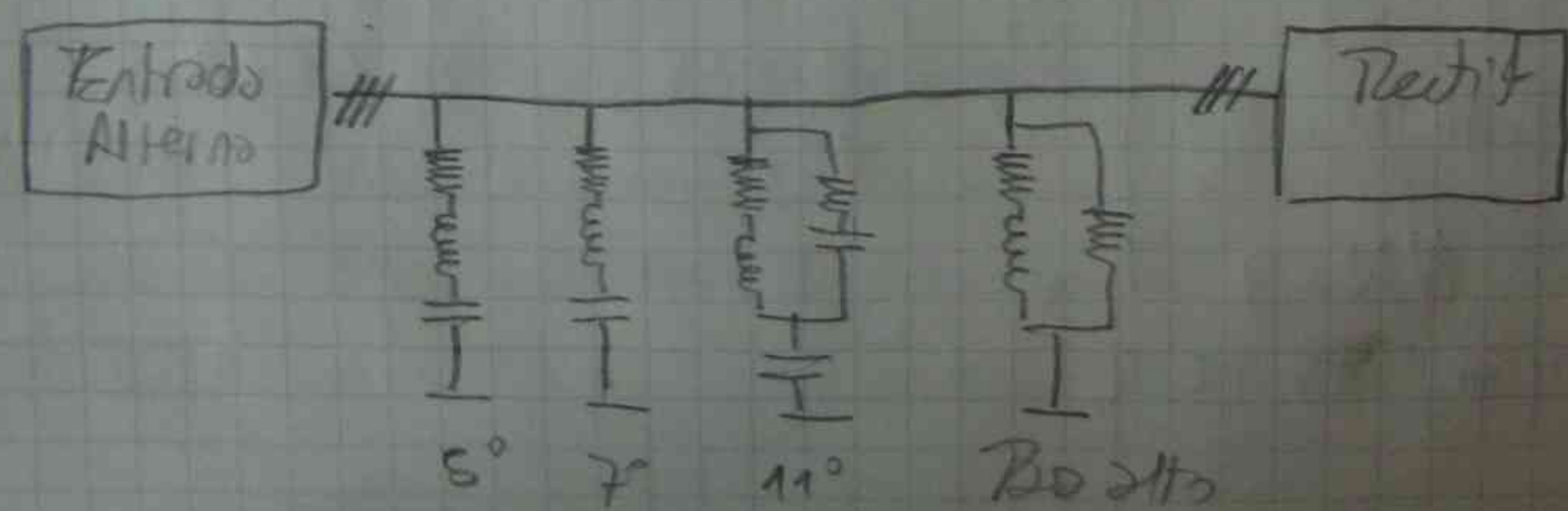
Si $V_{AV} = 100V$ (Dato), plantear un ejemplo de

$V_{AV} = \frac{3\sqrt{3} V_{maxLN}}{\pi} \cos\alpha$

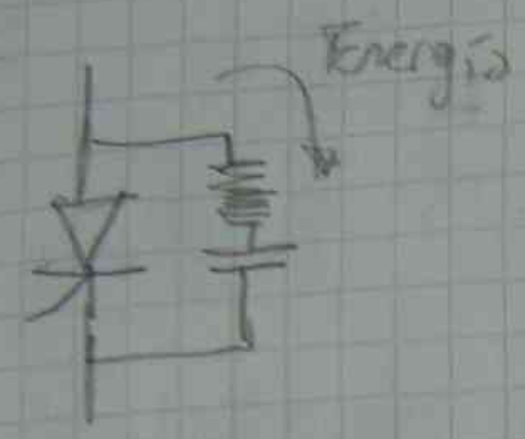
$100 = 514{,}38 \cdot \cos\alpha$

$\alpha = \arccos\left(\frac{100}{514{,}38}\right) = 78{,}79°$

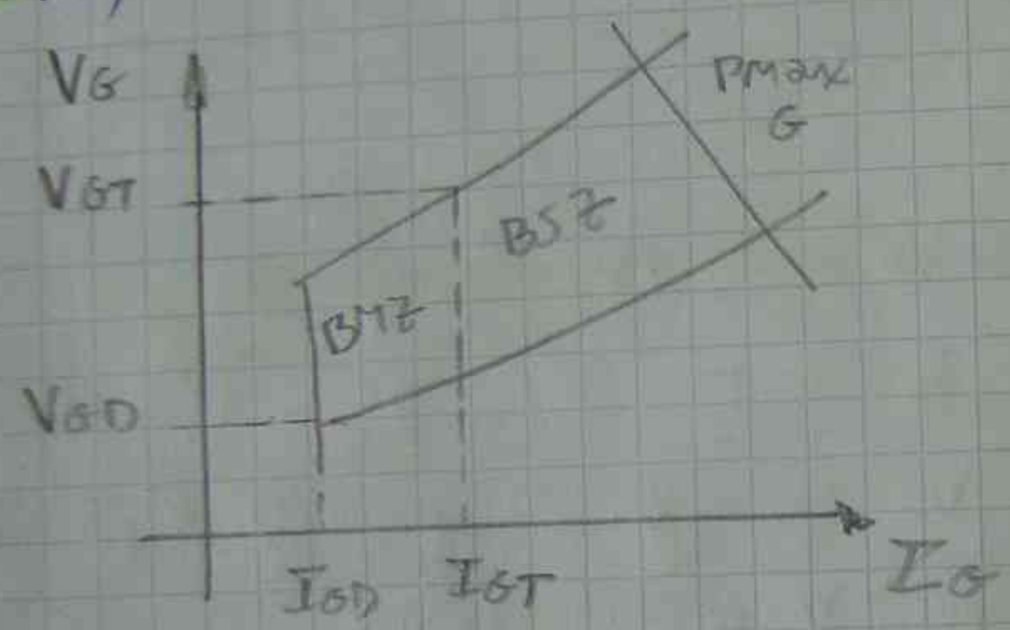
A3) Filtro de entrada p/ eliminar armónicos



A4) Red Snubber Controla la $\frac{dv}{dt}$



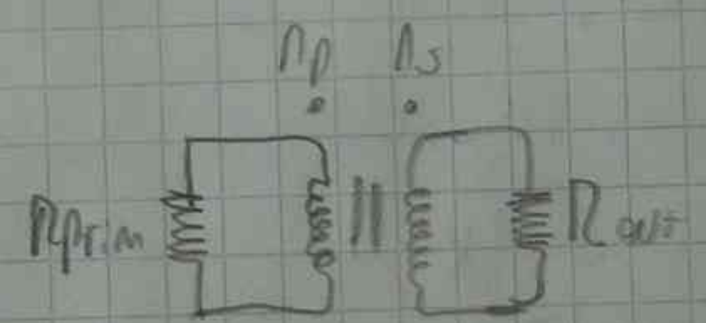
A5) Drive del tiristor:

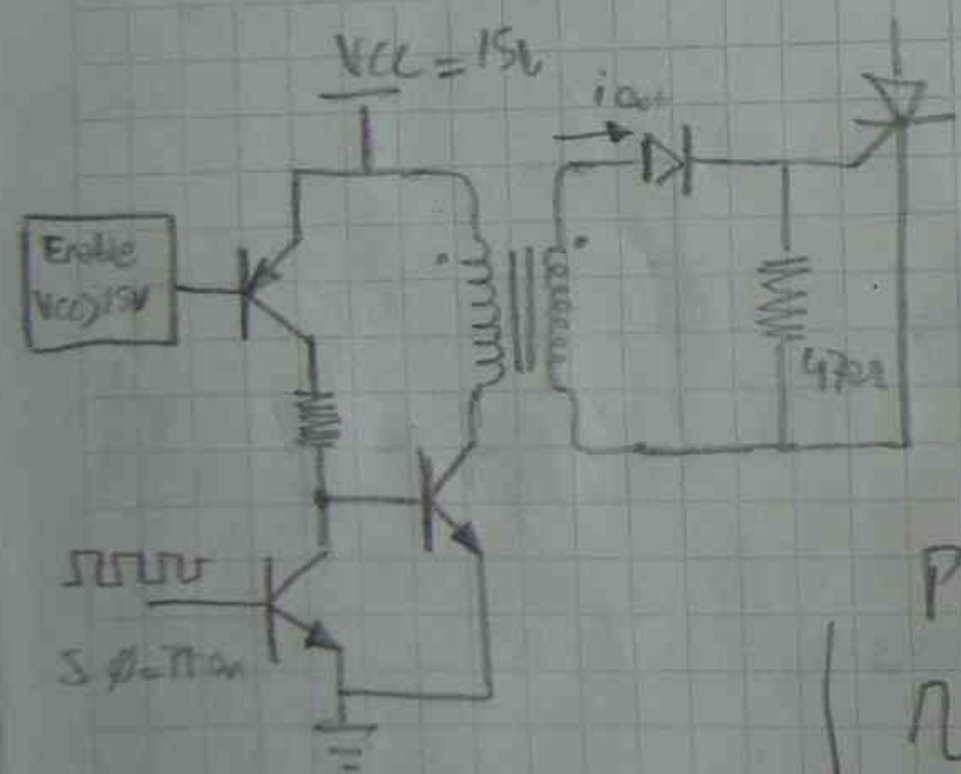


$I_G \Rightarrow$ 3 a 5 veces I_{GT} (pizarra)

$I_{GT} \approx 150mA \Rightarrow I_G = 600mA$

$V_{GT} \approx 3V$.





$$R_{out} = \frac{V_D + V_{GT}}{I_G} = \frac{0,7 + 3V}{0,6A} = 6,166$$

$$R_{prim} = \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 \cdot R_{out}$$

$$P_{out} = (V_D + V_{GT}) \cdot I_G = 3,7v \cdot 0,6A = 2,22W$$

$$\eta = 0,8 \text{ (dato)} \therefore P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = 2,775W$$

$$I_{in} = \frac{2,775}{15 - 0,2} = 0,187A$$

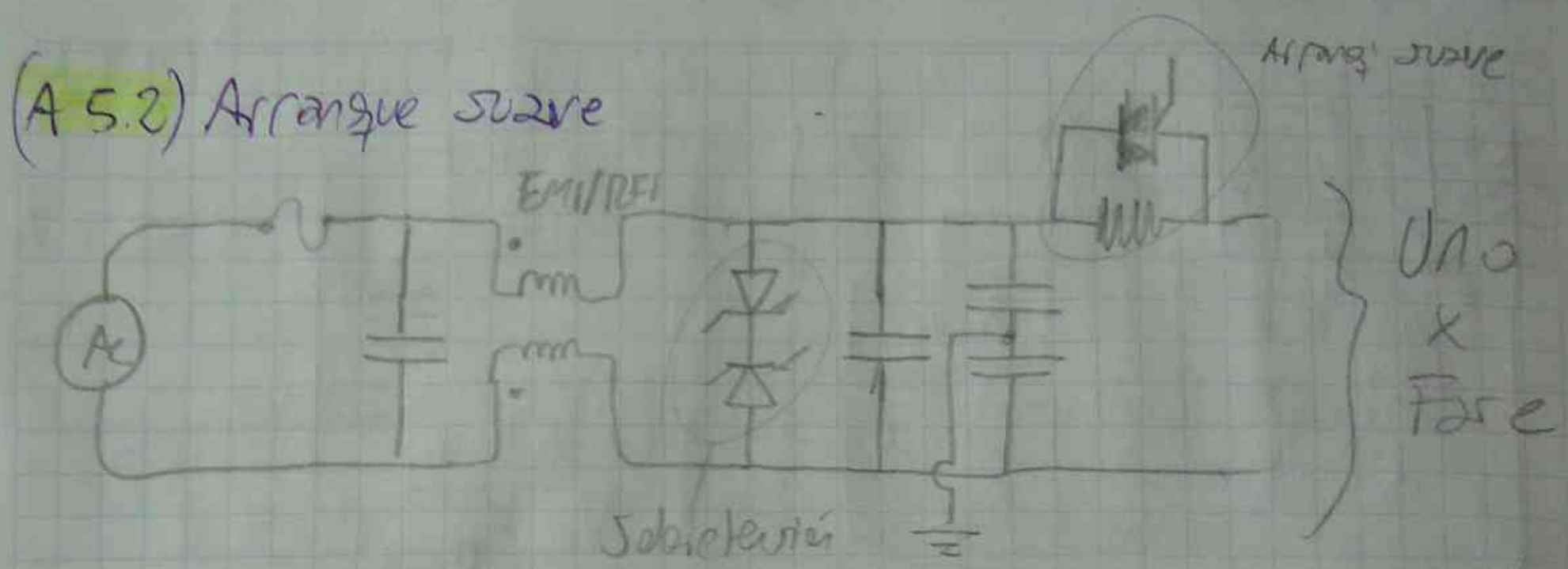
$V_{ce\,sat}$

$$\frac{V_p}{n_p} = \frac{V_s}{n_s} \Rightarrow N = \frac{n_p}{n_s} = \frac{14,8}{3,7}$$

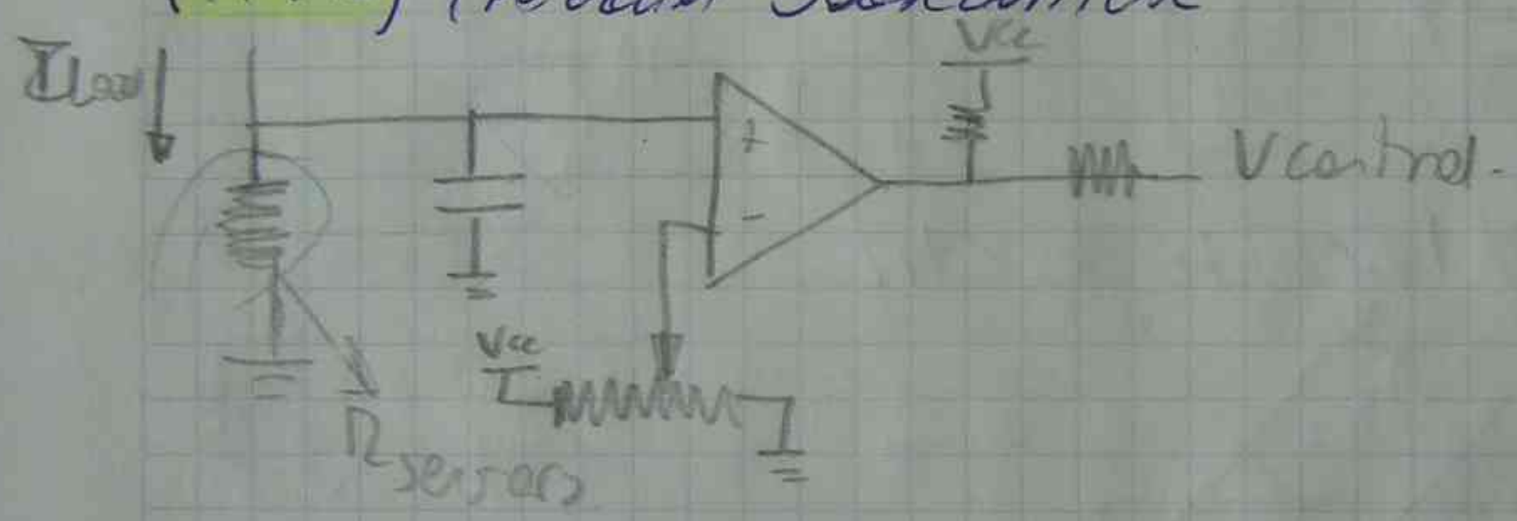
$$N = 4$$

$$\Rightarrow R_{prim} = 98,72\,\Omega$$

(A 5.2) Arranque suave



(A 5.3) Protección Sobrecorriente



(B.1) Diseño de un rectificador semicontrolado PD3

B.2) Diseño circuito de control

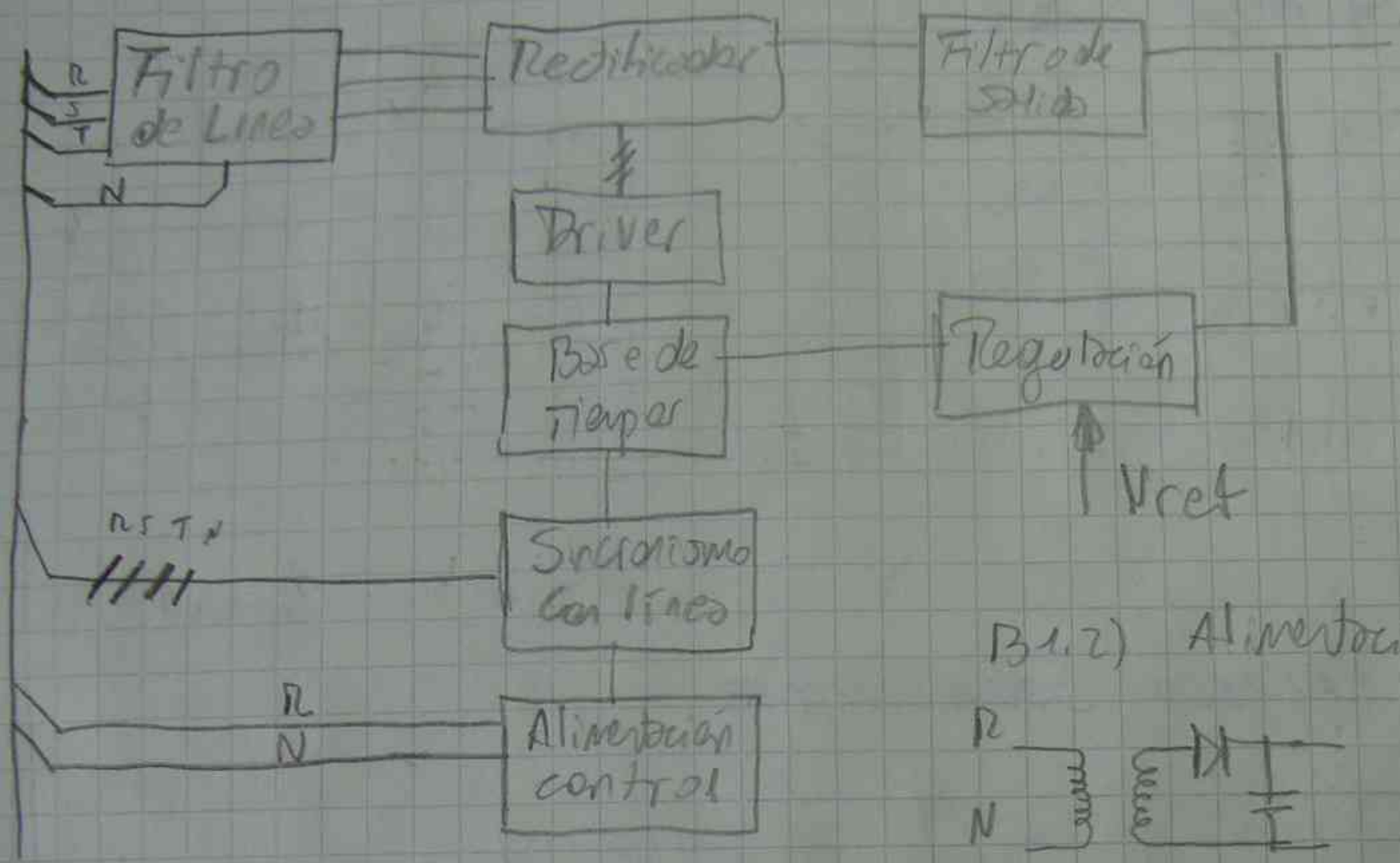
B.3) Diseño sincronismo de fase

B.4) Etapa de potencia

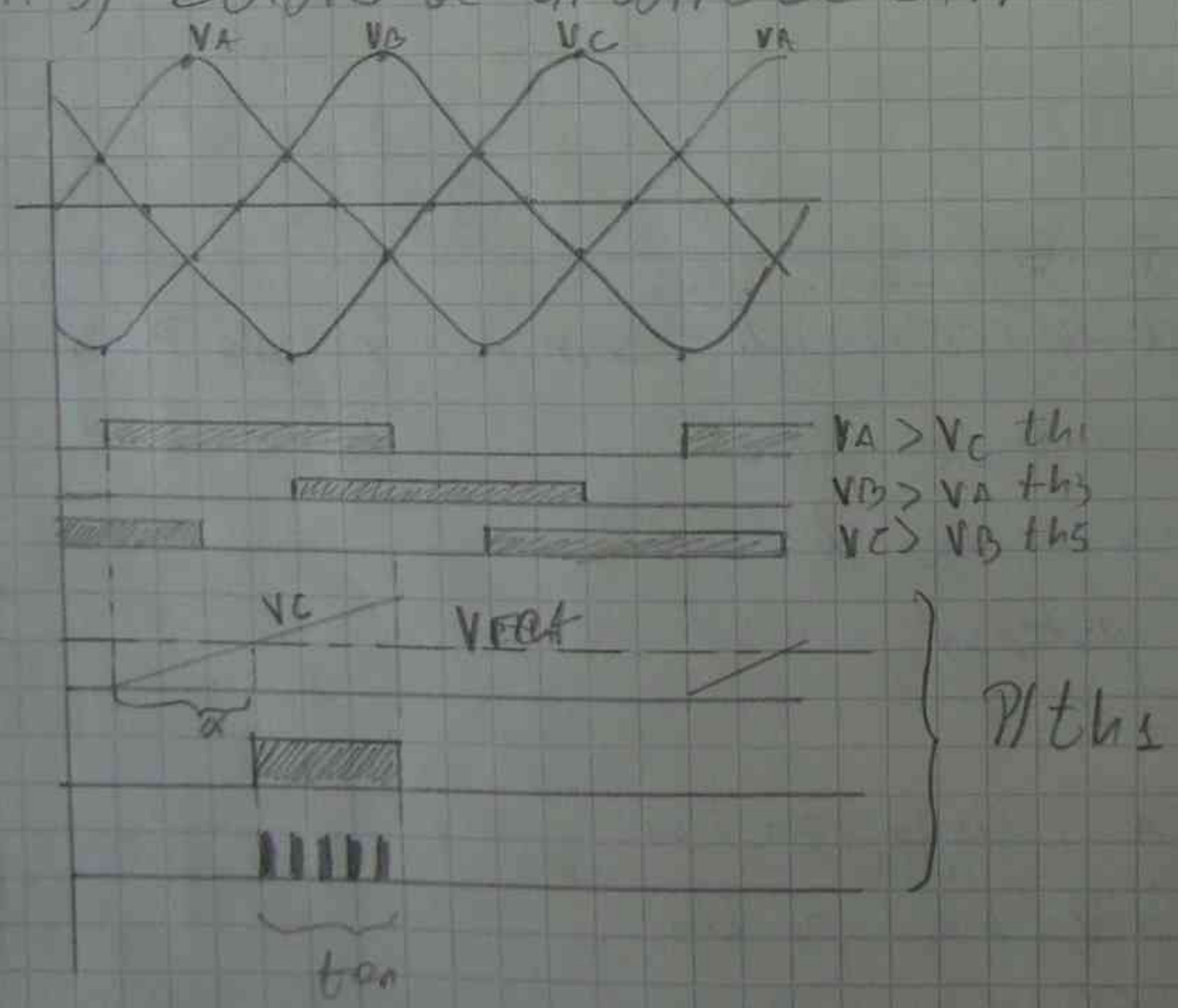
Datos:

- I_o max = 100A , Carga resistiva
- Vout = 100V o Vout max posible
- Vin = 380V , 50 Hz , con neutro
- Vref = 0 a 15V.

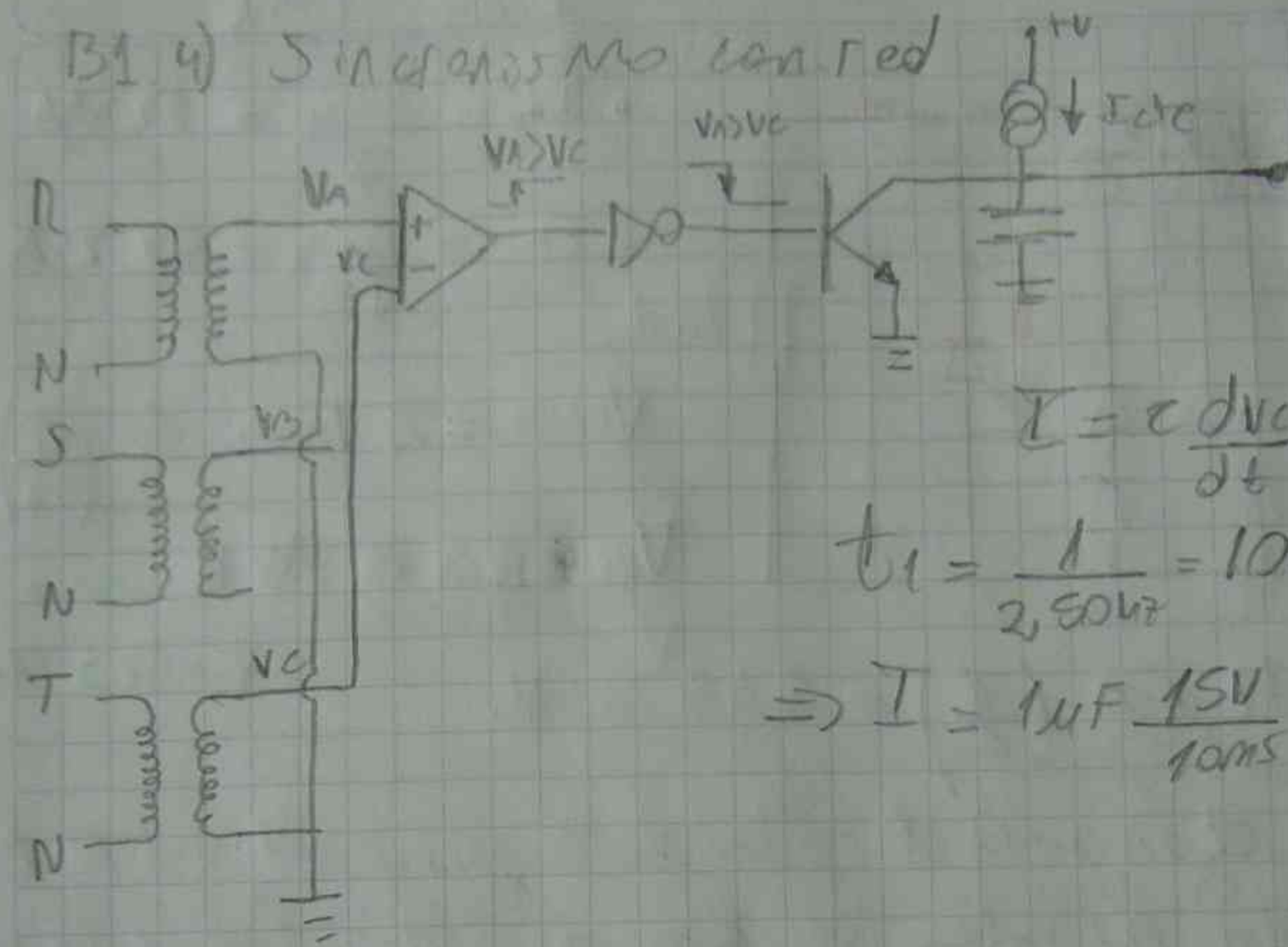
B1.1) Esquema general:

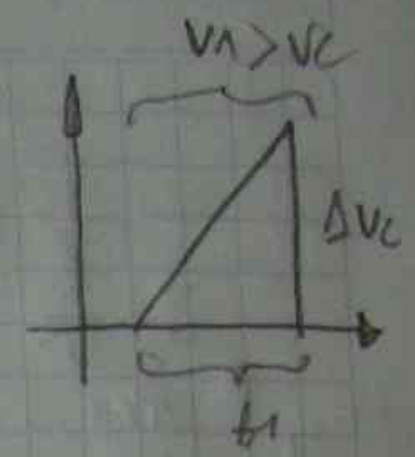


B1.3) Señales del circuito de ctrl



B1.4) Sincronismo con red



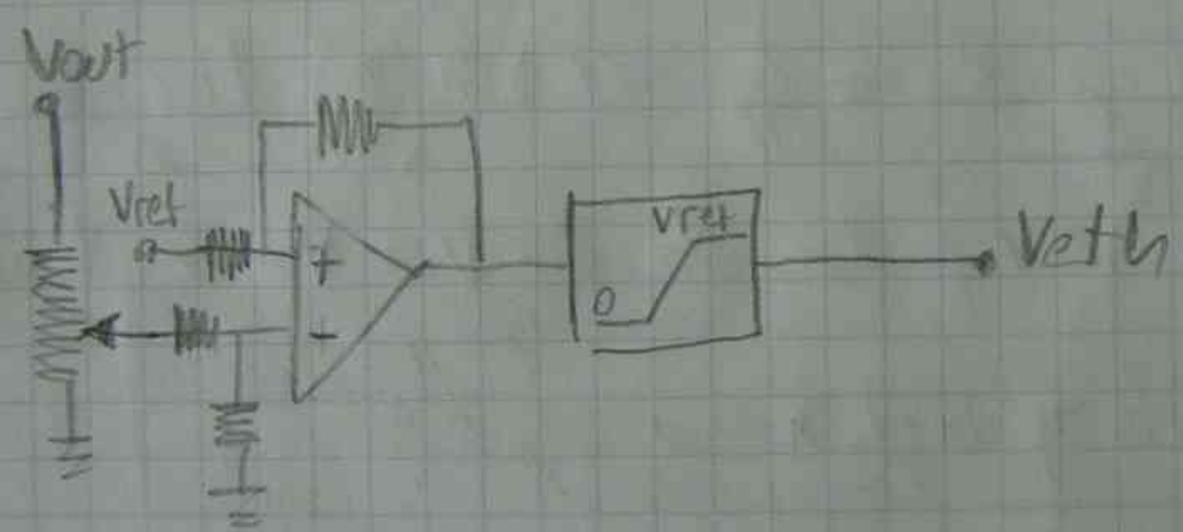


$I = C\frac{dV_C}{dt}$ / suponemos capa de 1μF

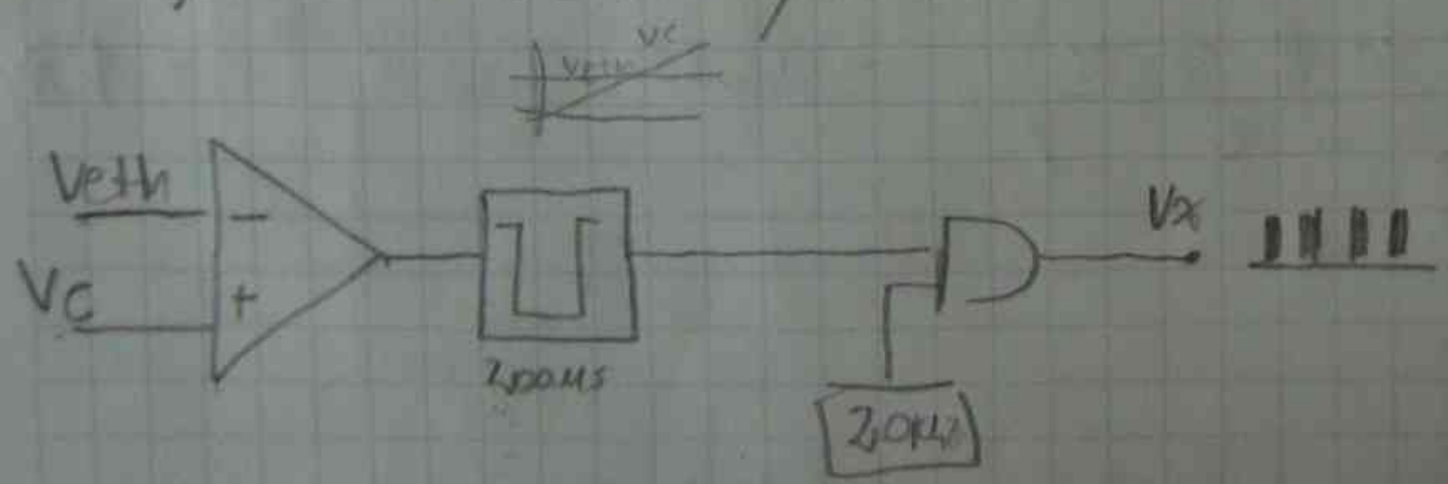
$t_1 = \frac{1}{2,50Hz} = 10ms$; $V_{C_max} = 15V$, $V_{C_min} = 0V$ } 15V

$\Rightarrow I = 1\mu F \frac{15V}{10ms} = 1,5mA$

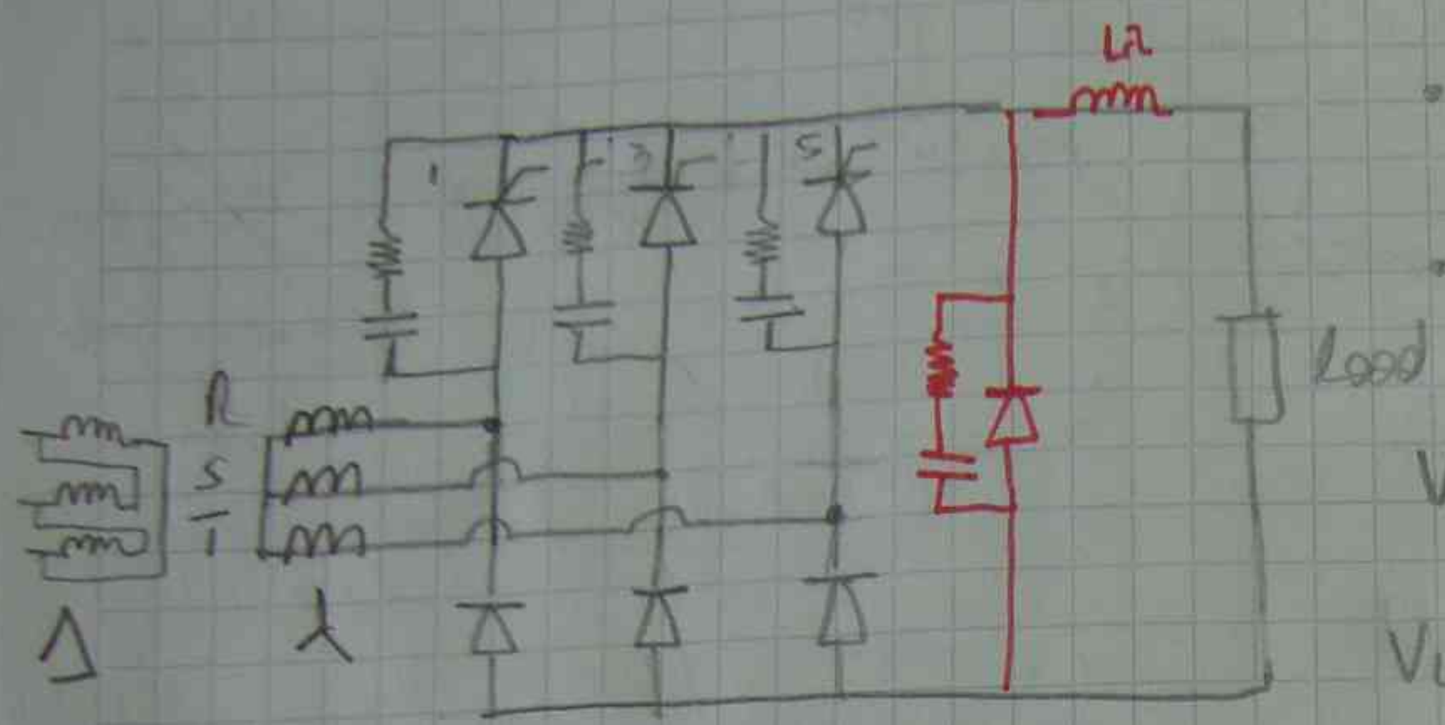
B1.5) Regulación



B1.6) Base de tiempo:



Rectificador: $q=3$



$I_{o\,max} = 100\,A$

- $I_{av} = \frac{I_{omax}}{q} = 33{,}33\,A$
- $I_{rms} = \frac{I_{omax}}{\sqrt{3}} = 57{,}73\,A$

$V_{rmax} = 2\,V_{max}\cos\left(\frac{\pi}{2q}\right)$

$V_{LN} = 220\,V \Rightarrow V_{max_rms} = V_{LN}\sqrt{2} = 311\,V$

$V_{r\,max} = 2 \cdot 311 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = 538{,}66\,V.$

Hay q' calcular el ángulo de retardo a partir del cual tendremos discontinuidad p/ saber si ponemos o no el diodo volante con la Lλ. $\alpha \geq \pi - \frac{2\pi}{q} = 60°$

$V_{AV} = \frac{2q}{\pi} V_{max} \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{q}\right) \frac{1+\cos\alpha}{2} = \frac{6}{\pi} \cdot 311 \operatorname{sen}\left(\frac{\pi}{3}\right) \frac{1+\cos 60}{2}$

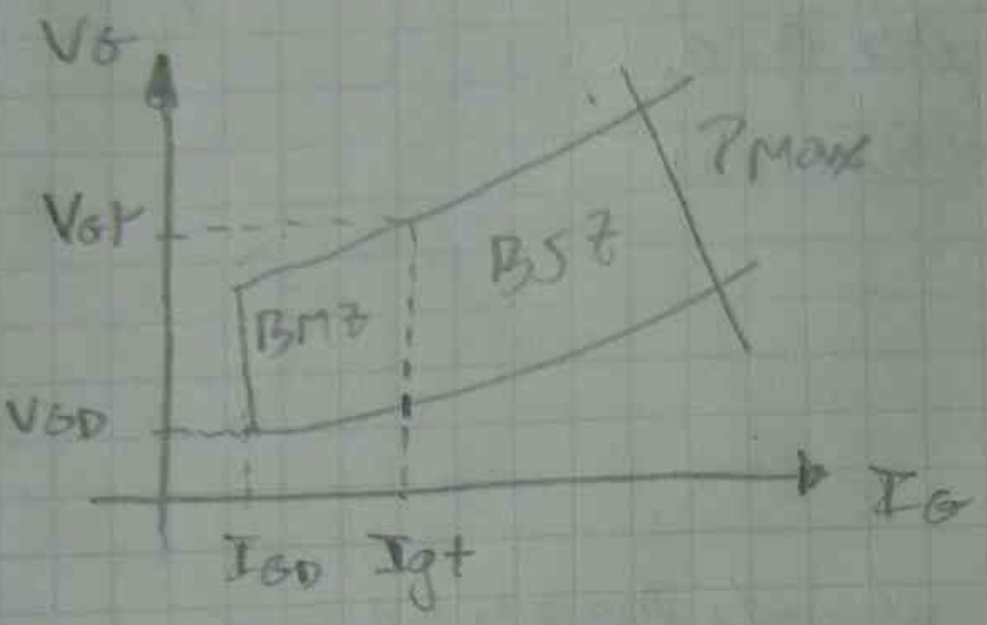
$V_{AV}\big|_{\alpha=60°} = 385{,}8\,V \Rightarrow$ como nos piden de 100V a V_{max}, habrá que poner el diodo volante y la Lλ

P/ $V_{AV} = 100\,V \Rightarrow \alpha$?

$100V = 514{,}38\left(\frac{1+\cos\alpha}{2}\right)$; $-0{,}611 = \cos\alpha$; $\alpha = 127{,}67°$

$\alpha_{100V} = 127{,}67°$

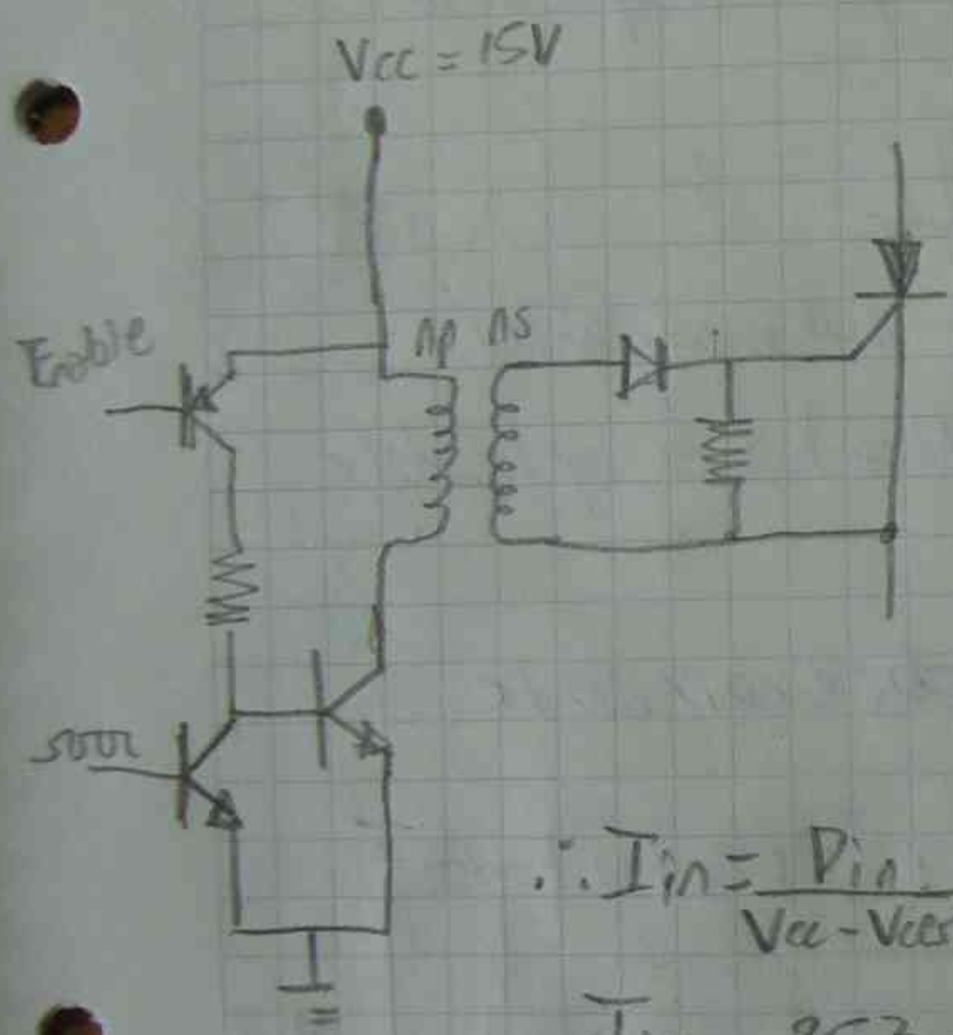
Prueba del tiristor



$I_g = 305$ veces mayor $\geq I_{gt}$

$V_{GT} \approx 4V$; $I_{gt} \approx 150mA$

$\Rightarrow I_g = 750mA$ y $V_G = 4V$



$R_{sec} = \frac{0,7 + 4V}{0,75\ A} = 6,26\ \Omega$

$R_{prim} = \left(\frac{n_p}{n_s}\right)^2 \cdot R_{out}$

$P_{out} = I_G \cdot V_G = 0,75A \cdot 4V = 3W$

Suponiendo un $\eta = 0,8$

$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} = 3,75\ W$

$\therefore I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{cc} - V_{CEsat}}$

$I_{in} = 253\ mA$

$\frac{V_p}{n_p} = \frac{V_s}{n_s}$; $\frac{n_p}{n_s} = \frac{V_p}{V_s} = \frac{14,8V}{4V} = 3,7 = N$

FUENTES CONMUTADAS:

C) Diseño de una fuente conmutada aislada bidireccional pl54 aplicada a un equipo de soldadura por arco.

$V_{in} = 380$ VRMS (3 fases x neutro)

$V_{out} = 20$ a 30 V

$I_{out} = 200$ A max

$F_{sw} = 50$ kHz

C.1) Seleccionar el convertidor más adecuado para esta aplicación

C.2) Seleccionar el PWM y su alimentación

C3) Utilizar el Tx más adecuado, Justificar

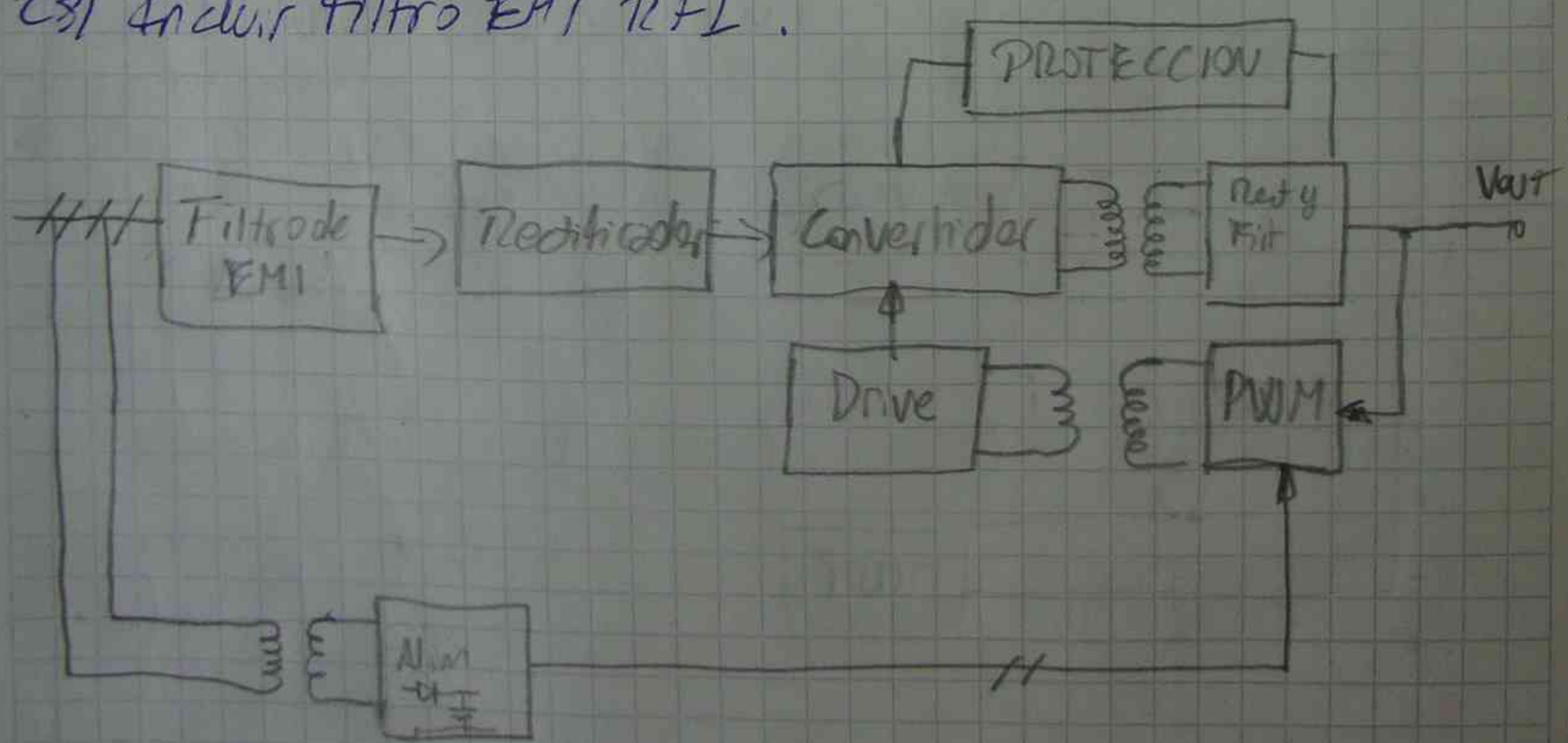
C.4) Diseño del trafo de aislación. Fórmulas más importantes

C5) Red de ayuda a la conmutación (Snubber) si es aplicable

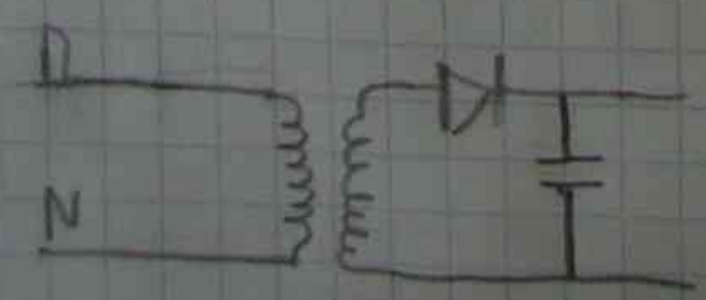
C6) SOA y driver de base

C7) Arranque suave y protección de sobrecorriente

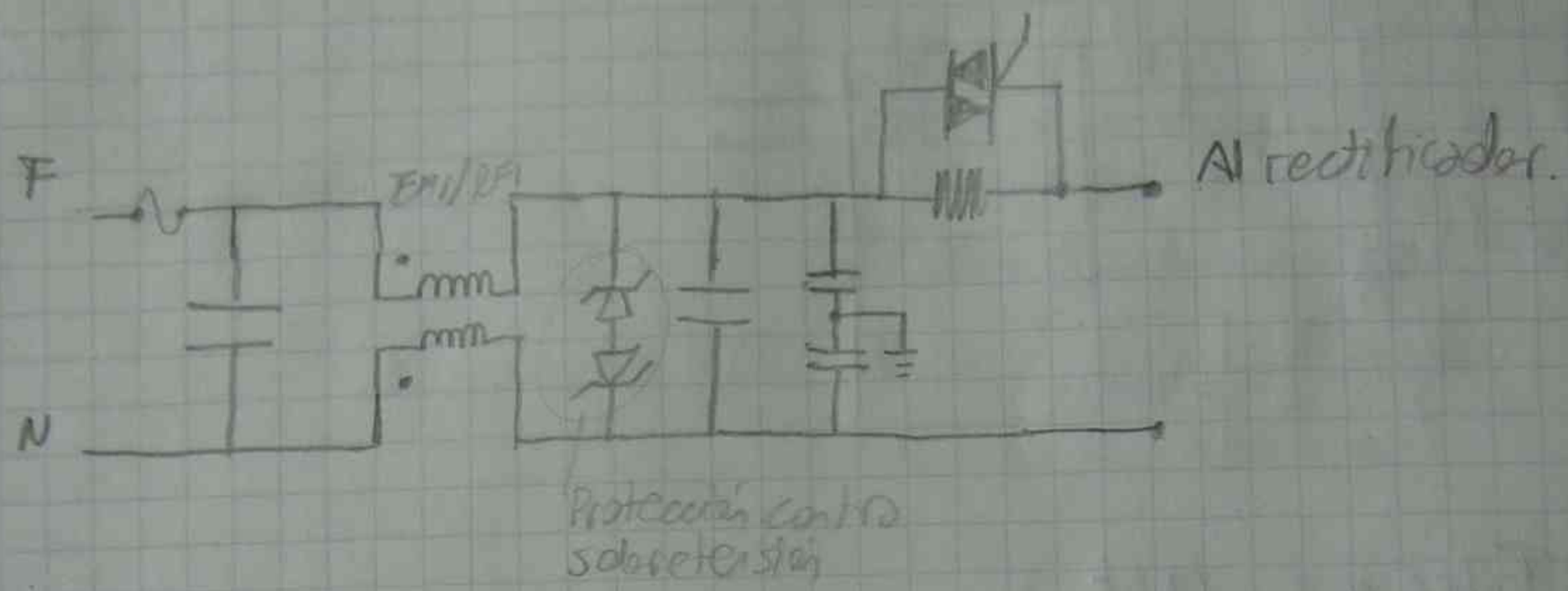
C8) Incluir filtro EMI RFI.



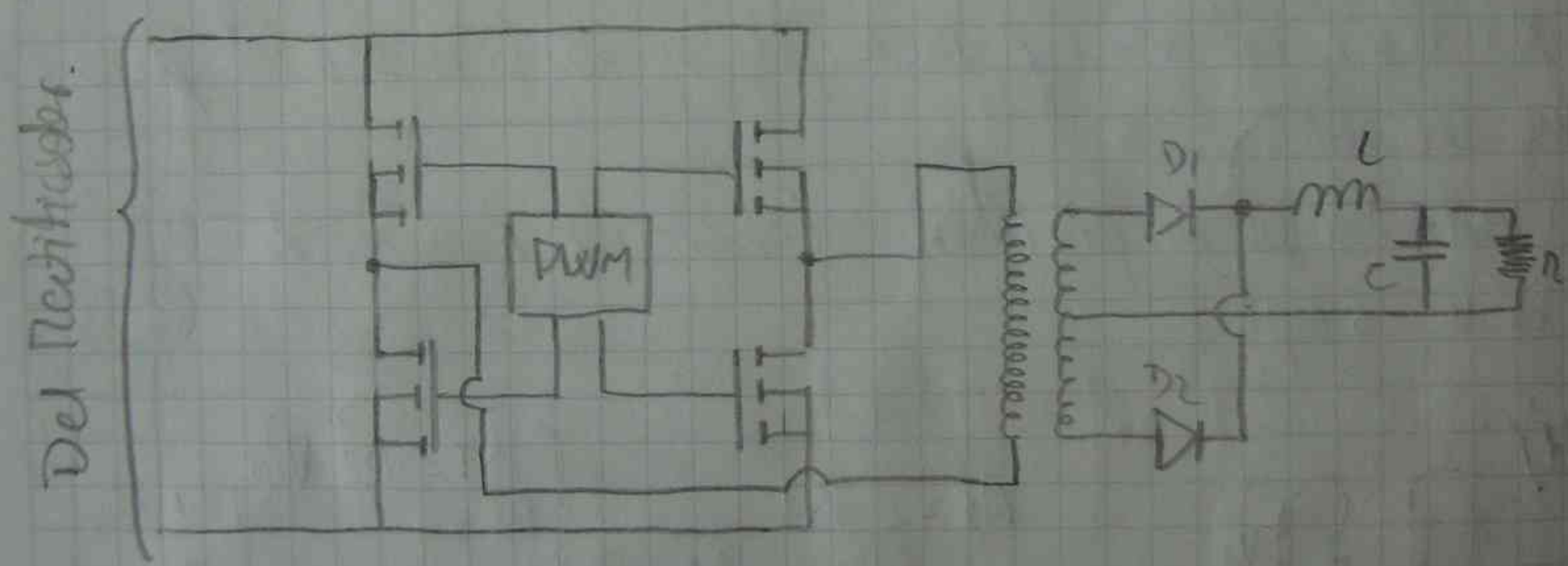
C2.3)



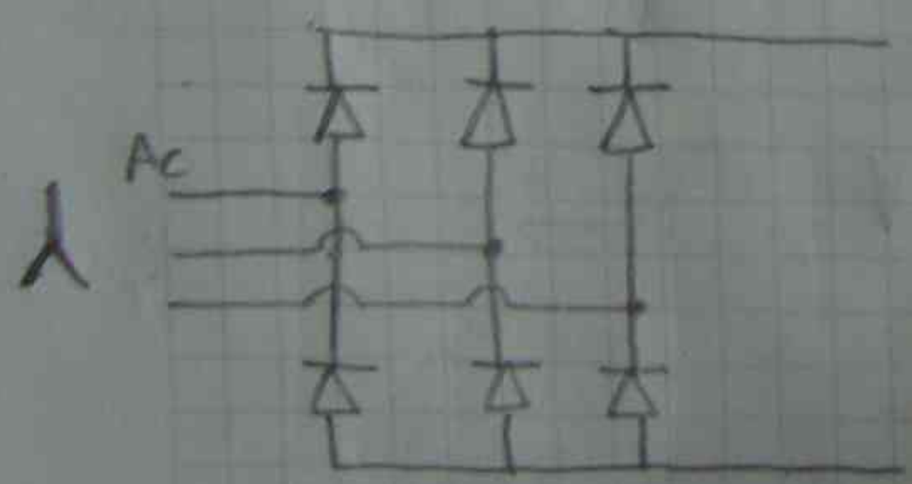
C8) Filtro EMI / Arranque suave



C1) $P = V \cdot I = 30V \cdot 200A = 6KW \Rightarrow$ Elejimos topología FULLBRIDGE. (Half bridge hasta 500W - Por los caps)



C11) Rectificador

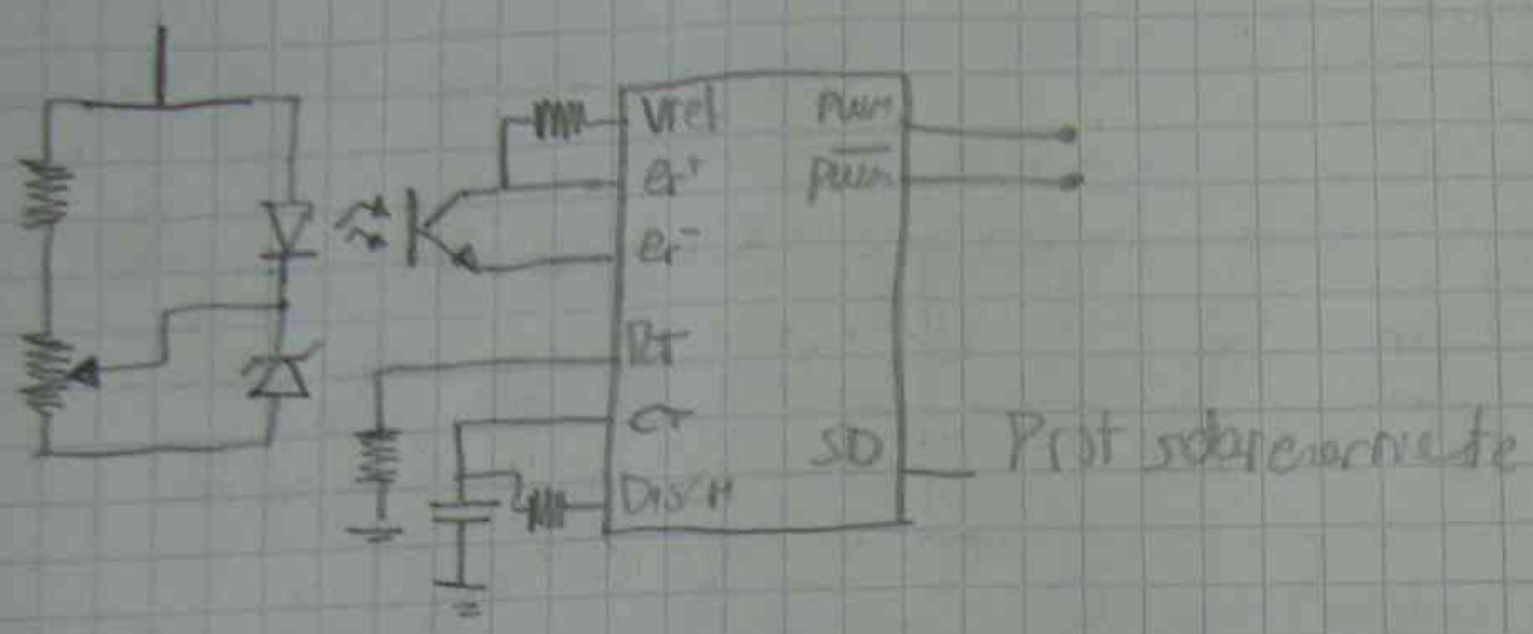


$V_{orms} \approx V_{L-LMAX} = \sqrt{2} V_{inrms}$

$V_{orms} = 537,4 V$

$V_{FMAX} = \sqrt{2} \cdot 440$

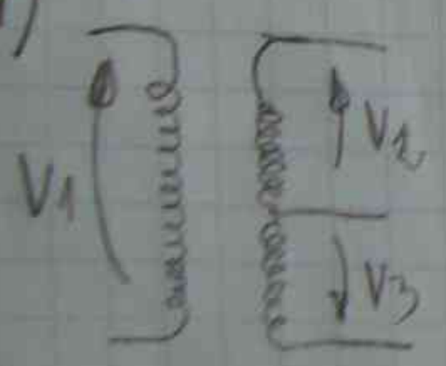
C2) PWM => SG3525



C3) Elegimos igbt

- No puede ser mosfet porque V_{DS} debería ser de 537V, rango en el cual se comporta mejor un igbt que un mosfet.
- Baja pérdidas en conducción
- No tiene tan buenas características como un mosfet, pero esto muy cerca.
- Puede manejar sin problemas la corriente requerida
- Drive simple.

C4)



$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2 B_{max} \cdot A_c}$$

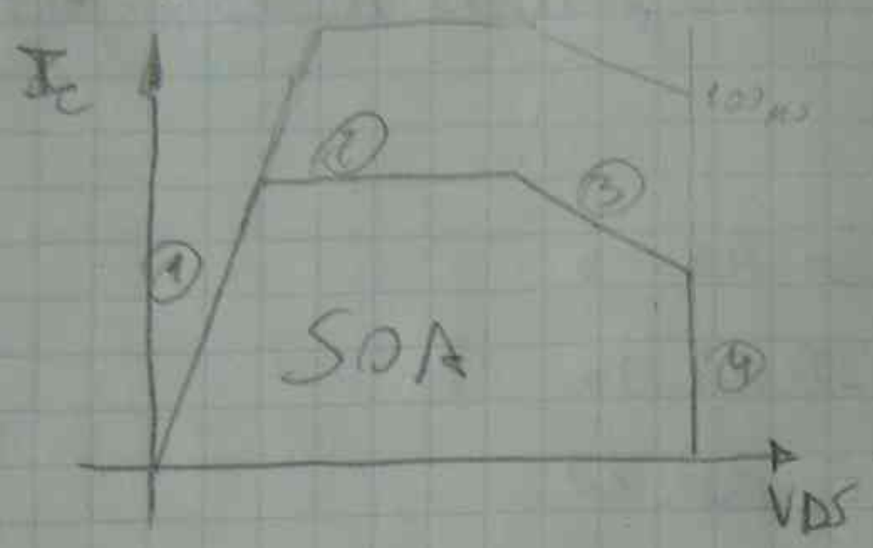
$\lambda_1 = DT V_{in}$
B_{max} = Densidad del flujo
A_c = Area de cruce del núcleo

$$n_2 = n_1 \frac{V_2}{V_1} \; ; \; n_3 = n_1 \frac{V_3}{V_1}$$

C5)

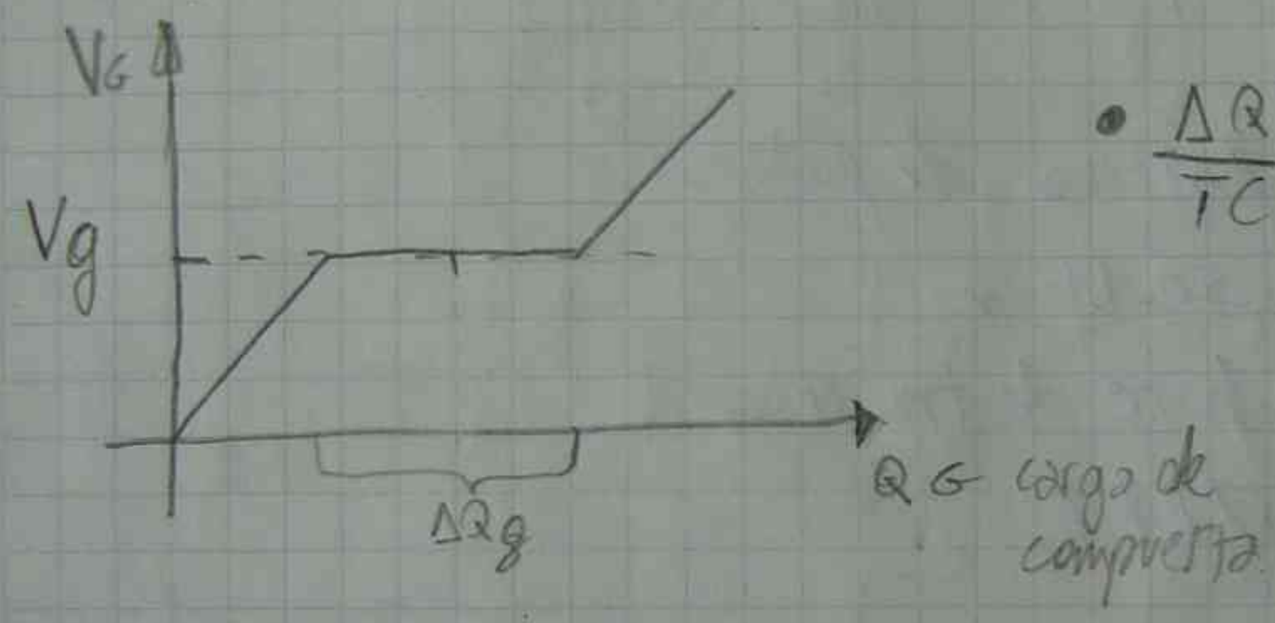
red snubber.

C(6.1) SOA



① Límite impuesto por resistencia de sat
② Límite por Max corriente
③ Límite por Max Pot disipada
④ Límite por VCE MAX.

C(6.2) Driver de base:

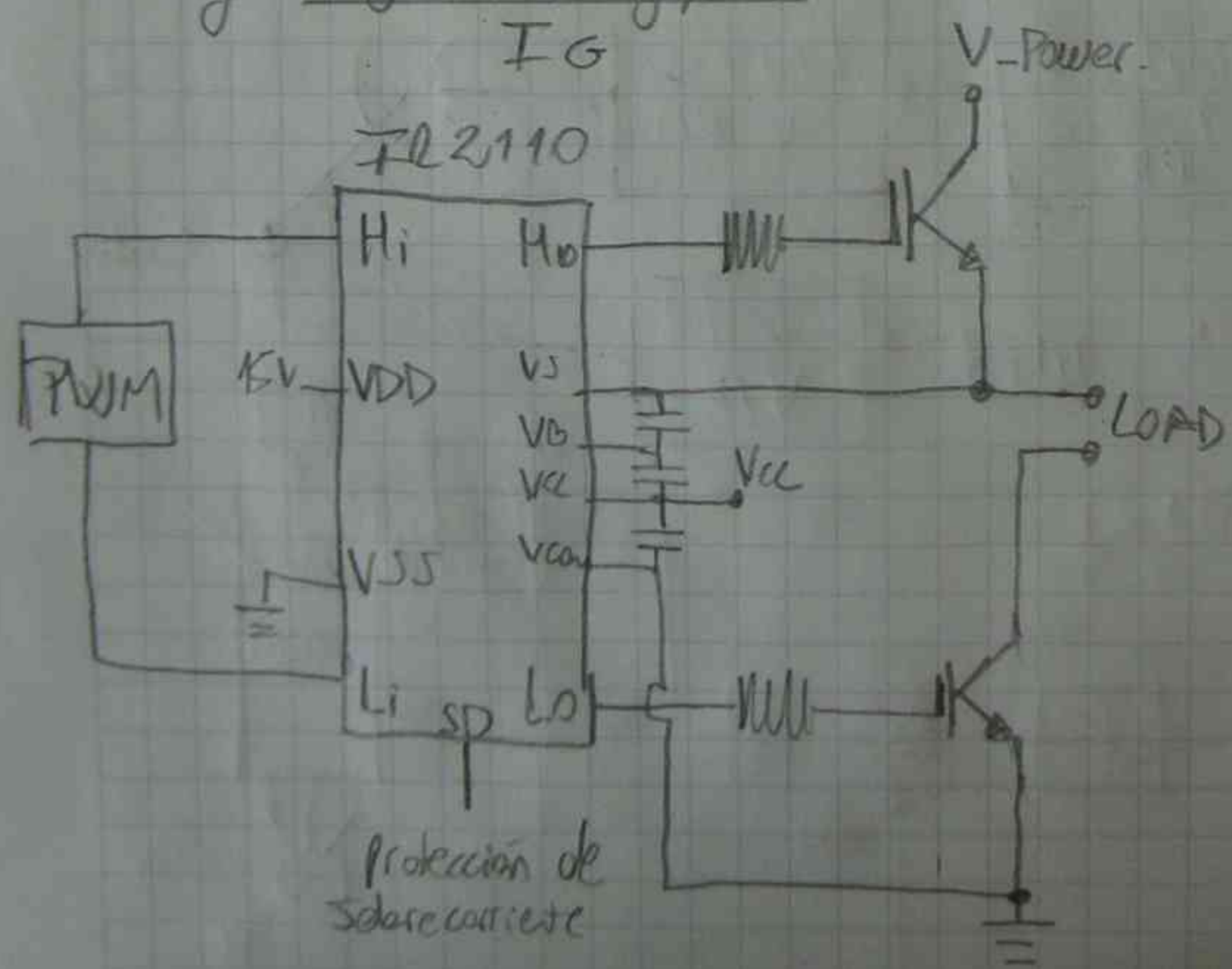


- $\frac{\Delta Q}{T_C} = I_G$

$T_C \geq t_{on} + t_{off}$

$T_C \geq (t_{on} + t_r) + (t_{off} + t_f)$

- $R_g = \frac{V_{g\,sat} - V_{g\,plata}}{I_G}$



INVERSORES

D) Diseño de un inversor trifásico para poder ser aplicado en un control escalar para un motor asíncrono por la técnica V/f con las siguientes características:

$V_{in} = 380\ V_{rms}$ 3 fases con neutro

$V_o = 380\ V_{rms}$ 3 fases sin neutro

$f_o = 0$ a $100\ Hz$ / $50\ Hz$ nominal.

D.1) Diagrama en bloques y circuito completo

D.2) Modulación SVPWM

D.3) Uso IGBT

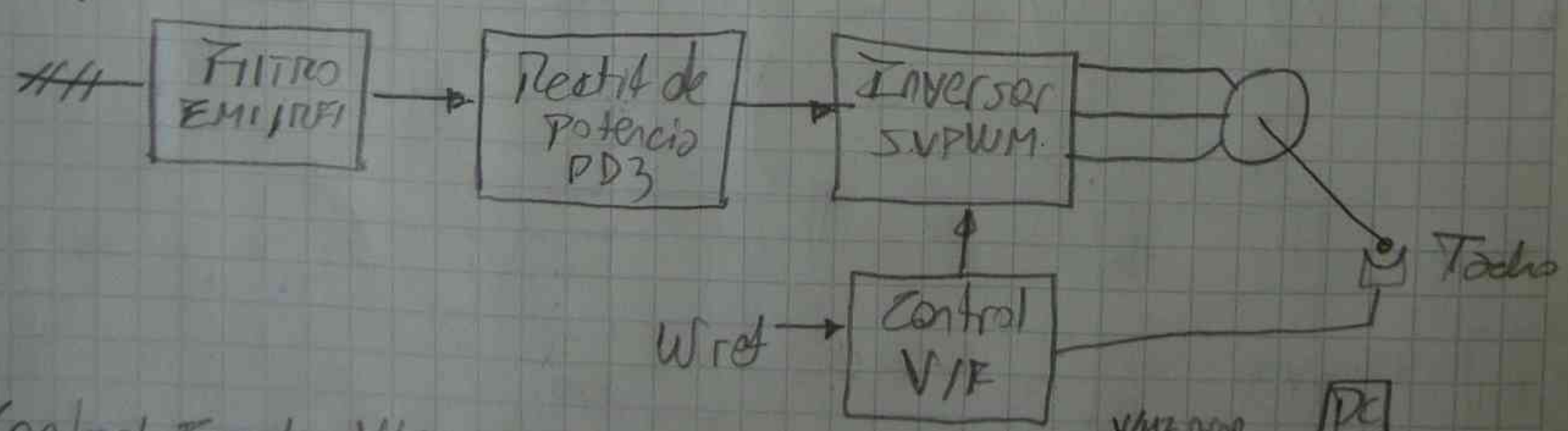
D.4) Selección de los dispositivos de potencia

D.5) Si es aplicable, red snubber

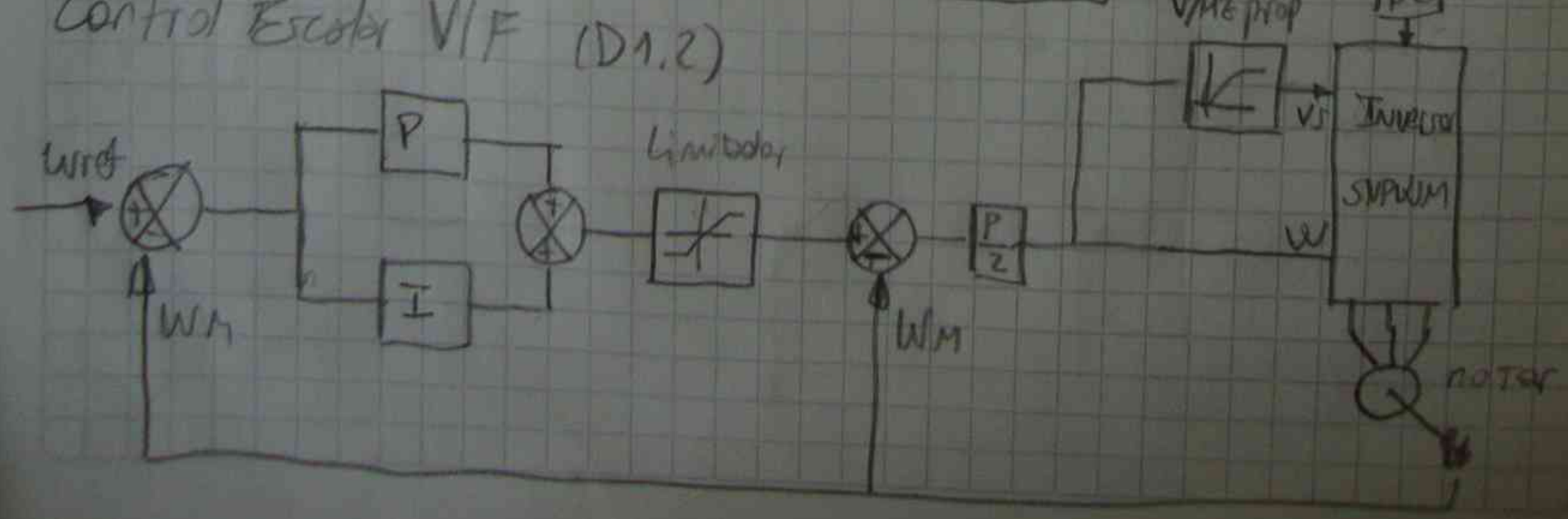
D.6) SOA y driver de base de transistor

D.7) Incluir filtro EMI/RFI.

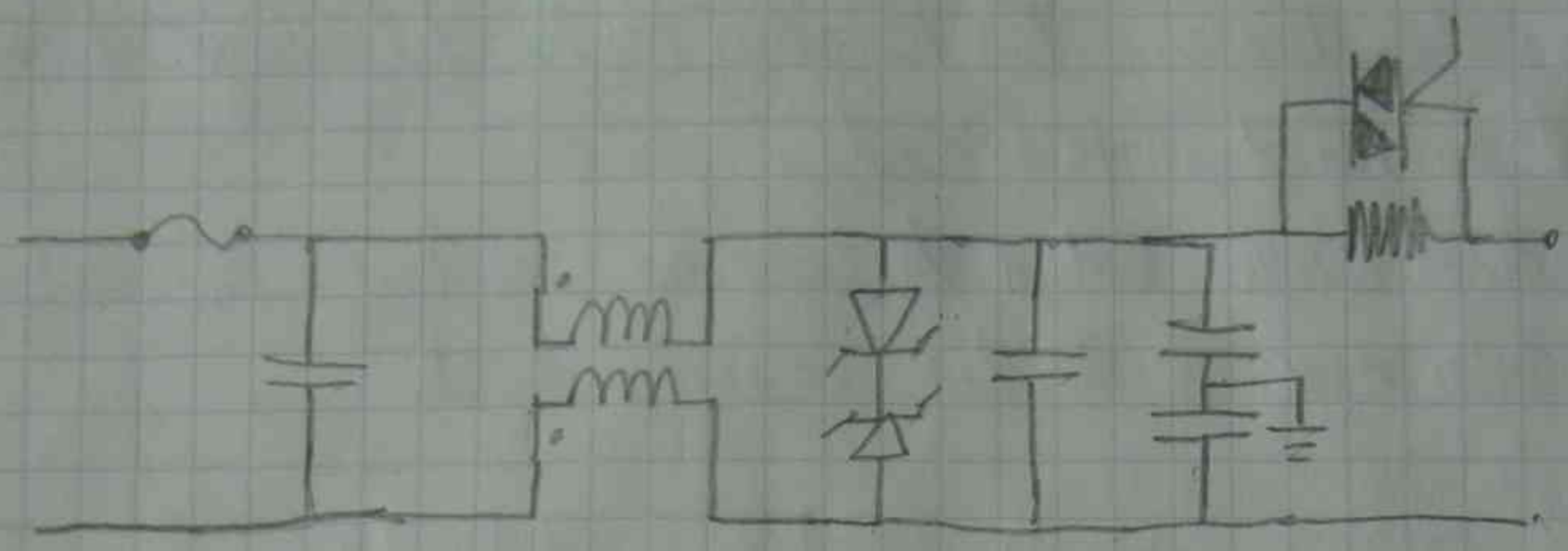
D.1)



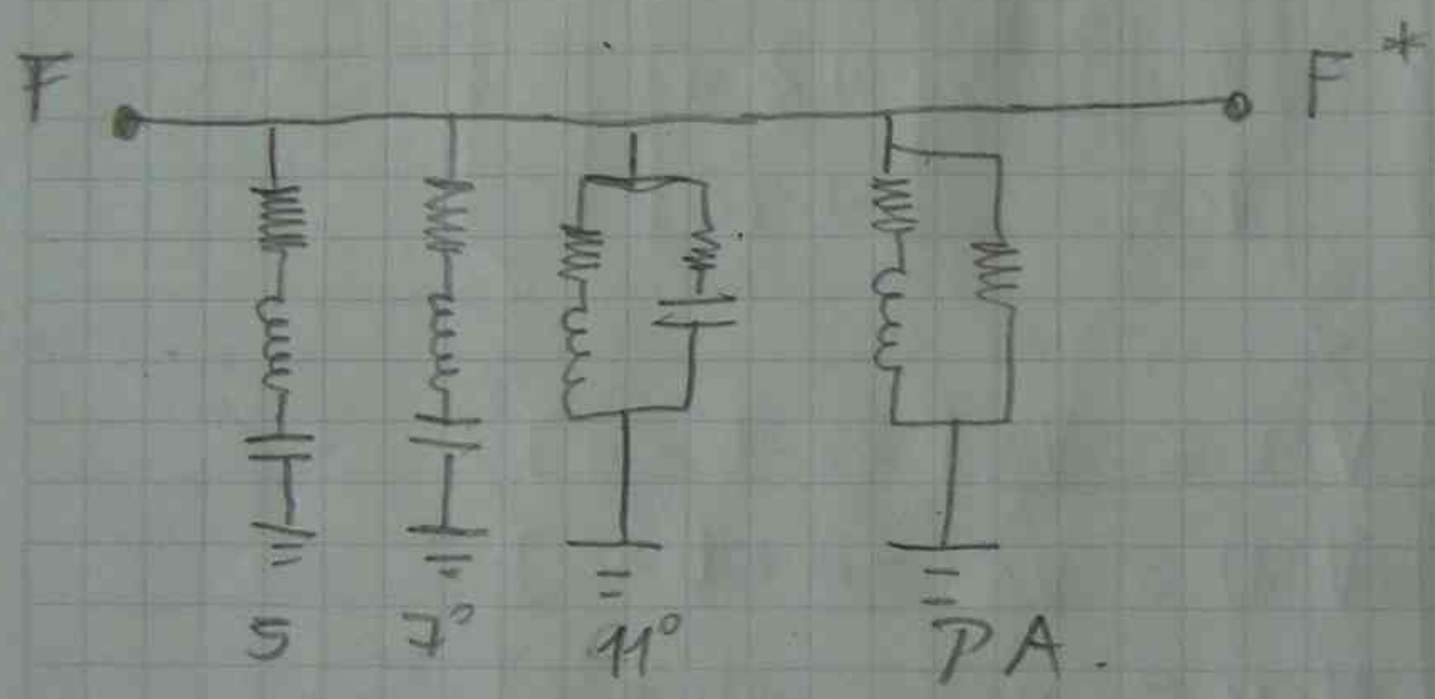
Control Escalar V/F (D1.2)



D.7) Filtro EMI

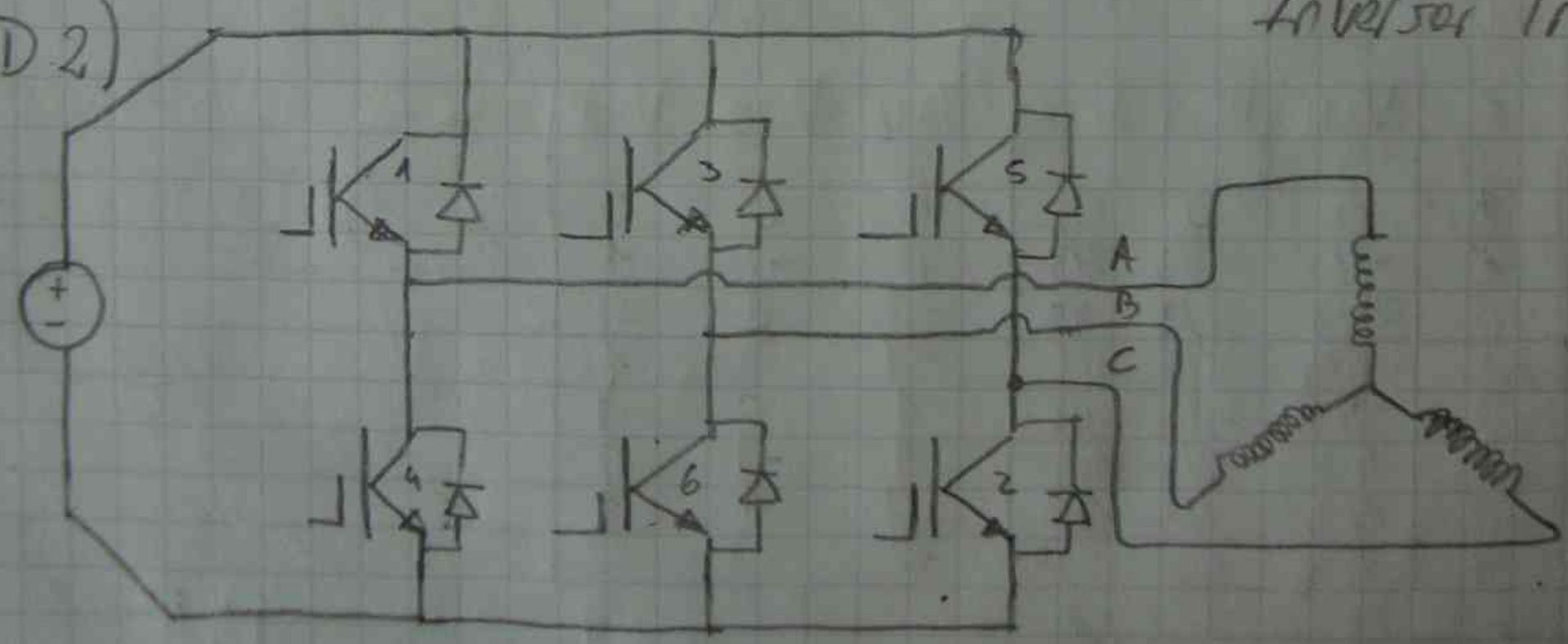


1x Fase



1x Fase

D.2) Inversor Trifásico.



SVPWM.

Se puede variar la tensión y la frecuencia de la señal, según la secuencia de conmutación. Este método disminuye el contenido armónico de la señal sintetizada.

Para lograr cualquier valor de tensión, se basa en combinaciones de las tensiones detenidas según la tabla.

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{in} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad / \quad \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{V_{in}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

$$V_{AB} = V_{in}\,[a - b] \qquad V_{AN} = \frac{V_{in}}{3}\,[2a - b - c]$$

$$V_{BC} = V_{in}\,[b - c] \qquad V_{BN} = \frac{V_{in}}{3}\,[-a + 2b - c]$$

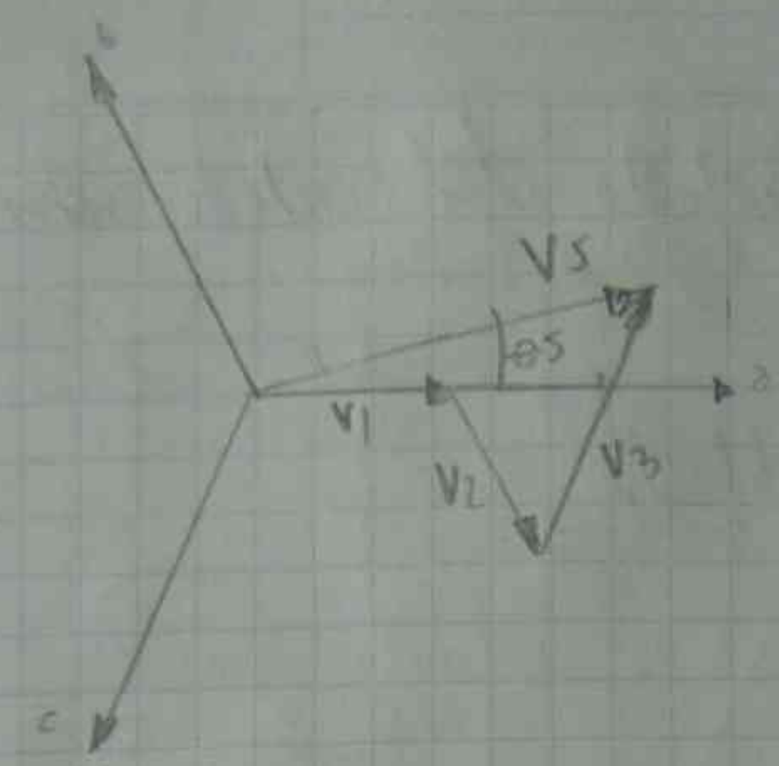
$$V_{CA} = V_{in}\,[c - a] \qquad V_{CN} = \frac{V_{in}}{3}\,[-a - b + 2c]$$

a	b	c	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
1	1	1	0	0	0	0	0	0

$$\bar{V_s}(t) = V_a(t)\, e^{j\phi} + V_b(t)\, e^{j\frac{2}{3}\pi} + V_c(t)\, e^{j\frac{4}{3}\pi}$$

120 240

$$\bar{V_s}(t) = \bar{V_1}(t) + \bar{V_2}(t) + \bar{V_3}\, t$$



$\bar{V}_S(0,0,0) = \bar{V}_0 = \emptyset$

$\bar{V}_S(0,0,1) = \bar{V}_1 = V_{in} \cdot e^{j\frac{4}{3}\pi}$

$\bar{V}_S(0,1,0) = \bar{V}_2 = V_{in} \cdot e^{j\frac{2}{3}\pi}$

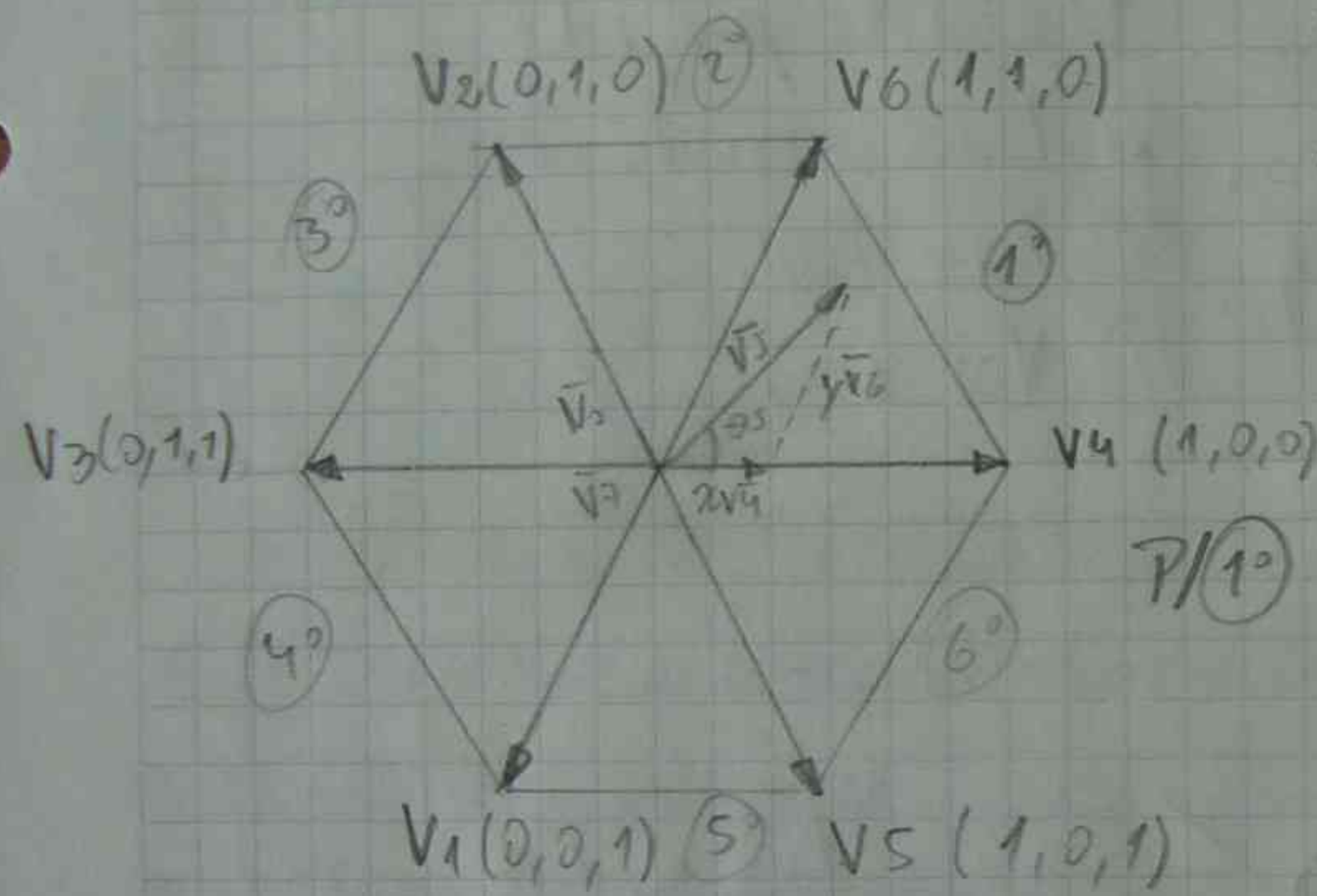
$\bar{V}_S(0,1,1) = \bar{V}_3 = V_{in} \cdot e^{j\pi}$

$\bar{V}_S(1,0,0) = \bar{V}_4 = V_{in} e^{j\emptyset}$

$\bar{V}_S(1,0,1) = \bar{V}_5 = V_{in} \cdot e^{j\frac{5}{3}\pi}$

$\bar{V}_S(1,1,0) = \bar{V}_6 = V_{in} \cdot e^{j\pi/3}$

$\bar{V}_S(1,1,1) = \bar{V}_7 = \emptyset$

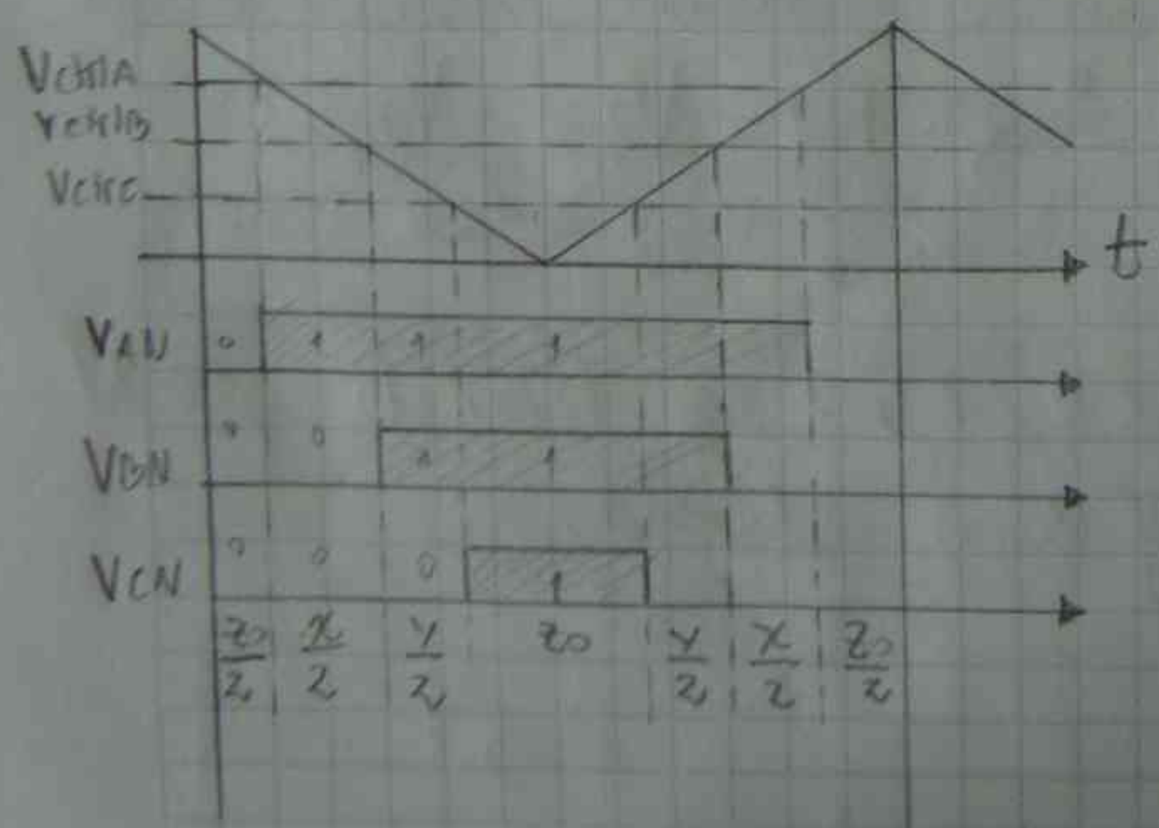


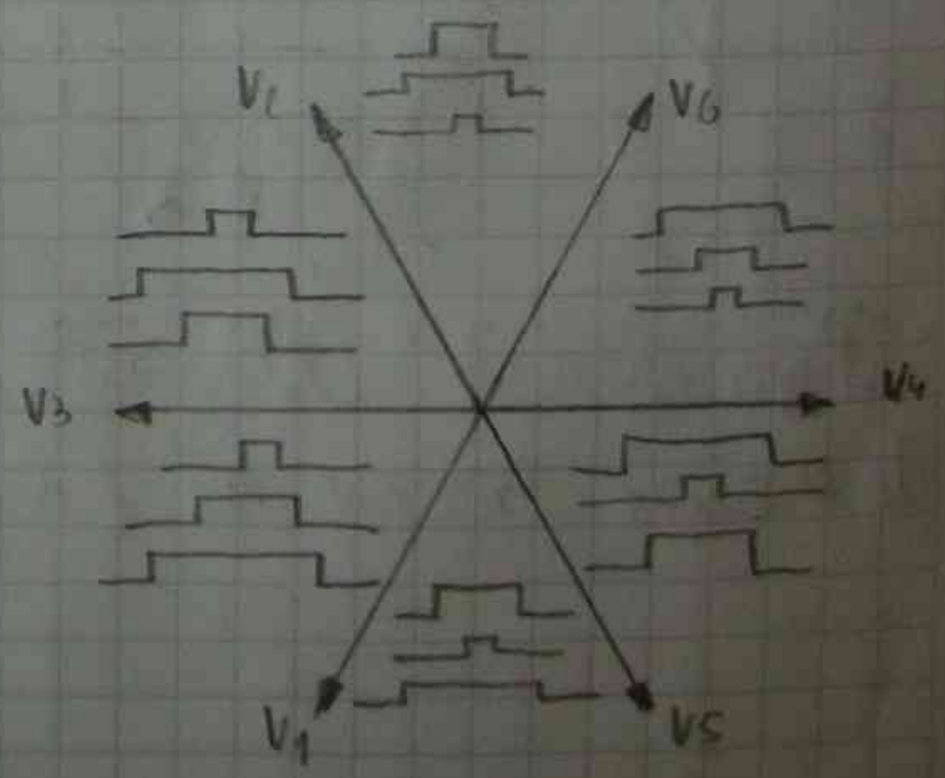
$V_S = |V_S| e^{j\theta_S}$

P/1° $\begin{cases} V_S = \frac{1}{T_S}\left(x T_S \bar{V}_4 + y T_S \bar{V}_6 + z T_S \emptyset\right) \\ V_S = x\bar{V}_4 + y\bar{V}_6 \end{cases}$

$x + y + z = 1$

• $x = \frac{\hat{V}_S}{V_4}\left(\cos\theta_S - \frac{\operatorname{sen}\theta_S}{\sqrt{3}}\right)$; $y = \frac{\hat{V}_S}{V_6} \cdot \frac{2}{\sqrt{3}} \operatorname{sen}\theta_S$





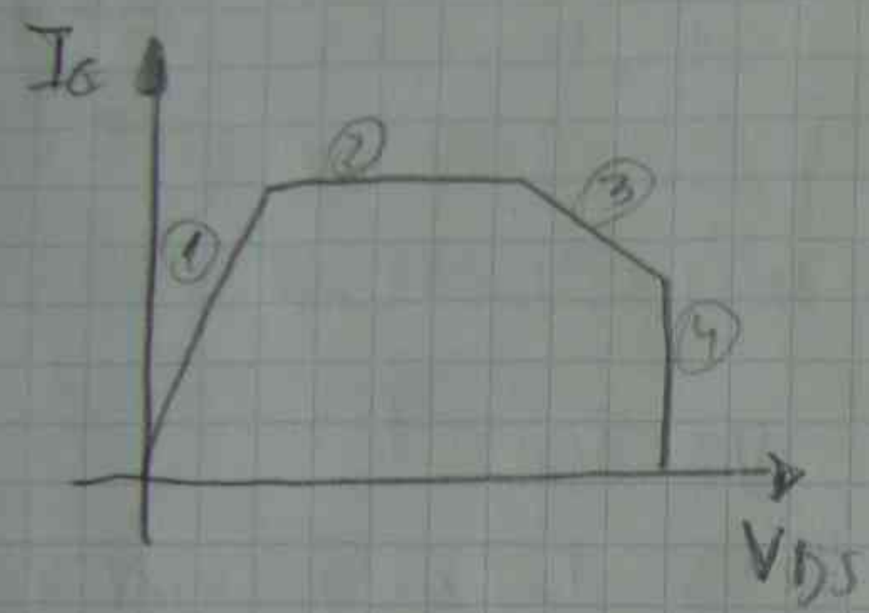
D4) $V_{BR\,CE} > V_{in_max}$

$V_{CES} > 537{,}4$ → salida del rectificador PD3 con capa de filtro.

$I_{CEmax} > I_o$

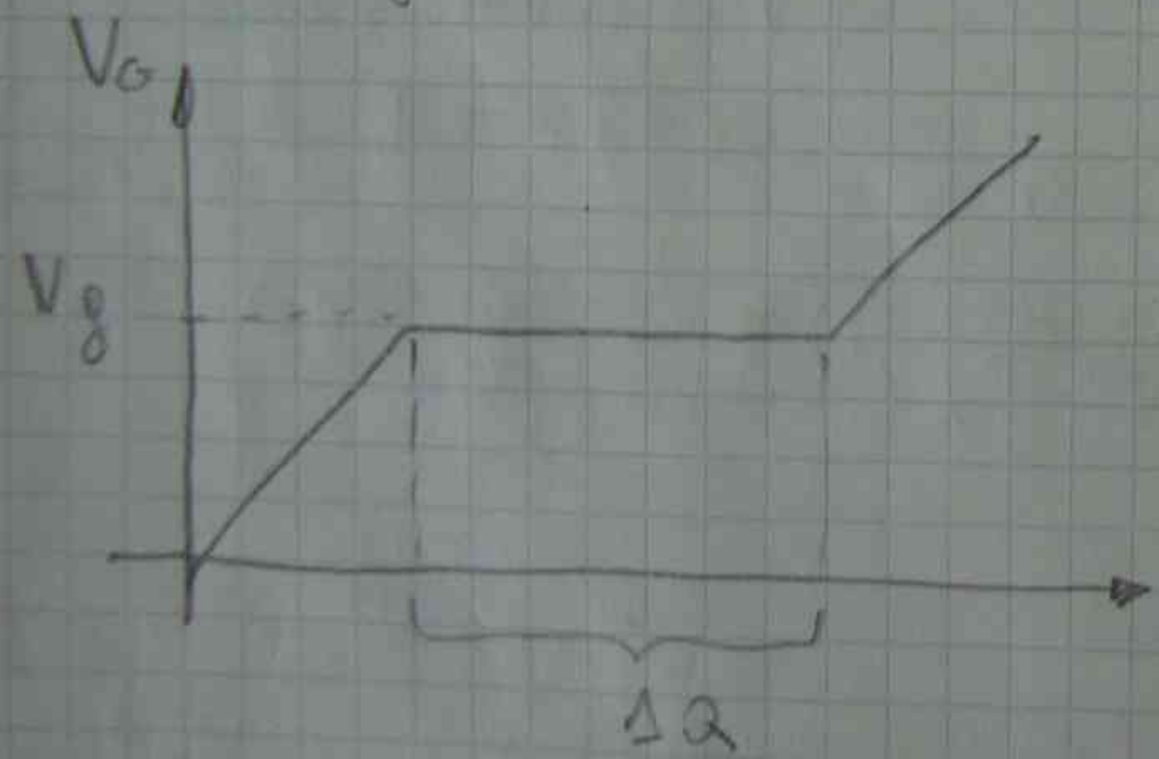
D.5) No aplico red Snubber.

D.6) SOA



① Limite por rds
② Max corriente
③ Max Pow.
④ V_{DS} Max.

De la hoja de datos:



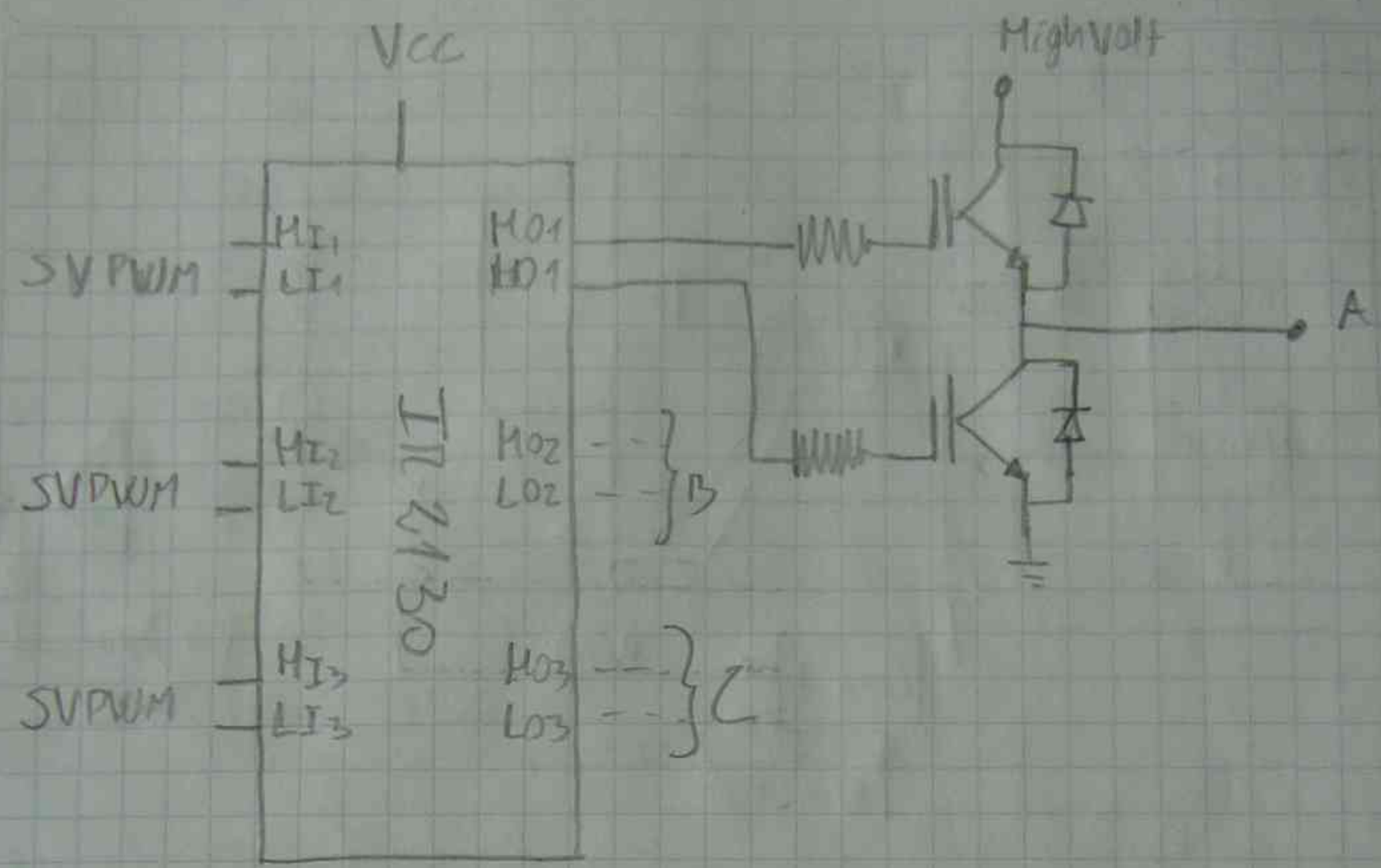
$$\frac{\Delta Q}{T_C} = I_G$$

$$T_C \geq (t_{on} + t_r) + (t_{off} + t_f)$$

$$R_g = \frac{V_{gsat} - V_{g\,plat}}{I_G}$$

Para driver usamos un IR2130, si tiene la capacidad de manejar tres canales (Alto y Bajo) independiente.

→



PRACTICO MOTORES DE CC

E.1) Diseño de un control de velocidad para un motor de CC clase C

E.2) Circuito de aplicación

E.3) Lazo cerrado de ctrl de velocidad

E.4) Utilizar tecnica de conmutación adecuada y justificar

E.5) Utilizar transistores mas apropiados. y justificar

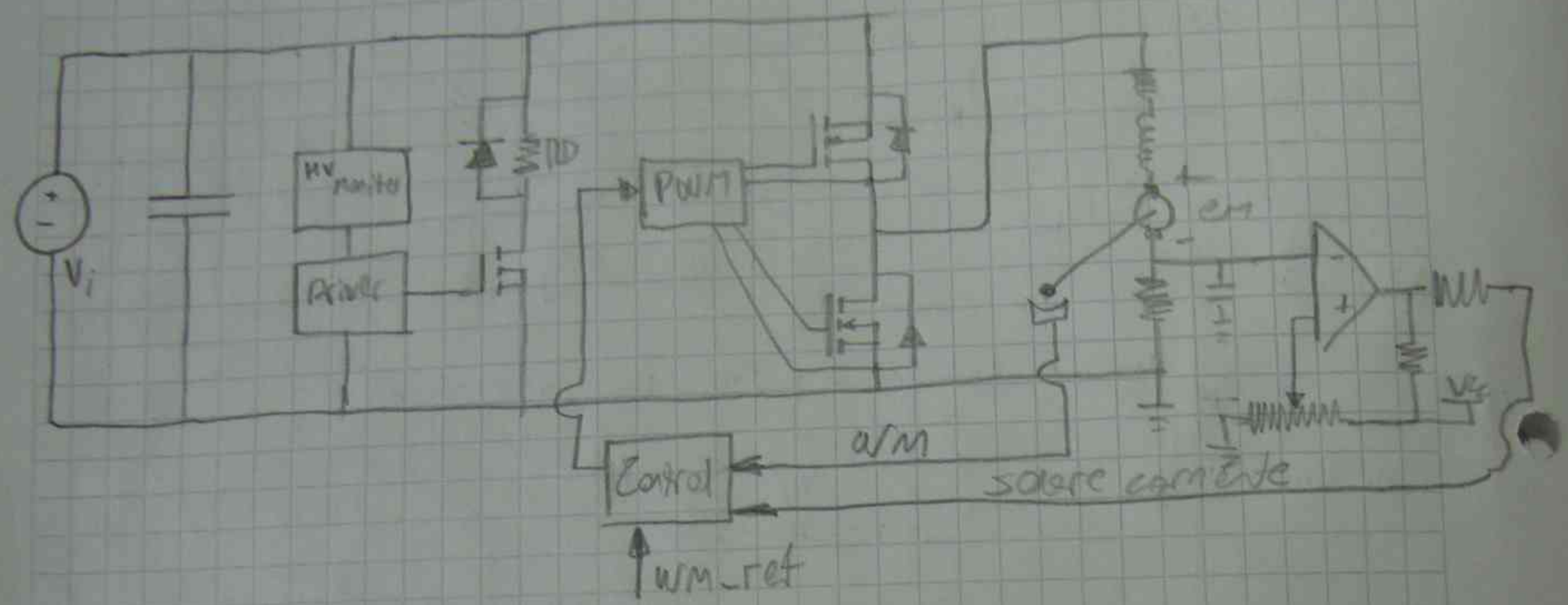
E.6) Si es aplicable, red snubber

E.7) Driver de base y SOA

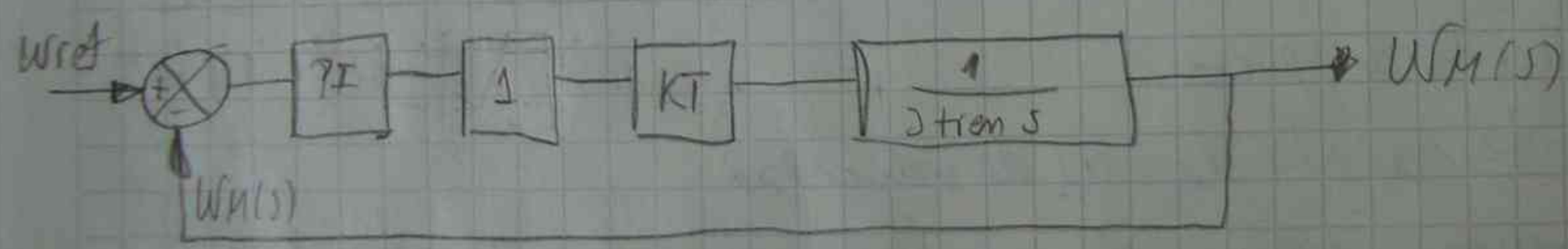
E.8) Protección sobrecorriente

→

E1, E2)



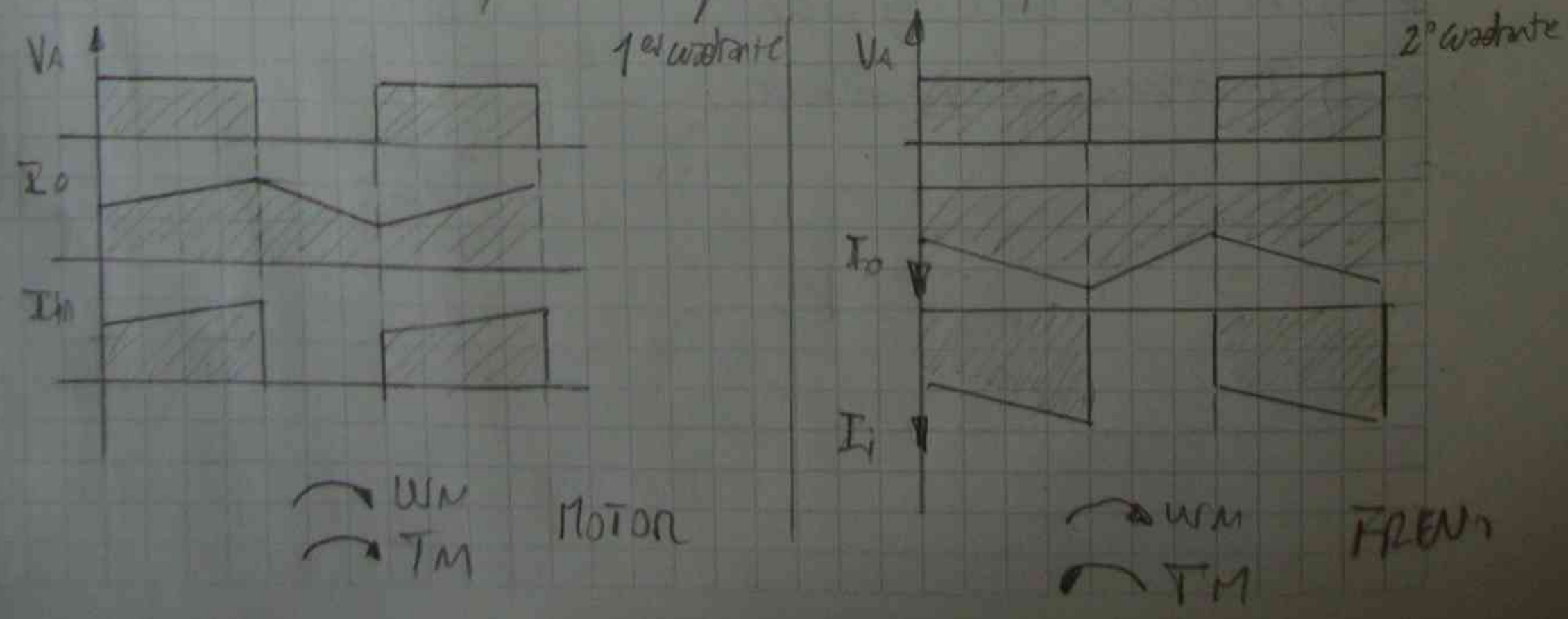
E3) Lazo de velocidad PI CC.

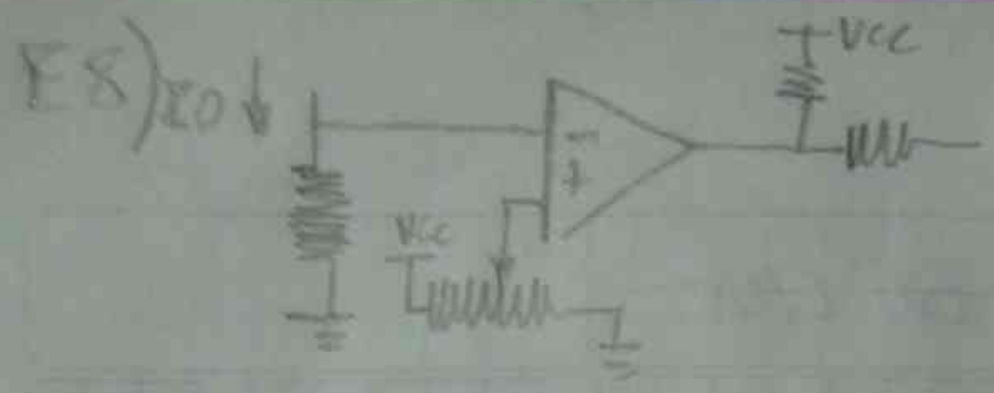


$$G_{\Omega(OL)} = \frac{K_{i\Omega} \cdot K_T}{J_{trom}} \cdot \frac{1}{s^2}\left(1 + \frac{s}{K_{i\Omega}/K_{pe}}\right)$$

Ancho de banda aprox 100Hz

E4) Usamos CCM para no perder torque.



E8) 

=> PROTECCION x sobre corriente

E5) Utilizamos MOSFET

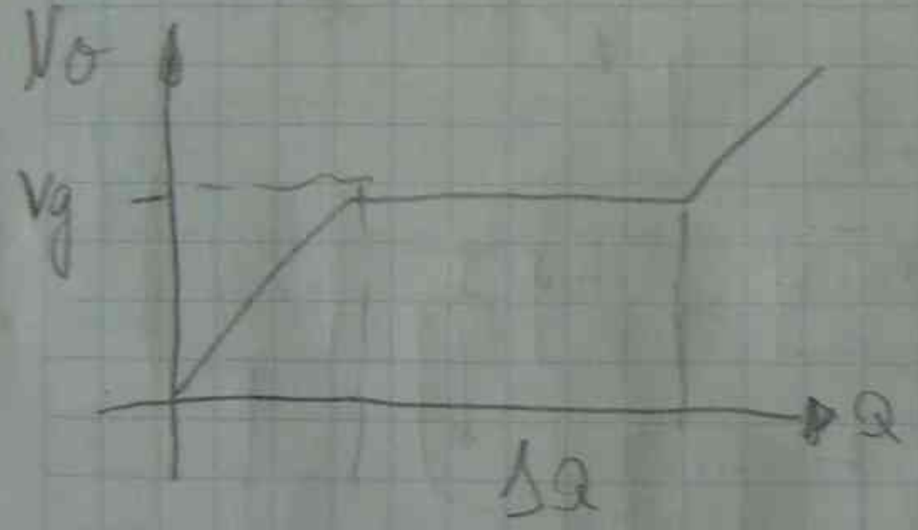
- Poseen velocidad de respuesta
- soporta la corriente requerida -> P/Motores de mediana potencia
- Facil implementación del Driver

$$V_{DS\,max} > V_{in\,max}$$

$$I_{DS_max} > \frac{V_A - e_M}{R_A} + \left[I_{L\,min} - \frac{V_A - e_M}{R_A} \right] e^{-t_{on}/\tau_{dA}}$$

E6) No aplica red snubber.

E7) Drive de base:

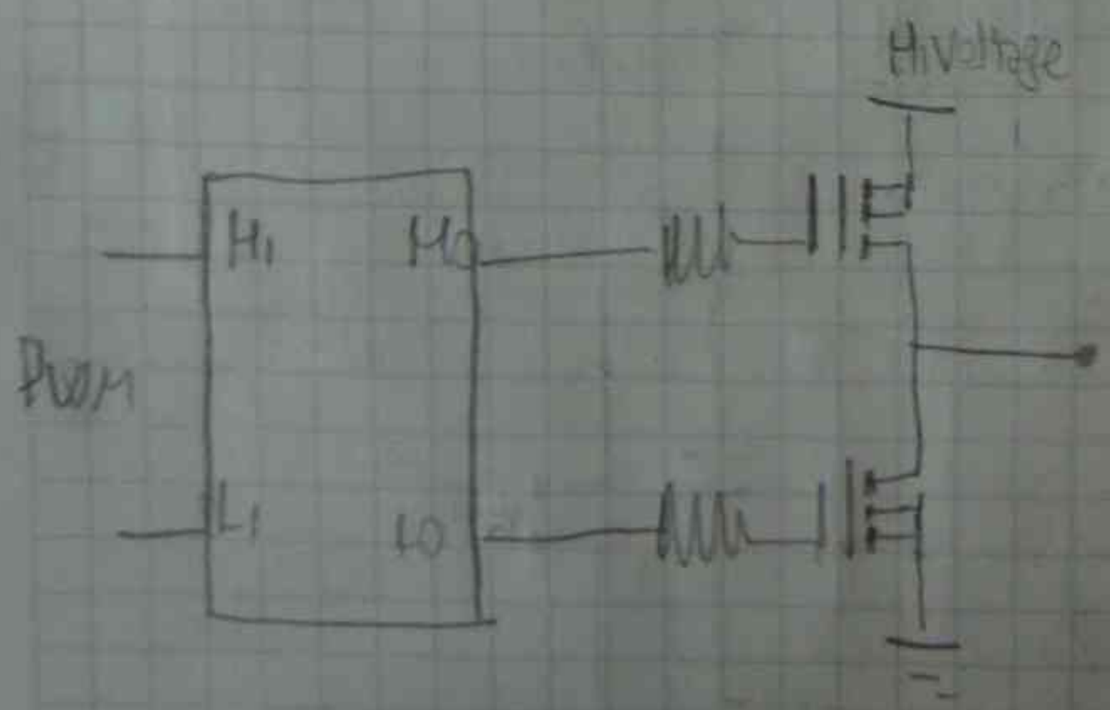


$$\bar{I}_g = \frac{\Delta Q}{T_c}$$

$$T_c \geq (t_{on} + t_r) + (t_{off} + t_f)$$

$$R_g = \frac{V_{Gest} - V_{g\,plato}}{I_g}$$

- Usamos el IR2110



PRACTICO UPS

Diseñar un inversor para un UPS ON LINE

$V_{in} = 380$ rms c/neutro

$V_{out} = 220$ rms

$I_{out} \Rightarrow$ 50Hz nominal, enganchado con la red.

A) Diagrama en bloques del circuito completo.

B) Circuito de control, análisis en c/etapa.

C) Usar SPWM

D) Propuesta de una lógica de funcionamiento en bloques

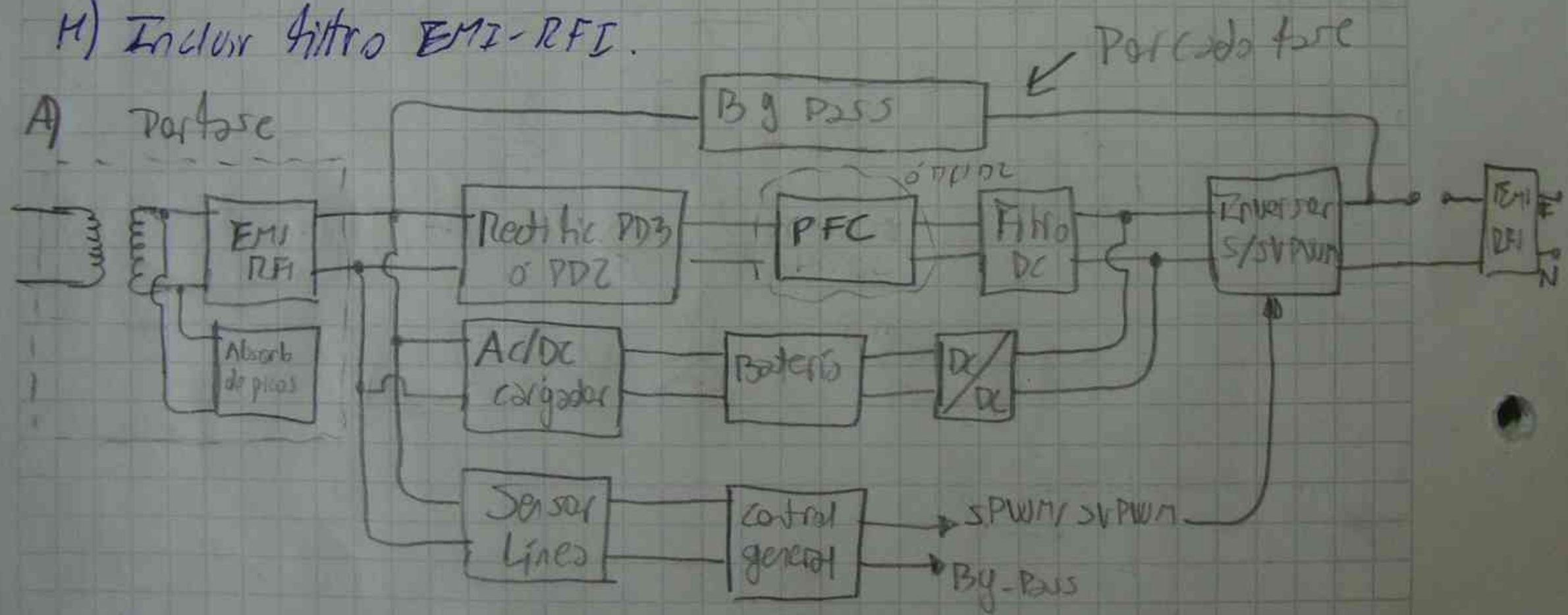
E) Usar IGBT

F) Selección de los dispositivos de potencia

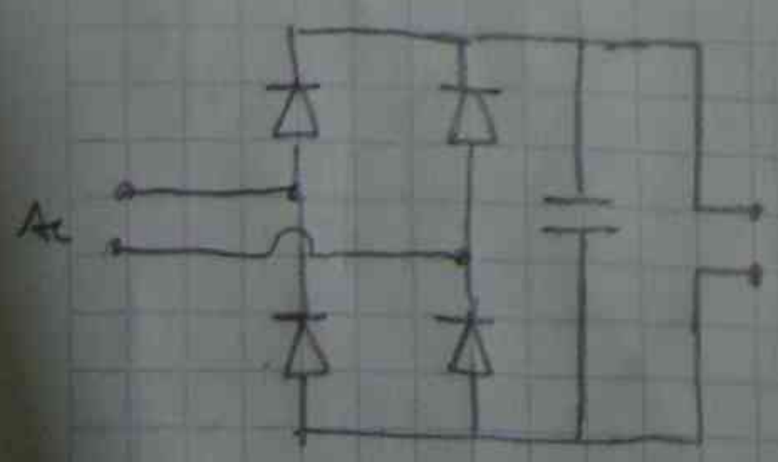
G) SOA + Driver de base

H) Incluir filtro EMI-RFI.

A) Parte



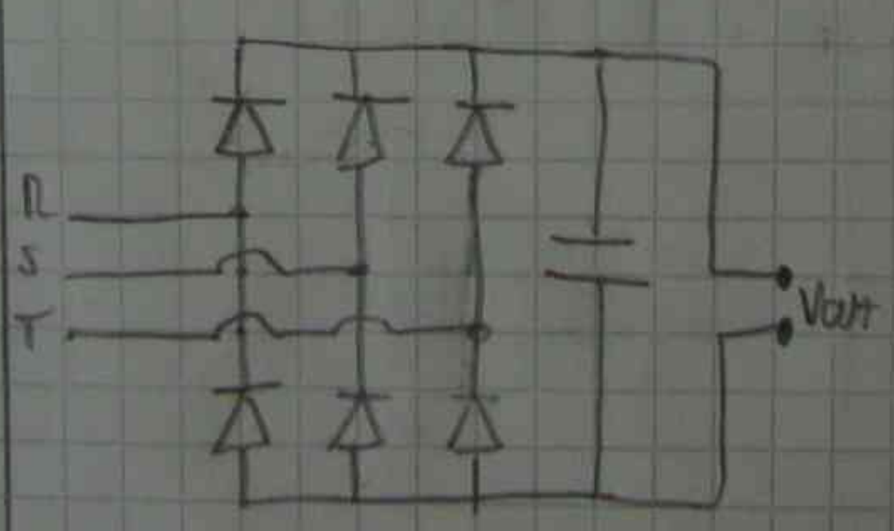
B y D) PD2



$V_{out} = \sqrt{2}\ 380 = 537V$

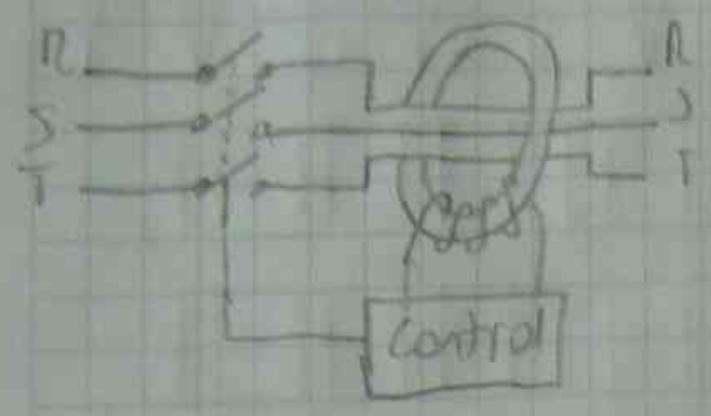
$V_{out} = \sqrt{2}\ 220 = 311V$

PD3

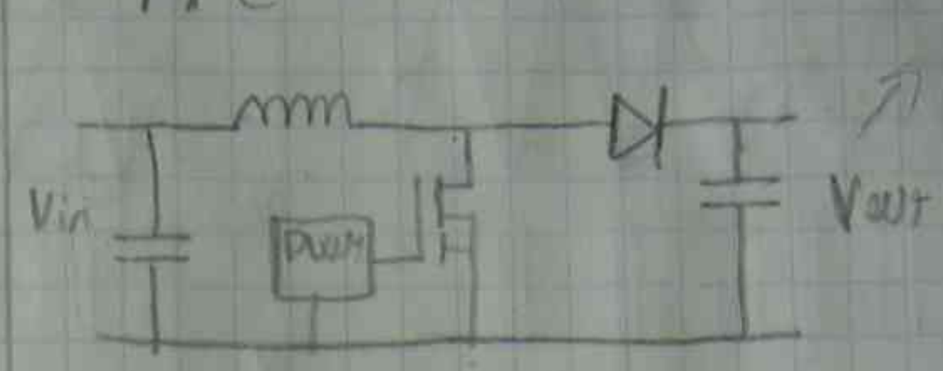


$V_{out} = \hat{V}_{in} = V_{LL_rms}\sqrt{2} = 380\sqrt{2} = 537{,}4V$

- Sensor de línea

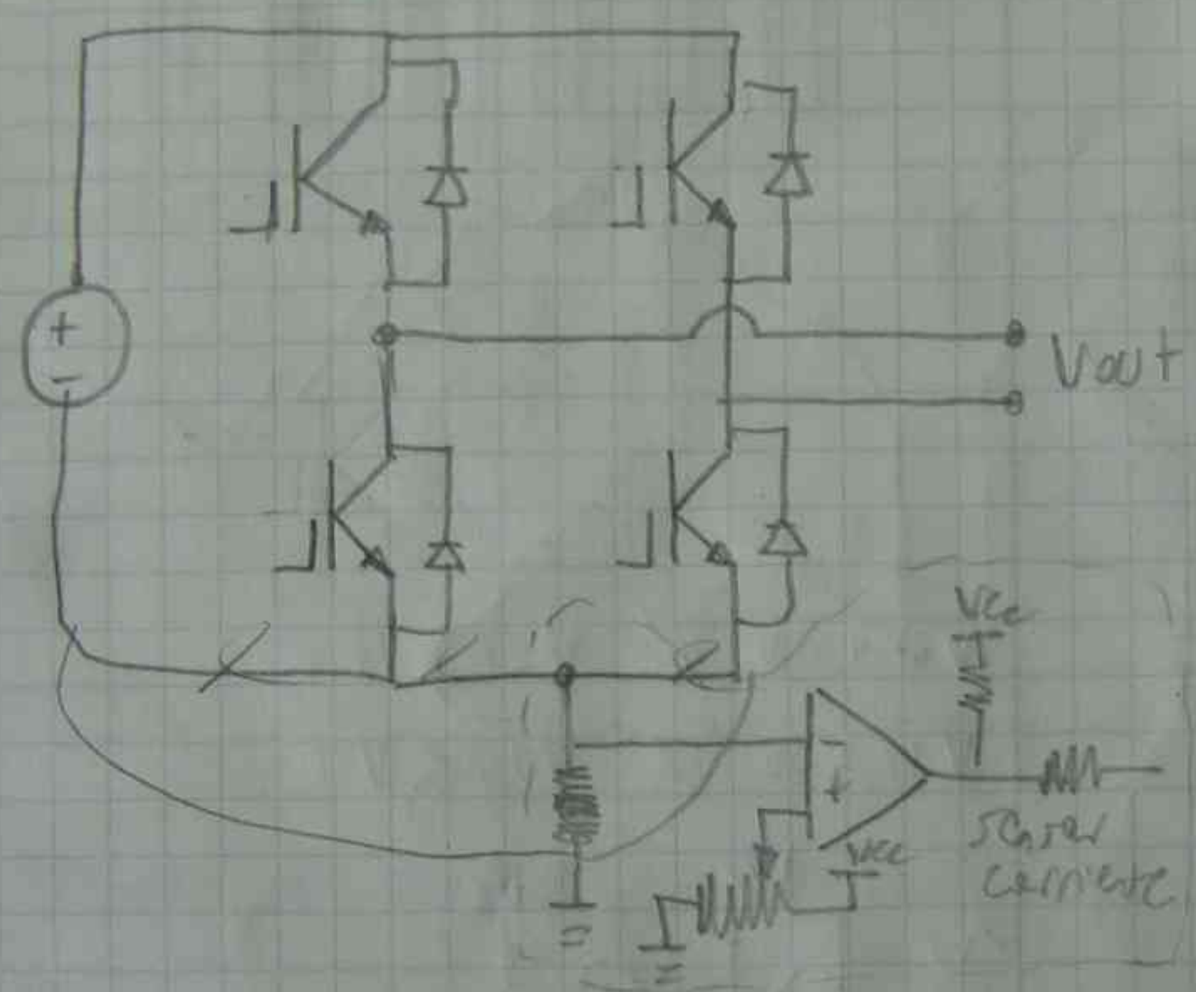


PFC

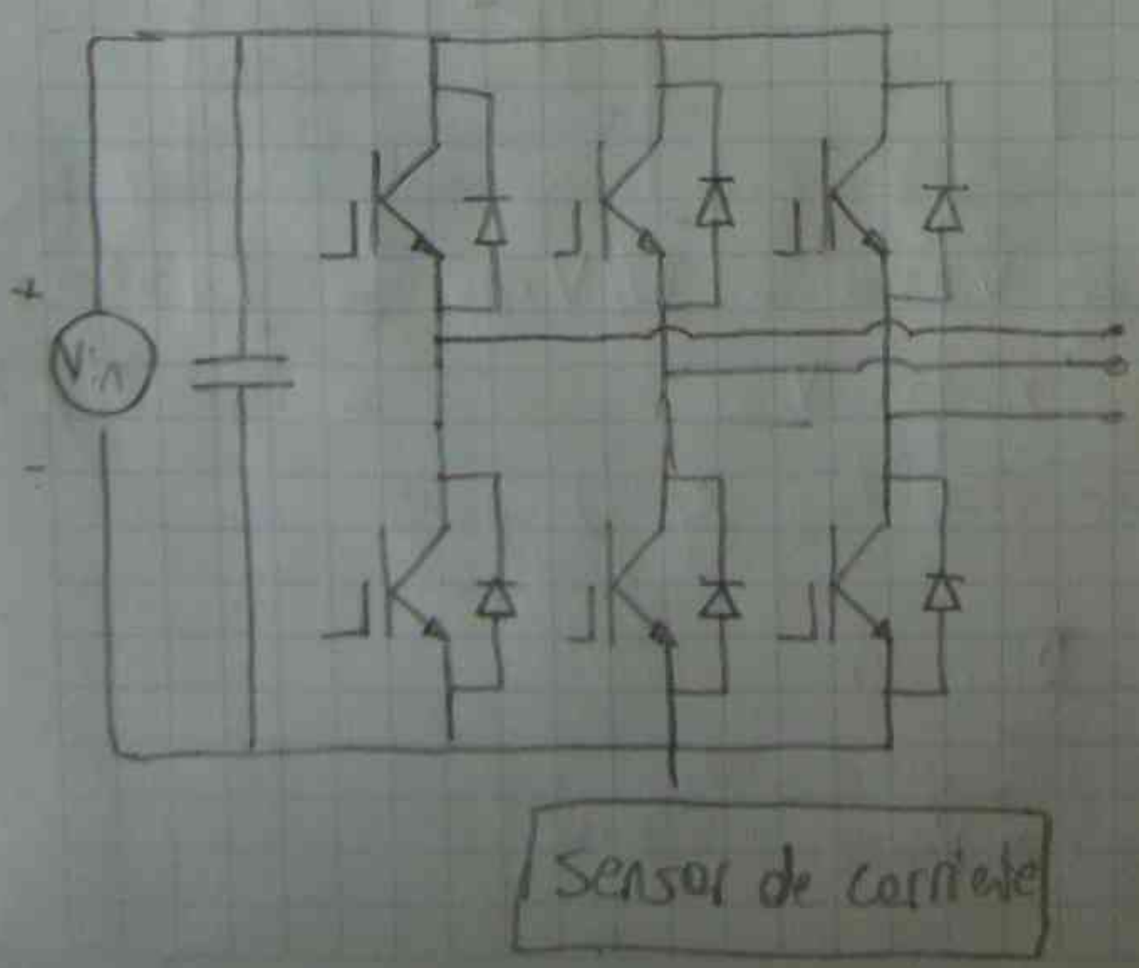


Si fuera trifásica, iría un Flyback

- Inversor Monofásico (usar IGBT)

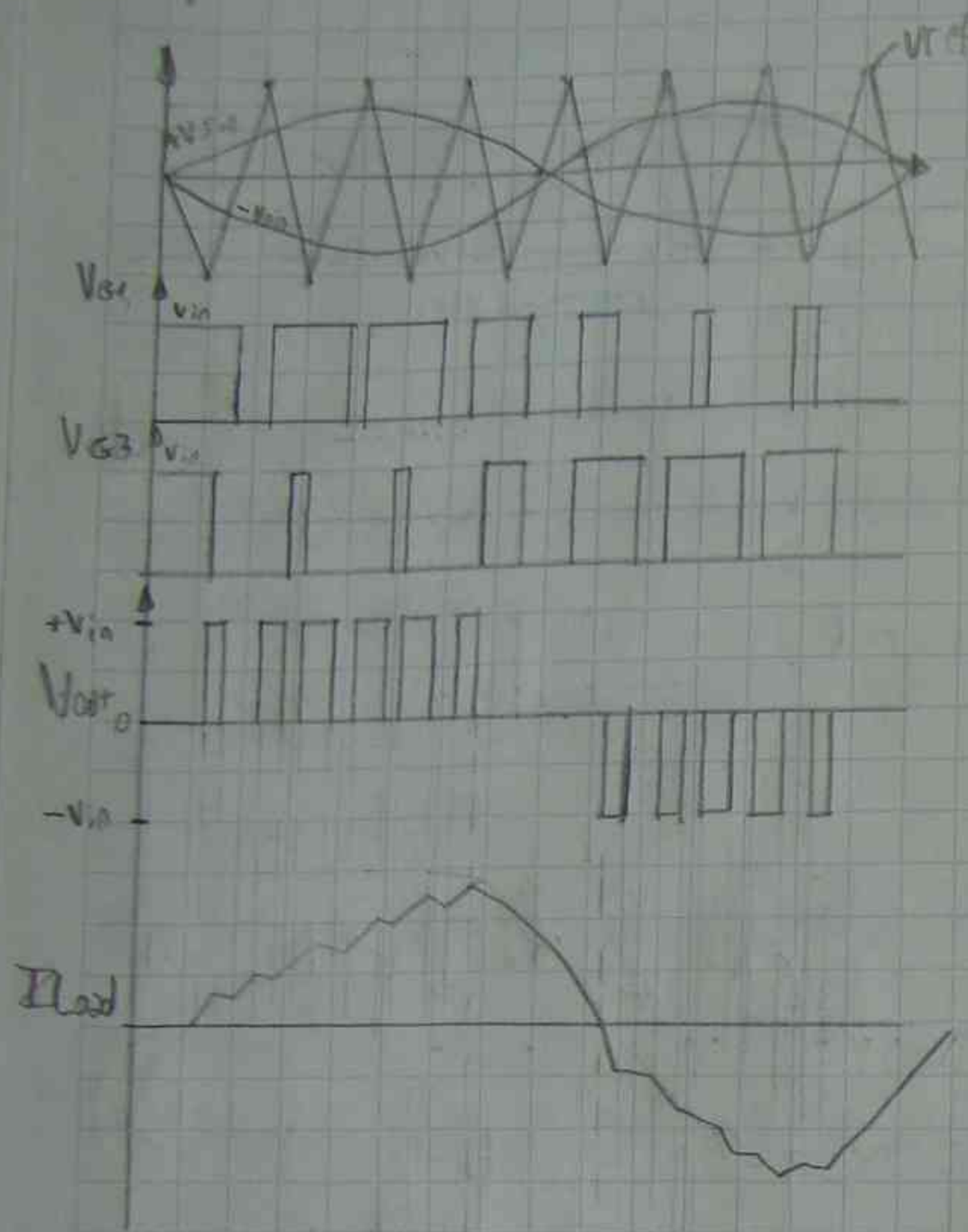


- Inversor Trifásico:

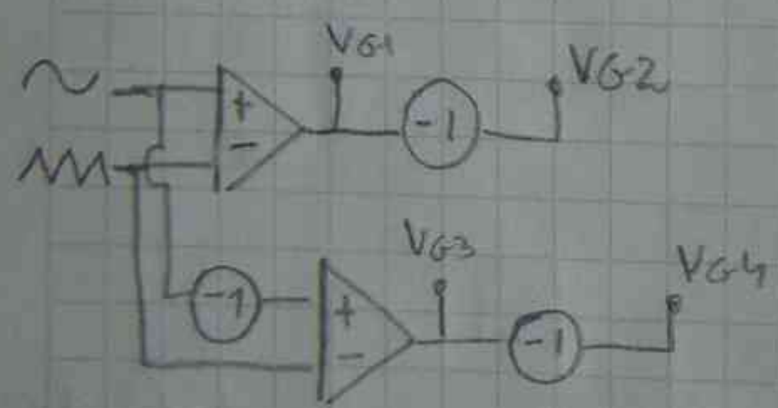


1 3
2 4

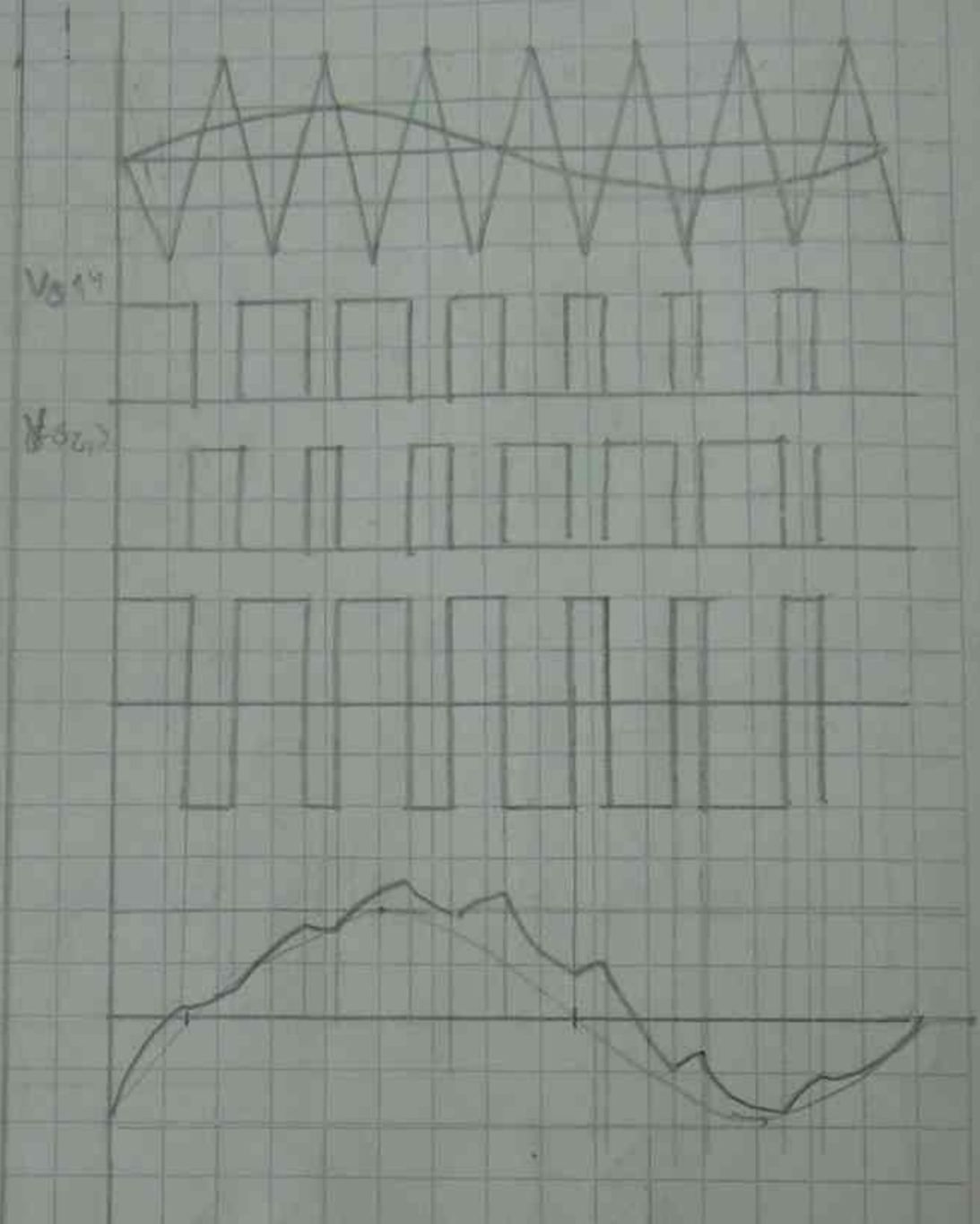
c) SPWM UNIPOLAR



VG1 ON P/ Vsin > Vtri
VG2 ON P/ Vsin < Vtri
VG3 ON P/ −Vsin > Vtri
VG4 ON P/ −Vsin < Vtri

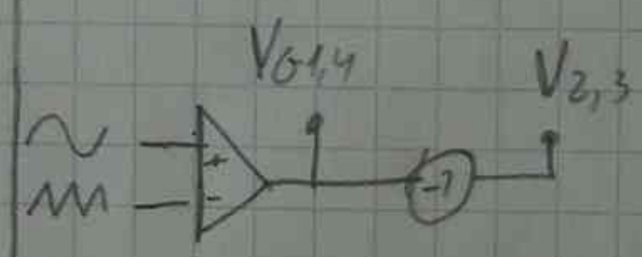


SPWM BIPOLAR



VG1,4 ON P/ Vsin > Vtri

VG2,3 ON P/ Vsin < Vtri

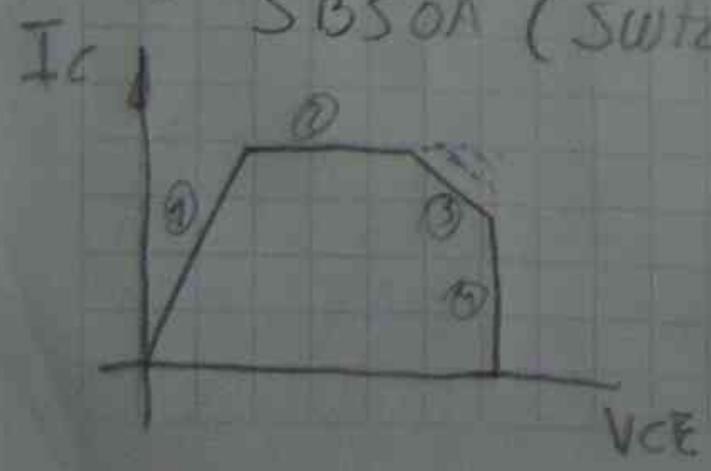


E, F) $V_{CES} \geq V_{in-max}$ → $V_{in\,max} = \sqrt{2}\, V_{in\,RMS} = \sqrt{2}\,380 = 537{,}4$

$= \sqrt{2}\,220 = 311{,}12$

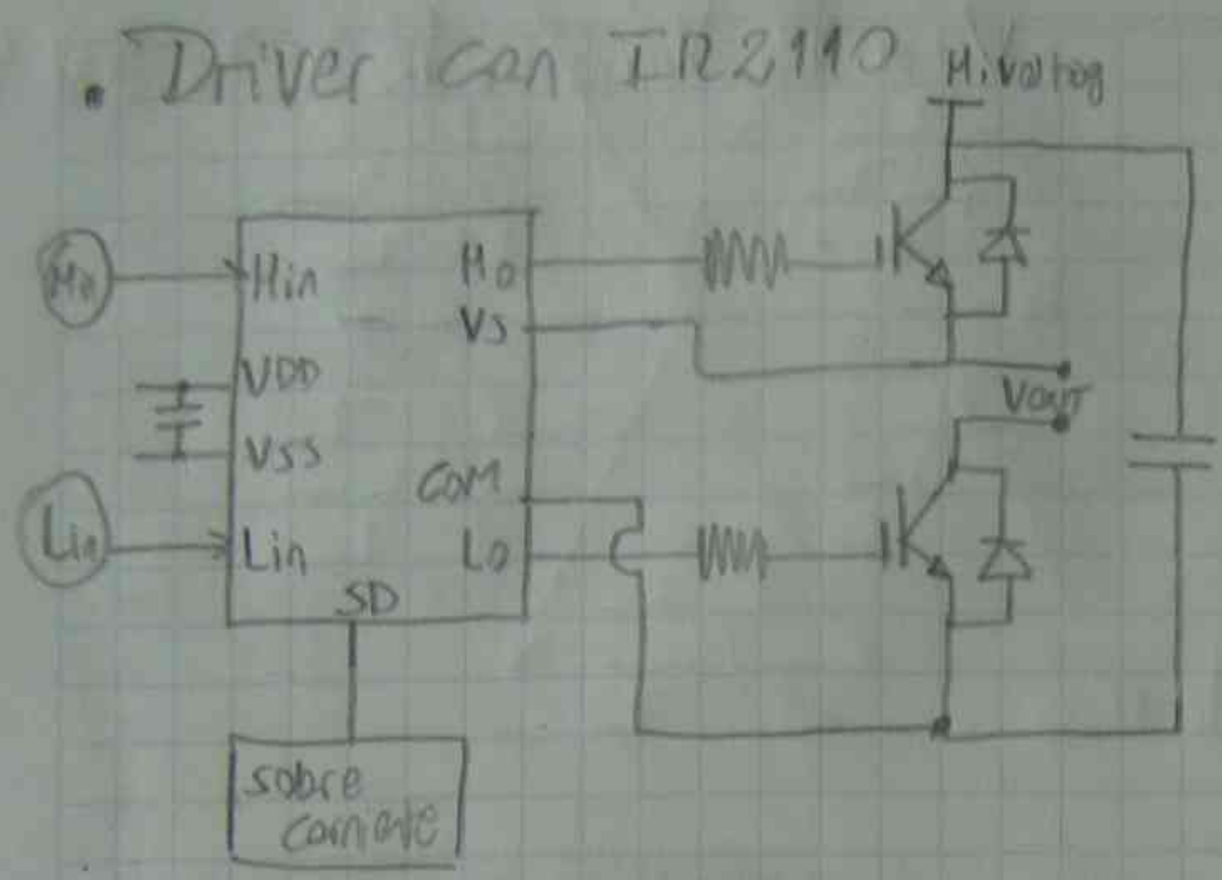
Valores típicos para los IGBT ≈ 1200 V V_{CES}

G) FBSOA (Foward Biased Safe Operation Area)
SBSOA (Switching " " " ")



1. Debido a RDS(ON)
2. Debido Imax
3. Debido a Max pot disipada
4. Max VCES o $V_{BR\,CES} = V_{CEMAX}$

• Driver con IR2110



Si usamos PWM bipolar:

• Marian falta de configuraciones iguales donde:

$H_{in1} = V_{g1}$, $L_{in1} = V_{g2}$

$H_{in2} = V_{g3}$, $L_{in2} = V_{g4}$

pero: $V_{g1} = V_{g4}$ ∴ $H_{in1} = L_{in4}$

∴ $V_{g3} = V_{g2}$ ∴ $H_{in2} = L_{in1}$

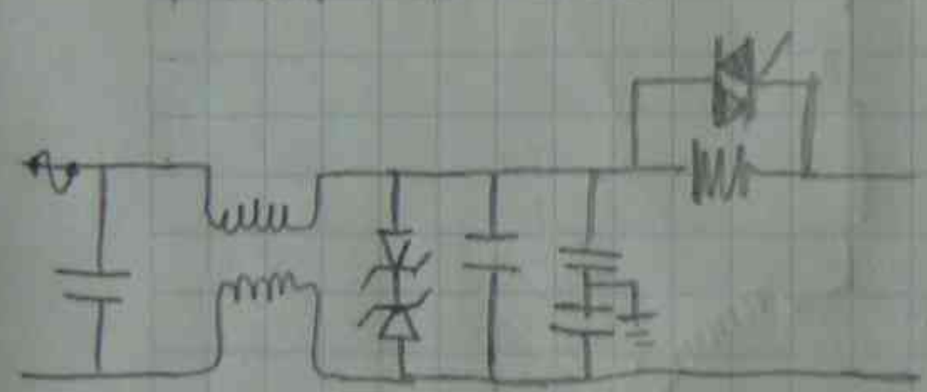
Si usamos PWM unipolar

. También harían 2 config iguales

$H_{in1} = V_{g1}$; $L_{in1} = V_{g2}$

$H_{in2} = V_{g3}$; $L_{in2} = V_{g4}$

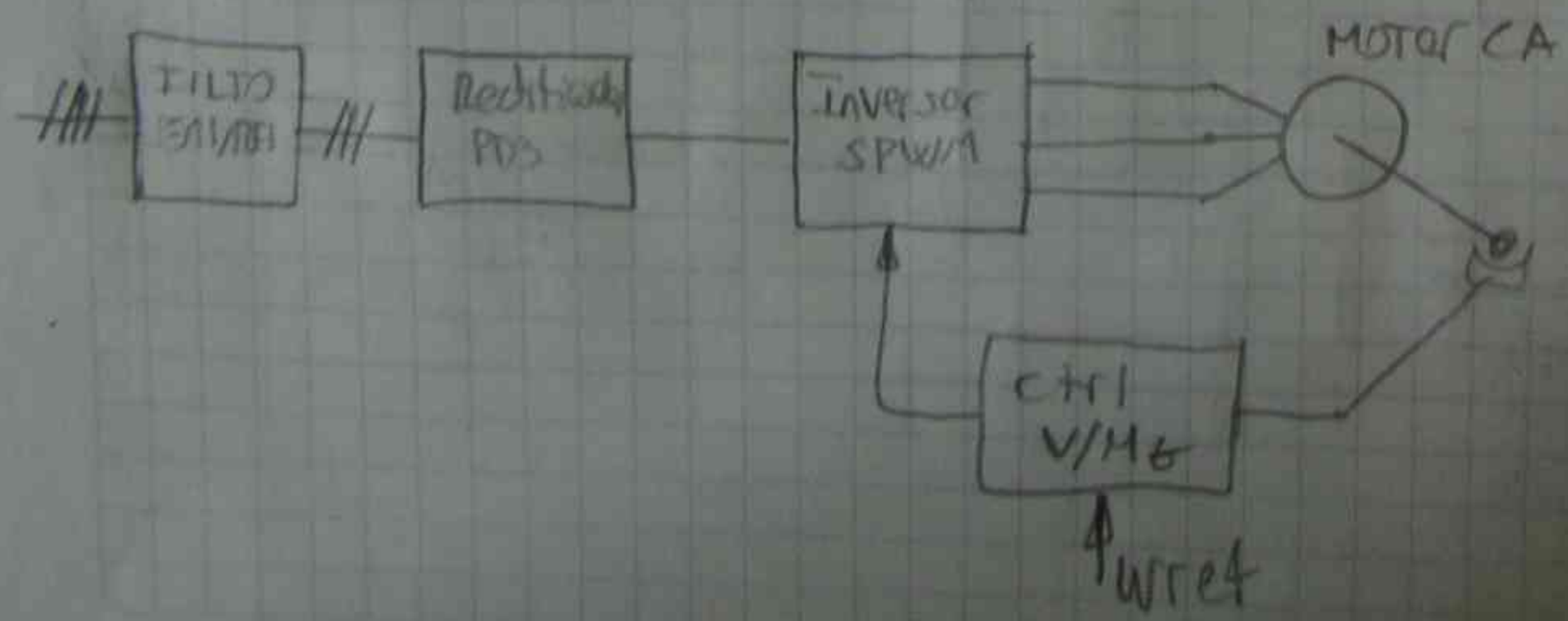
Filtro EMI/RFI



PRACTICO MOTOR CA:

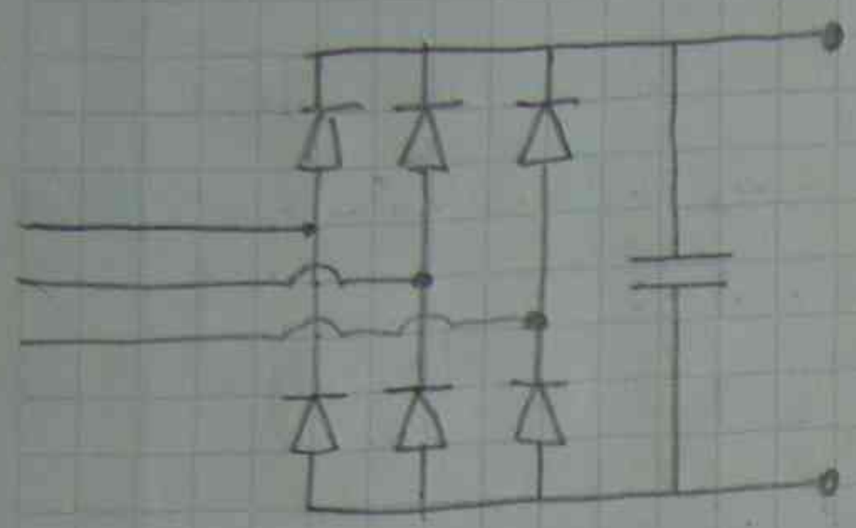
Diseño de control escalar V/Hz por SVPWM de un motor de inducción

A) SOA
B) Sobrecorriente
C) Protección de fallo alimentación
D) Desventajas de este control
E) Si aplico red SNUBBER
G) Driver inversor

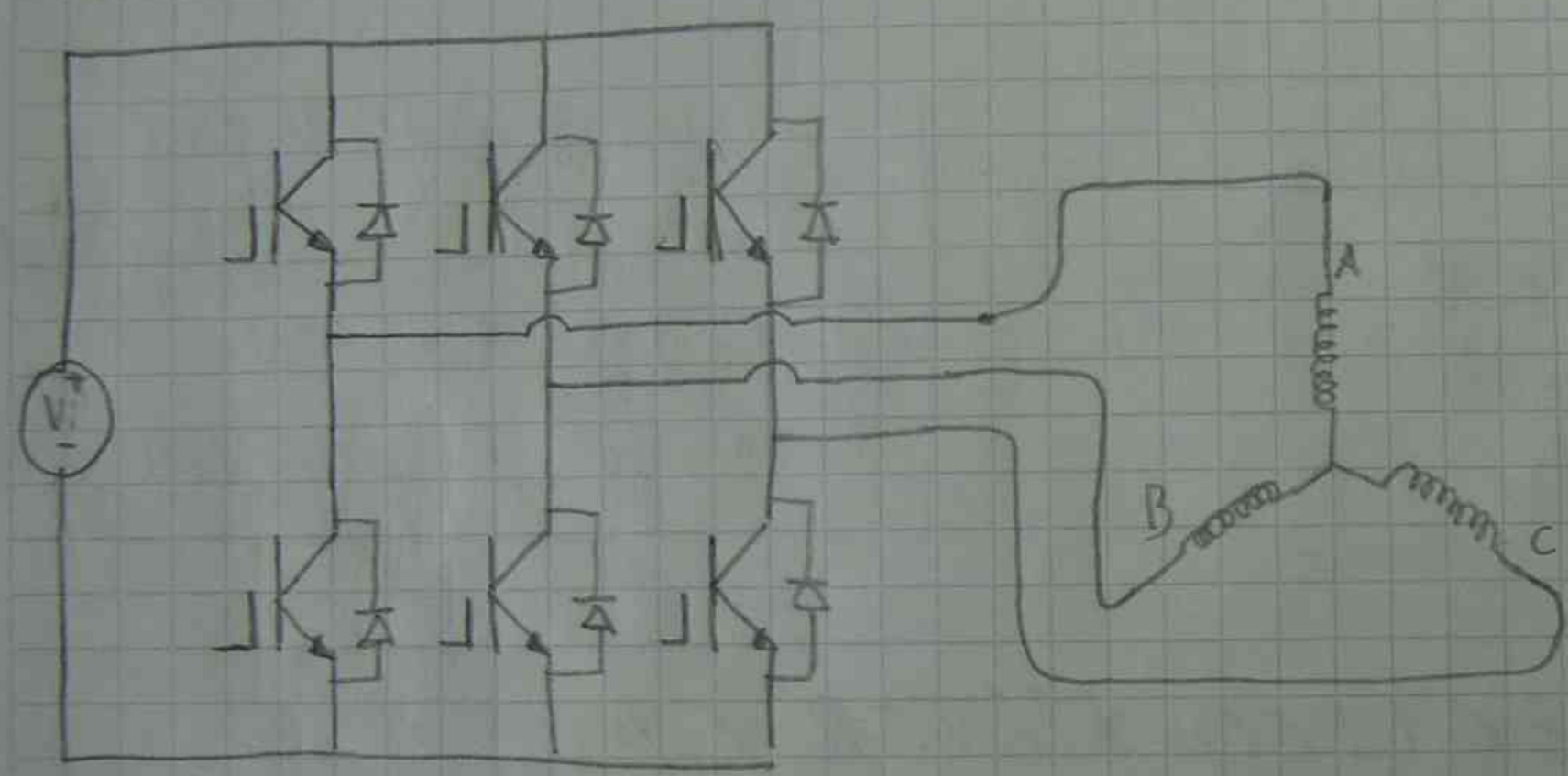


Circuito Rectificador

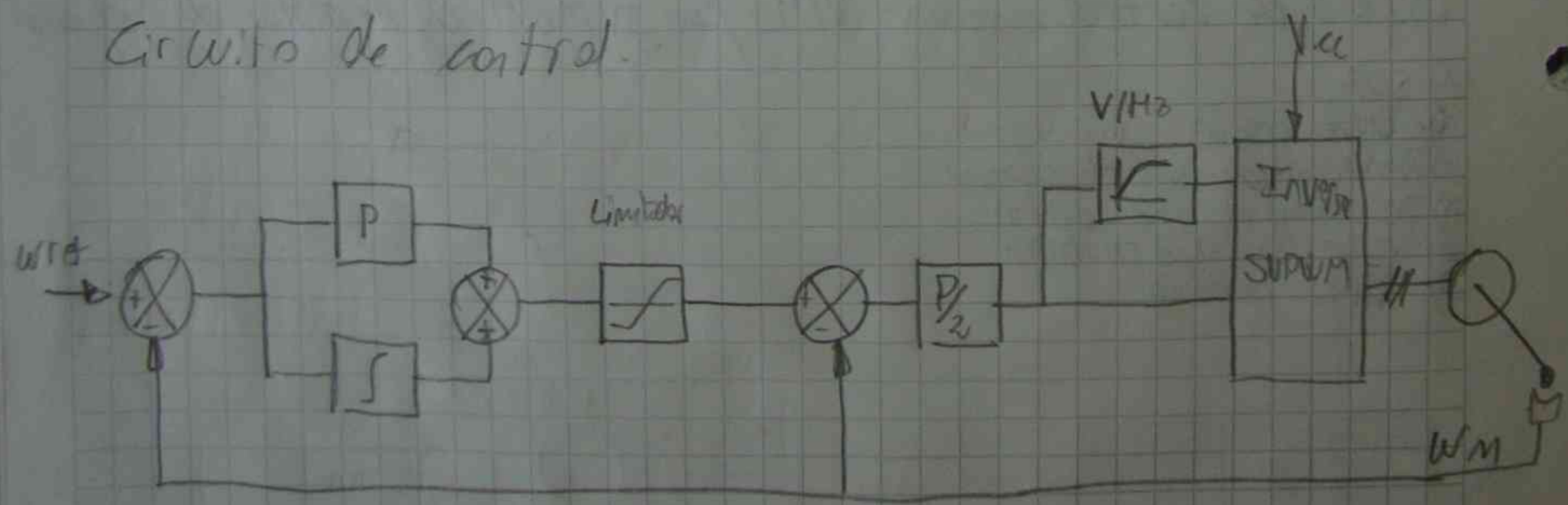
$V_o = \sqrt{2}\, V_{in\,rms} = \sqrt{2}\, 380 = 537{,}4\,V$



Circuito inversor trifasico



Circuito de control.



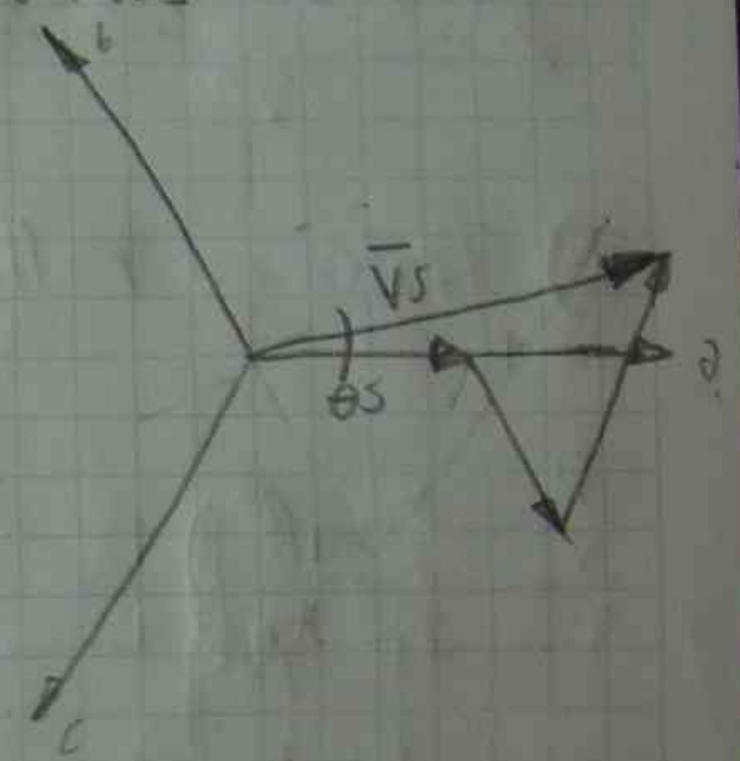
- Modulación SVPWM

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{in} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} ; \quad \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{V_{in}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

$V_{AB} = V_{in}[a-b]$
$V_{BC} = V_{in}[b-c]$
$V_{CA} = V_{in}[-a+c]$

$V_{AN} = V_{in}/3\,[2a-b-c]$
$V_{BN} = V_{in}/3\,[-a+2b-c]$
$V_{CN} = V_{in}/3\,[-a-b+2c]$

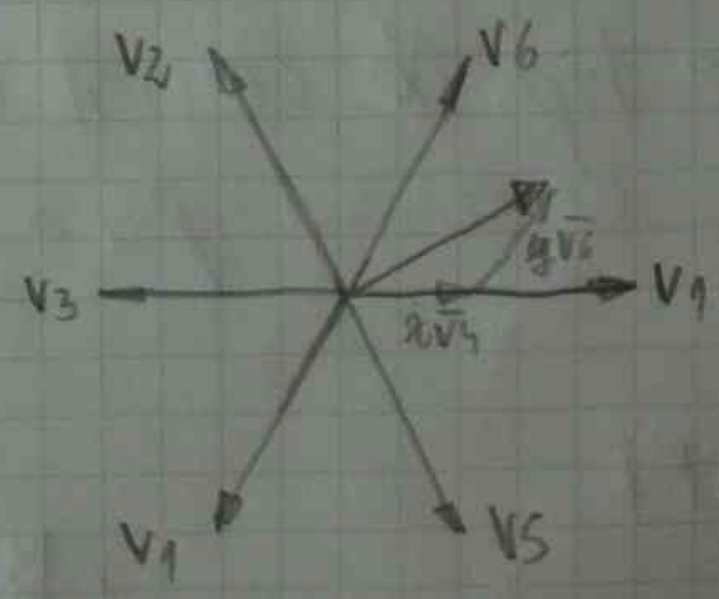
a	b	c	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
1	1	1	0	0	0	0	0	0



$$\bar{V}_S = \bar{V}_a e^{j\phi} + \bar{V}_b e^{j2/3\pi} + \bar{V}_c e^{j4/3\pi}$$

$$\bar{V}_S = \bar{V}_1 + \bar{V}_2 + \bar{V}_3$$

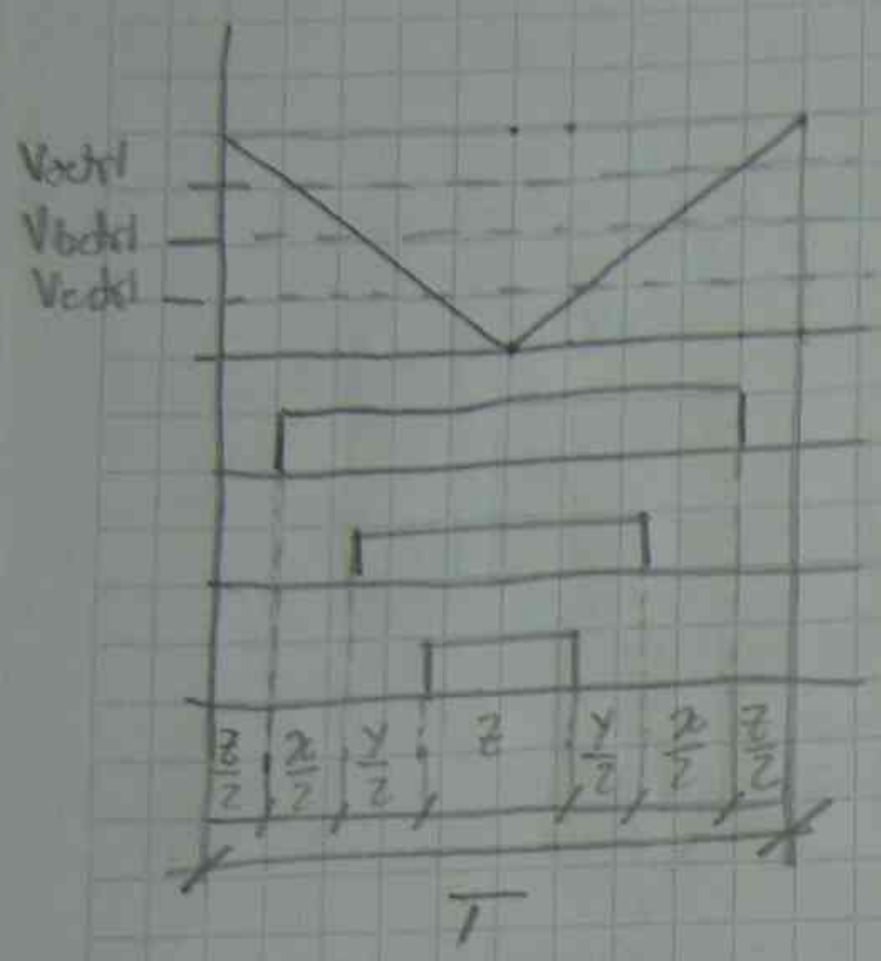
$\bar{V}_S(0,0,0) = \bar{V}_0 = \emptyset$
$\bar{V}_S(0,0,1) = \bar{V}_1 = V_{in}\, e^{j4/3\pi}$
$\bar{V}_S(0,1,0) = \bar{V}_2 = V_{in}\, e^{j2/3\pi}$
$\bar{V}_S(0,1,1) = \bar{V}_3 = V_{in}\, e^{j\pi}$
$\bar{V}_S(1,0,0) = \bar{V}_4 = V_{in}\, e^{j\emptyset}$
$\bar{V}_S(1,0,1) = \bar{V}_5 = V_{in}\, e^{j5/3\pi}$
$\bar{V}_S(1,1,0) = \bar{V}_6 = V_{in}\, e^{j1/3\pi}$
$\bar{V}_S(1,1,1) = \bar{V}_7 = \emptyset$

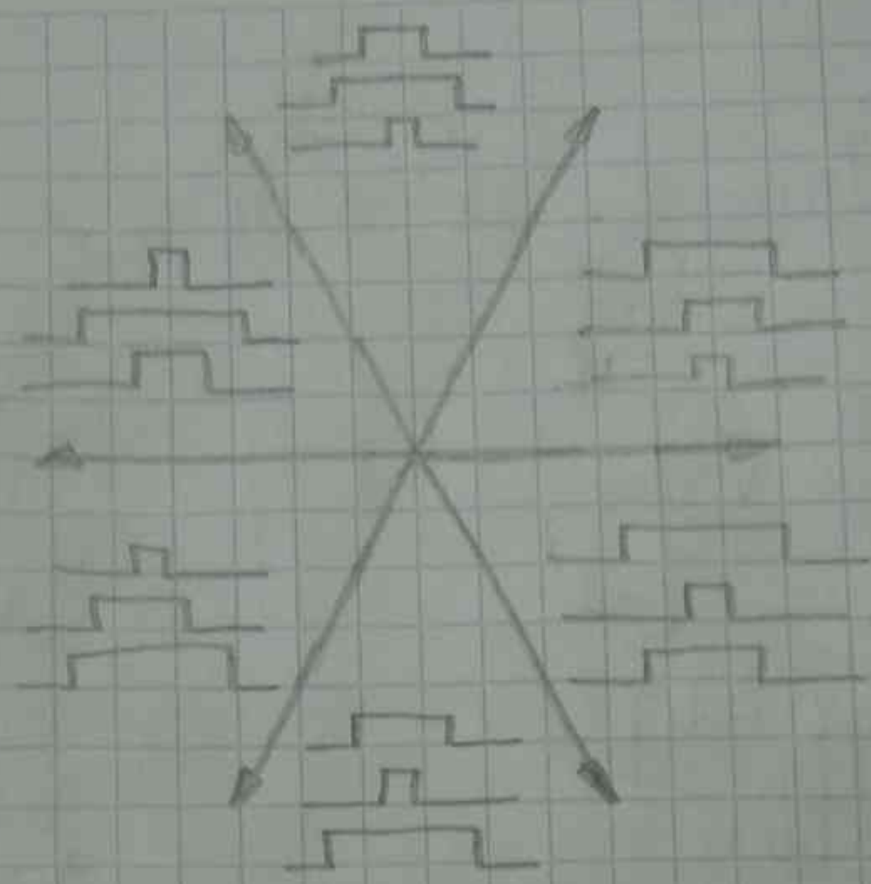


$$\bar{V}_S = \frac{1}{T_S}\left(x T_S \bar{V}_4 + y T_S \bar{V}_6 + z T_S \emptyset\right) = x\bar{V}_4 + y\bar{V}_6$$

$$x + y + z = 1$$

$$x = \frac{\bar{V}_S}{\bar{V}_4}\left(\cos\theta_S - \frac{\operatorname{Sen}\theta_S}{\sqrt{3}}\right) ; \quad y = \frac{\bar{V}_S}{\bar{V}_6}\,\frac{2}{\sqrt{3}}\,\operatorname{Sen}\theta_S$$

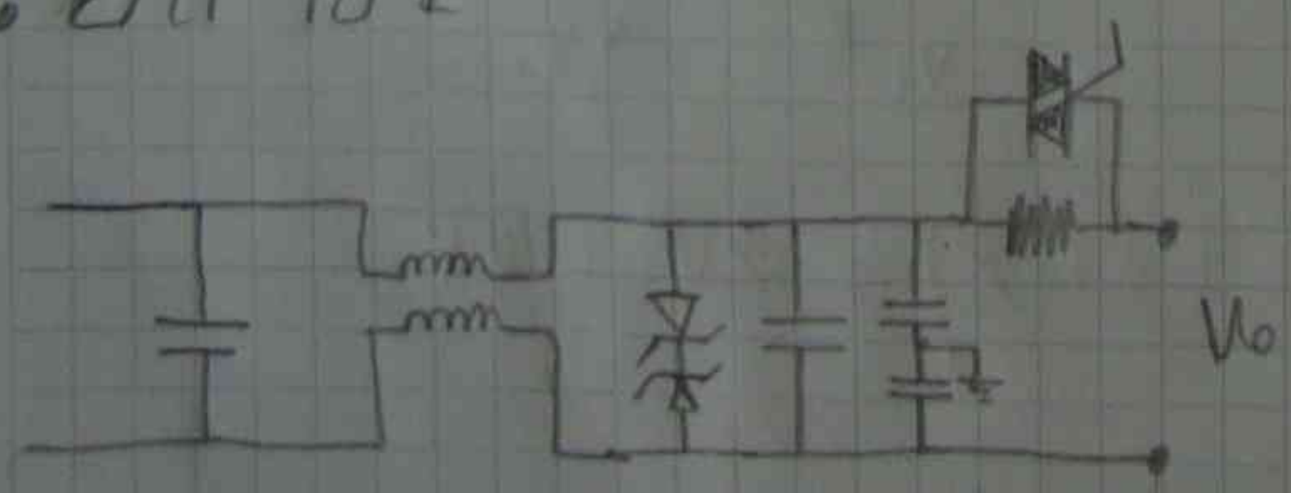




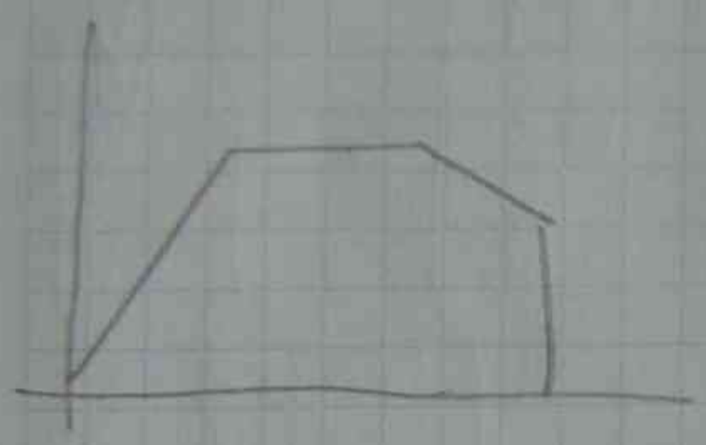
c) Protección Falla alimentación:

D) Este tipo de control escalar tiene buena respuesta en estado estacionario pero en estado dinamico, su respuesta es pobre.

- EMI RFI

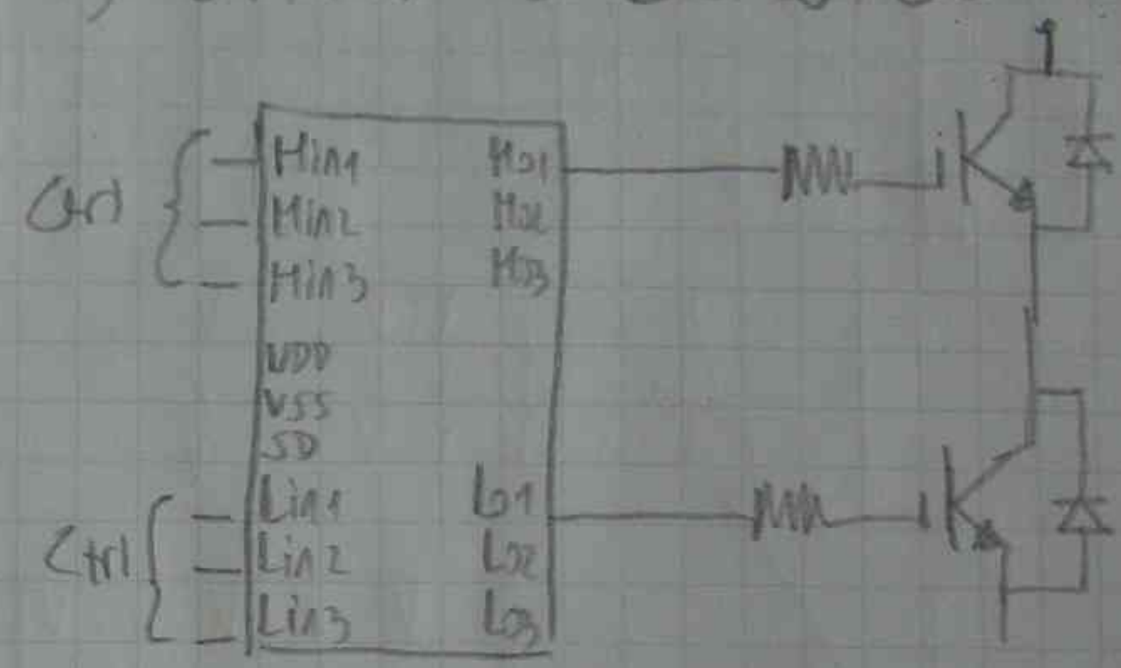


SOA



E) No aplica red Snubber

F) Driver => SG2130



Me tomaran:

Flyback con PWM en la carga:

Teórico

=> Motores CA => TODO

BRUSHLESS TAMBIEN

• $FF = \frac{V_{RMS}}{V_{AV}}$ • $CF = \frac{V_{MAX}}{V_{RMS}}$ • $RF = \sqrt{FF^2 - 1}$ • $THD_i = \sqrt{\left(\frac{I_{RMS}}{I_{RMS_1}}\right)^2 - 1}$ $\times 2$

1

FORMULAS:

RECTIFICADORES

Rectificador controlado (Tr. básico)

- $V_{AV} = \frac{3\sqrt{3}\,V_{max}}{\pi} \cos\alpha$
- $V_{RMS} = \sqrt{3}\,V_{max}\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos 2\alpha}$

Rectificador trifásico semicontrolado

• P/ $\alpha < \pi - \frac{2\pi}{q} \Rightarrow$ CCM (p/ $q = 3 \Rightarrow 60°$)

- $V_{AV} = \frac{3\sqrt{3}\,V_{max}}{2\pi}(1 + \cos\alpha)$
- $V_{norm} = \frac{V_{AV}}{V_{AV|\alpha=0}} = \frac{1 + \cos\alpha}{2}$
- $V_{rms} = \sqrt{3}\,V_{max}\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos^2\alpha}$

• P/ $\alpha > \pi - \frac{2\pi}{q}$ DCM

- V_{AV} = Idem CCM
- V_{norm} = Idem CCM
- $V_{rms} = \sqrt{3}\,V_{max}\sqrt{\frac{3}{4\pi}\left(\pi - \alpha + \frac{1}{2}\operatorname{sen} 2\alpha\right)}$

Rectificador Dual:

- $V_r = 3V_{max}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$
- $i_r = \frac{3V_{max}}{\omega L_r}\cdot\left[\operatorname{sen}\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) - \operatorname{sen}(\alpha_1)\right]$
- $i_r < 10\%\, I_{out}$. $V_{AV} = \frac{3\sqrt{3}\,V_{MAX}\cos\alpha}{\pi}$

FUENTES CONMUTADAS

	Buck	Boost	Buck Boost	Flyback
M(D) (CCM)	D	$\frac{1}{1-D}$	$-\frac{D}{1-D}$	$\frac{nD}{1-D}$
M(D,K)	$\frac{2}{1+\sqrt{1+\frac{4K}{D^2}}}$	$\frac{1+\sqrt{1+\frac{4D^2}{K}}}{2}$	$-\frac{D}{\sqrt{K}}$	
Kcrit	$1-D$	$D(1-D)^2$	$(1-D)^2$	$\frac{(1-D)^2}{n^2}$
L	$\frac{D(1-D)V_{in}}{f_s \Delta i_L}$	$\frac{V_{in} D}{\Delta i_L f_s}$	$= \frac{V_{in} D}{\Delta i_L f_s}$	$\frac{R(1-D)^2}{n^2 2 f_s}$
C	$\frac{(1-D)}{8 f_s^2 L\left(\frac{\Delta V_{out}}{V_{out}}\right)}$	$-\frac{V_{out}}{\Delta V_{out}} \frac{D}{f_s R}$	$= \frac{V_{out}}{\Delta V_c} \frac{D}{f_s R}$	$\frac{V_{out}}{\Delta V_{out}} \frac{D}{f_s R}$
i_L	$\frac{V_o}{R}$ [Δi_L de la forma de "L"]	$\frac{V_{in}}{R} \frac{1}{(1-D)^2}$	$= \frac{V_{in}}{R} \frac{D}{(1-D)^2}$	$n \frac{V_{out}}{R} \frac{1}{(1-D)}$

	Buck Boost aislado: FLYBACK	Buck aislado: FORWARD	PUSH PULL	HALF B.	FULL B
M(D)	$\frac{N \cdot D}{1-D}$	ND	$N \cdot D$	$N \cdot \frac{D}{2}$	ND
Kcrit	$\frac{(1-D)^2}{n^2}$				

Restricciones del ciclo de trabajo:

- No aislados $\Rightarrow 0 < D < 1$ → Solo el buck; Boost, Buckboost } $0 \sim 0{,}5$ (por linealidades).

Aislados:
- Unidireccionales → Flyback $0 < D < 0{,}5$; Forward $\frac{1}{1+\frac{n_2}{n_1}}$ (típicamente 0,5)
- Bidireccionales: PushPull $< 0{,}5$; Halfbridge < 1; Fullbridge < 1 ↳ Limitado por tiempo de conmutación de los trs

← Tc..

Forward: $\frac{(1+\frac{s}{\omega_{z1}})}{s^2+2\xi\omega_0 s+\omega_0^2}$

Flyback: $\frac{(1+s/\omega_{z1})(1-s/\omega_{z2})}{s^2+2\xi\omega_0 s+\omega_0^2}$

x2

FORMULAS

INVERSORES

PARAMETROS DE RENDIMIENTOS

- $HF_n = \frac{V_n}{V_1}$ Factor armónico de la enésima componente.
- $THD_v = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{1_rms}^2}}{V_{1_rms}}$ → Distorsión armónica total.
- $DF = \frac{V_n}{V_{1n}^2}$ Factor de distorsión.

× INVERSOR MONOFASICO PUENTE COMPLETO

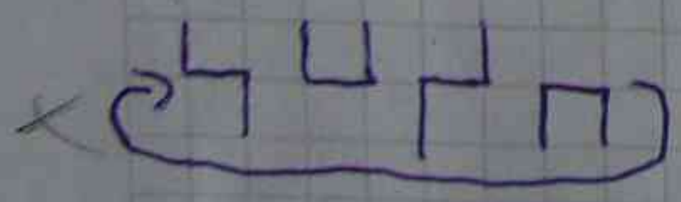
P/ carga R:

- $V_o = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{T/2} V_{in}\, dt}$
- $V_o = \sum_{n=1,3,5} \frac{4V_{in}}{n\pi} \operatorname{sen}(n\omega t)$

P/ carga RL:

- $i_o(t) \begin{cases} \frac{V_{in}}{R} + \left(I_{min} - \frac{V_{in}}{R}\right) e^{-t/\tau} \\ -\frac{V_{in}}{R} + \left(I_{max} + \frac{V_{in}}{R}\right) e^{-(t-T/2)/\tau} \end{cases}$
- $|I_{max}| = |I_{min}|$
- $i_{o_rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_o(t)^2\, dt}$

Inversor con control de amplitud y armónicos:



- $V_{o_rms} = V_{in}\sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}}$
- $V_o = \sum V_n \operatorname{sen}(\omega t n)$
- $V_n = \frac{4V_{in}}{n\pi}\cos(n\alpha)$
- $\alpha = \frac{90}{n}$

SVPWM

- $x = \frac{\sqrt{5}}{\sqrt{4}}\left(\cos\theta s - \frac{1}{\sqrt{3}}\operatorname{sen}\theta s\right)$; • $y = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{\sqrt{5}}{\sqrt{6}}\operatorname{sen}\theta s$.

- $W = \frac{STEP \cdot fs}{6 \cdot 2^n}$

fs = frecuencia de muestreo

STEP = ángulo de incremento del paso

n = # bits en el registro de integración

Formula de la frecuencia de conmutación del vector espacial.

MOTORES CC

Ecuaciones básicas:

- $T_M = K_1 \phi i_A = K_T i_A = C_M i_A$
- $e_M = K_2 \phi_F W_M = K_e W_M = C_M W_M$
- $T_M = T_L + T_B = J_{rem} + \frac{dW_M}{dt} + B W_M + T_L$

- $\phi_F = i_F K_F$
- $V_A = e_M = i_A R_A + L_A \frac{di_A}{dt}$

- $V_F = I_F R_F + L_F \frac{di_F}{dt}$
- $T_B = J_{rem} + \frac{dW_M}{dt}$

- $P = i_a e_M = T_M W_M$

Régimen permanente:

- $W_M = \frac{1}{K_2 \phi_F}\left(V_A - \frac{R_A}{K_T} T_M\right) < \begin{matrix} V_A \\ T_M \\ \phi_F \end{matrix}$ } 3 formas de ctrl.

- $\tau_{elA} = L_A / R_A$; • $V_{AMAX} = W_{MMAX} C_M$; • $T_{stA} = \frac{C_M^2 W_{MAX}}{R_A}$

- $\tau_{mech} = \frac{J_{rem} W_{MMAX}}{T_{sta}}$

- $\tau_{elA}\tau_{mecha} \frac{d^2}{dt}\left(\frac{W_M}{W_{MAX}}\right) + \tau_{mecha} \frac{d}{dt}\left(\frac{W_M}{W_{MAX}}\right) + \frac{W_M}{W_{MAX}} = \frac{V_A}{V_{AMAX}} - \frac{T_L}{T_{sta}} - \tau_{elA} \frac{d}{dt}\left(\frac{T_L}{T_{sta}}\right)$

Régimen estacionario

- $T_M = T_L$. $\Rightarrow \frac{W_M}{W_{MAX}} = \frac{V_A}{V_{AMAX}} - \frac{T_M}{T_{sta}} \Rightarrow \frac{T_M}{T_{sta}} = \frac{V_A}{V_{AMAX}} - \frac{n_M}{n_{MMAX}}$

FORMULAS

CONVERTIDORES PI CONTROL DE MOTORES DC

• CLASE A

• $i_{o|ton} = \frac{V_A - e_M}{R_A} + \left(I_{LMIN} - \frac{V_A - e_M}{R_A}\right) e^{-t/\tau_{eA}}$ $\quad 0 < t < t_1$

• $i_{o|toff} = \frac{-e_M}{R_A} + \left(I_{LMAX} + \frac{e_M}{R_A}\right) e^{-(t-t_1)/\tau_{eA}}$

$\rho = DT/\tau_{eA}$
$\theta = T/\tau_{eA}$

• $I_{LMIN|CCM} = \frac{V_A}{R_A}\left(\frac{e^{\rho} - 1}{e^{\theta} - 1}\right) - \frac{e_M}{R_A}$

• $I_{LMAX|CCM} = \frac{V_A}{R_A}\left(\frac{1 - e^{-\rho}}{1 - e^{-\theta}}\right) - \frac{e_M}{R_A}$

• $I_{LMAX|DCM} = \frac{V_A - e_M}{R_A}\left(1 - e^{\rho}\right)$

• $I_{LMIN\,crit} = \frac{V_A}{R_A}\left(\frac{e^{\rho} - 1}{e^{\theta} - 1}\right) - \frac{e_M}{R_A} = 0 \Rightarrow \overbrace{\frac{e_M}{V_A}}^{m} = \left(\frac{e^{\rho} - 1}{e^{\theta} - 1}\right)$

• $D_{MIN} = \frac{1}{\theta} \ln\left[1 + m\left(e^{\theta} - 1\right)\right]$

CLASE C

Idem CLASE A.

MOTOR CA

ECUACIONES FUNDAMENTALES

• $L_S = (1 + \sigma_S) L_0$; • $L_R = (1 + \sigma_R) L_0$; • $S = \frac{\omega_2}{\omega_1}$

• $\omega_1 = \omega_2 + \omega_M$; • $\omega_M = \omega_1 (1 - S)$

• $V_S = I_S(t) R_S + L_S \frac{d}{dt} I_S(t) + L_0 \frac{d}{dt}\left(I_R(t) e^{j\gamma(t)}\right)$

• $V_R = I_R(t) R_R + L_R \frac{d}{dt} I_R(t) + L_0 \frac{d}{dt}\left(I_S(t) e^{-j\gamma(t)}\right)$

• $T_M = T_L + J \frac{d}{dt} \omega_M$ • $T_M = T_P \cdot \frac{2}{\frac{S}{S_{MAX}} + \frac{S_{MAX}}{S}}$; • $T_M = T_{P0}\left(\frac{V_S/\omega_1}{V_{S0}/\omega_0}\right)^2 \frac{2}{\frac{S}{S_{MAX}} + \frac{S_{MAX}}{S}}$

• $\omega_M = \frac{d}{dt}\gamma(t)$

PARAMETROS DE RENDIMIENTO:

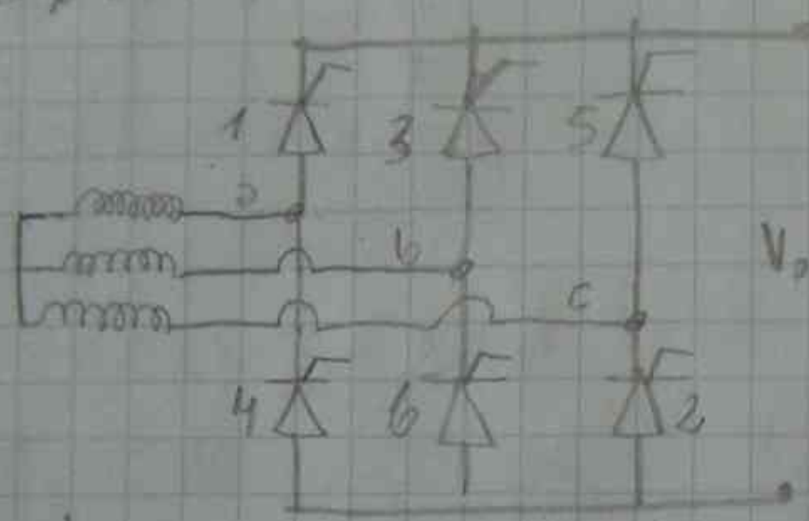
- $T_M \omega_M = P_M$
- $\eta = 1 - s$ p/ $0 < s < 1$
- $P_{IN} = \sqrt{3}\, V I \cos\varphi$; $P_{IN} = P_\delta + P_{FE} + P_J$
- $P_\delta = T_M \omega_1$

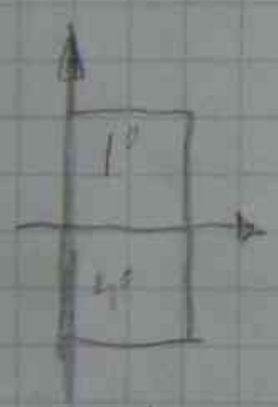
POTENCIA

Resumen de Formulas y conceptos:

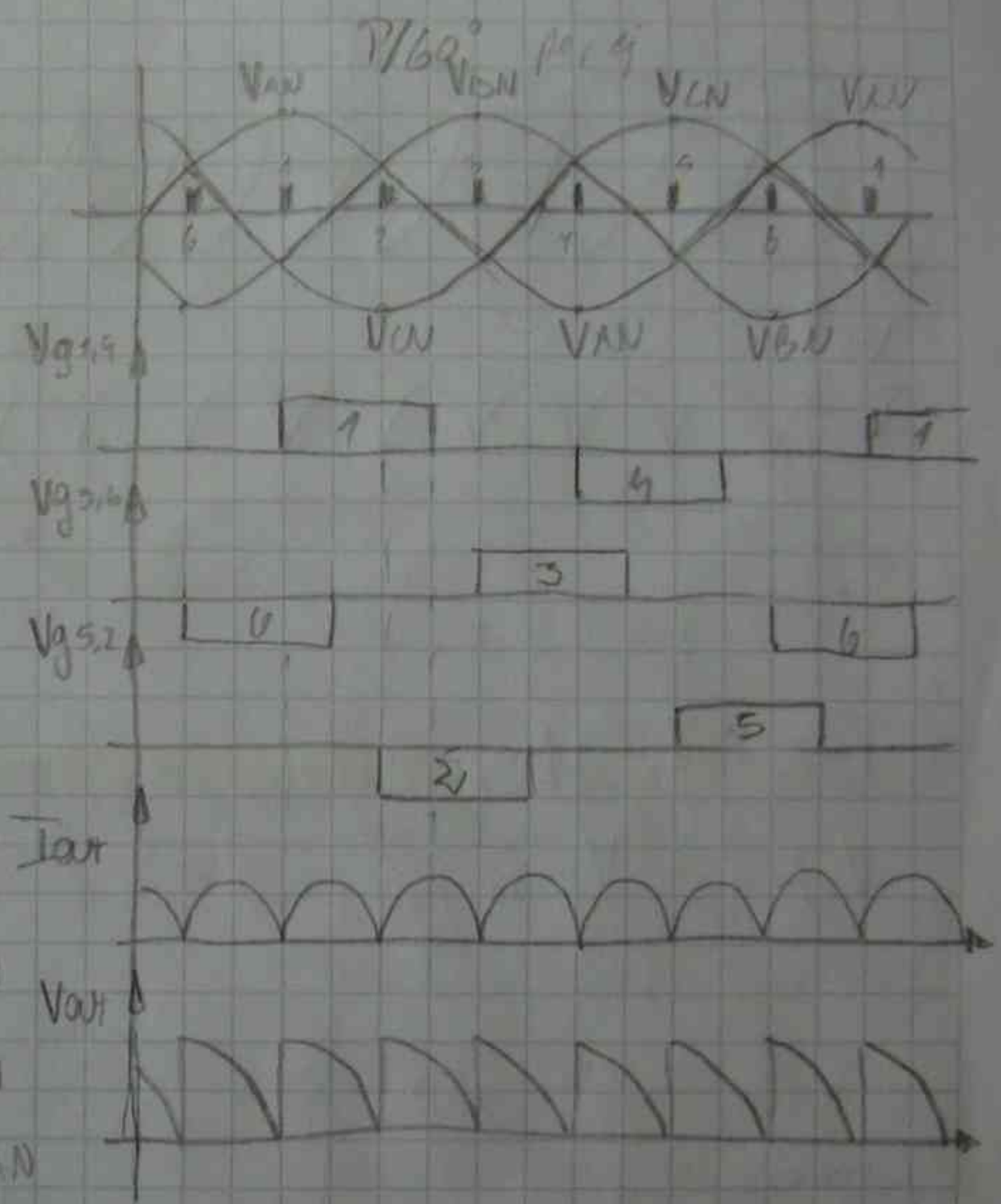
Rectificador trifásico totalmente controlado.

- Sin componente de DC
- de ϕ o V_{max}





- Se dispara cada 60°



$Th1_{ON}$ $V_{AN} > V_{CN}$	$Th2$ $V_{CN} < V_{BN}$
$Th3_{ON}$ $V_{BN} > V_{AN}$	$Th4$ $V_{AN} < V_{CN}$
$Th5_{ON}$ $V_{CN} > V_{BN}$	$Th6$ $V_{BN} < V_{AN}$

$V_{AN} = V_{max} \operatorname{Sen} \omega t$

$V_{BN} = V_{max} \operatorname{Sen}\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right)$

$V_{CN} = V_{max} \operatorname{Sen}\left(\omega t + \frac{4}{3}\pi\right)$

$V_{AB} = \sqrt{3}\, V_{max} \operatorname{Sen}(\omega t + \pi/6)$

$V_{BC} = \sqrt{3}\, V_{max} \operatorname{Sen}(\omega t - \pi/2)$

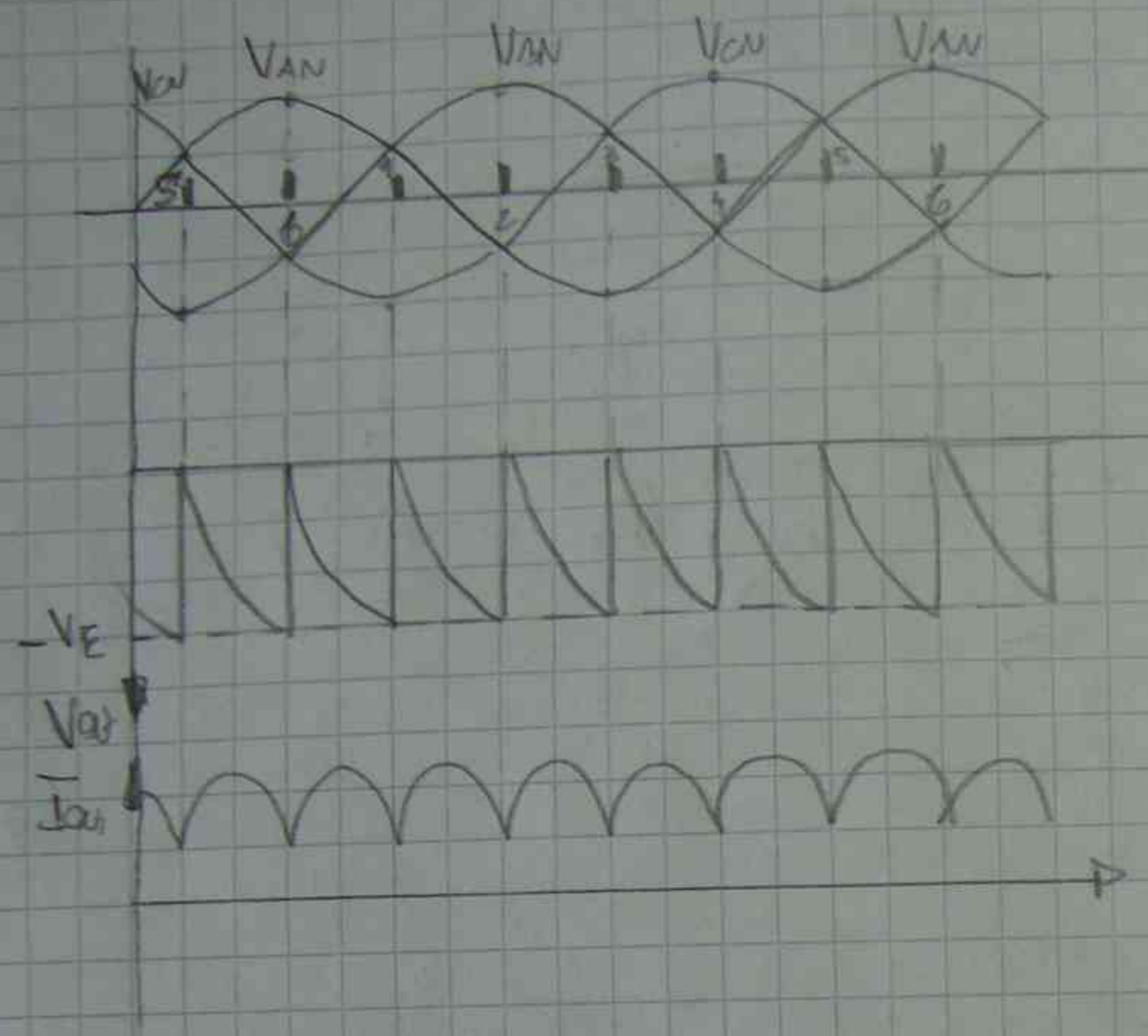
$V_{CA} = \sqrt{3}\, V_{max} \operatorname{Sen}(\omega t + \pi/2)$

- $V_{AV} = \frac{3\sqrt{3}\, V_{max}}{\pi} \cos 2\alpha$
- $V_{RMS} = \sqrt{3}\, V_{max} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\alpha}$

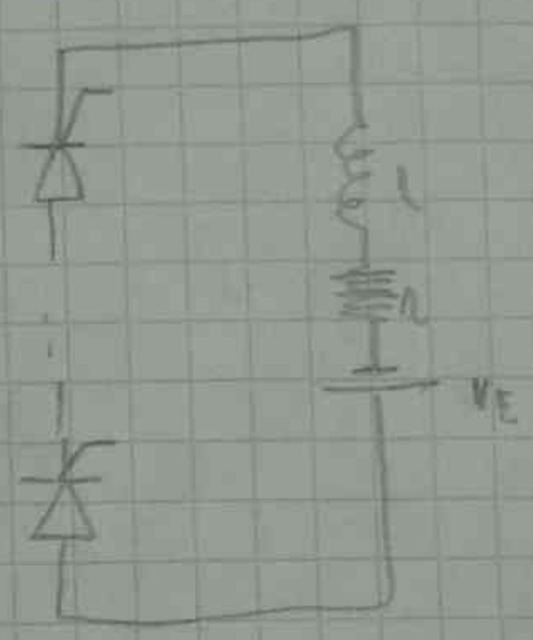
$V_{RMAX_0} = 2 V_{MAX} \cos\left(\frac{\pi}{2Q}\right) = \sqrt{3}\, V_{MAX}$

$I_{O_{MAX}} = I_O \quad I_{O_{AV}} = \frac{I_O}{3} \; ; \; I_{O_{RMS}} = \frac{I_O}{\sqrt{3}}$

P/ RLE => Funcionando como inversor.



P/ 120°



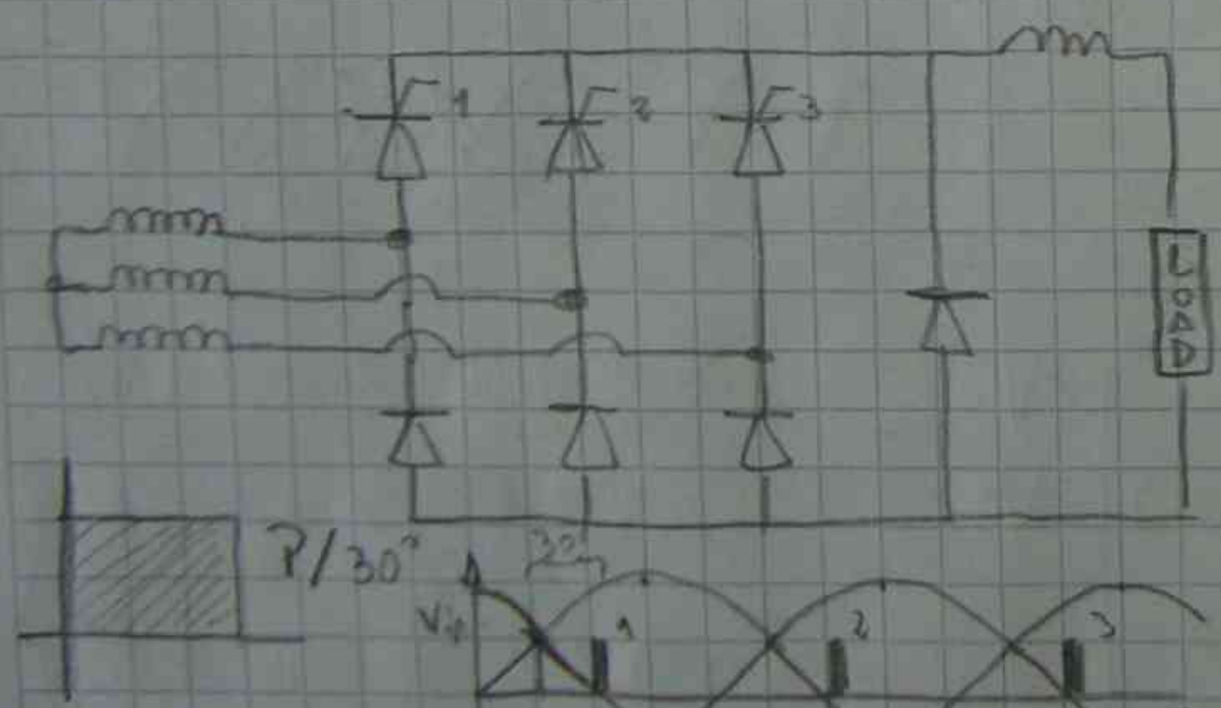
$90° \leq \alpha \leq 180°$

por razones de seguridad

$\alpha \leq 150°$.

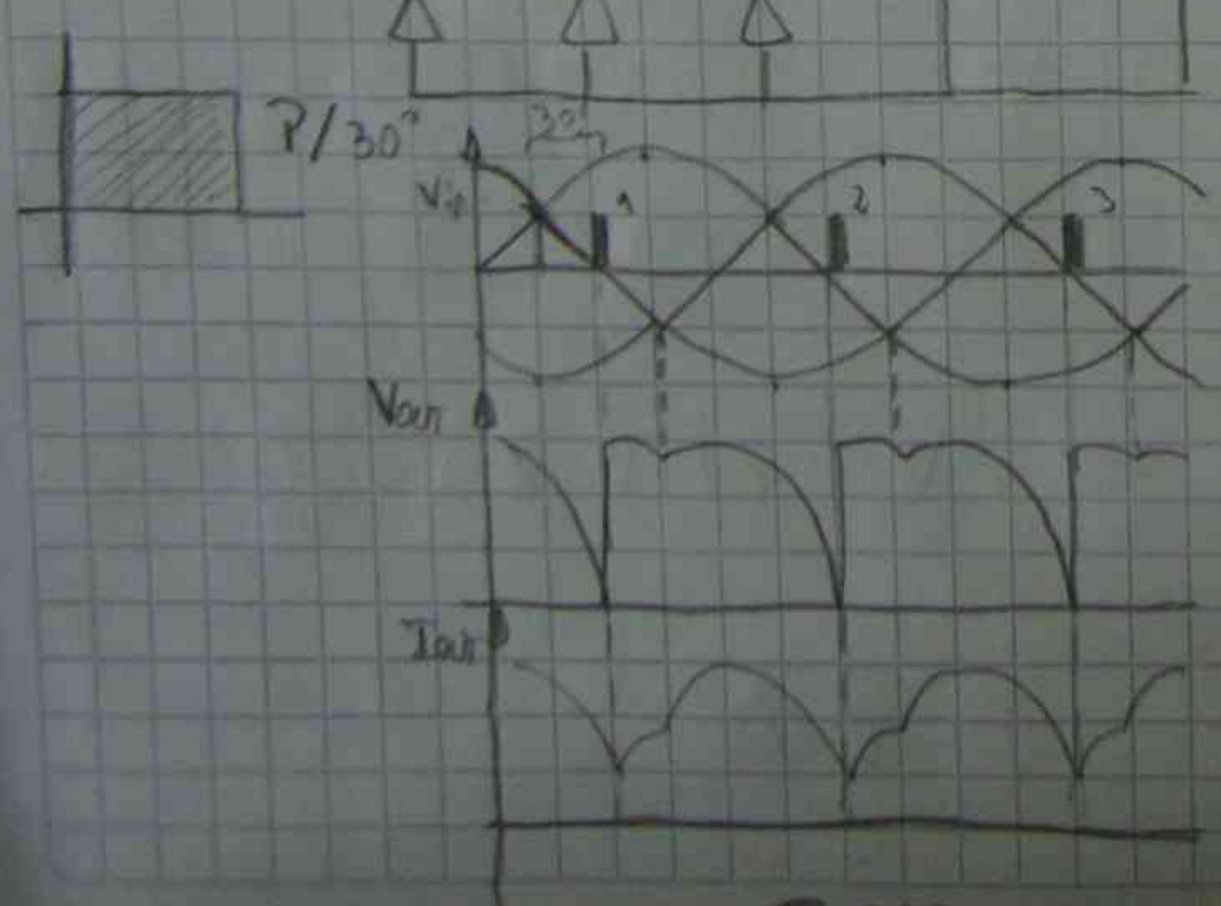
Rectificador trifásico De onda completa semicontrolado

Llega Vmax, pero no > ϕ. Conduce cada 120°.

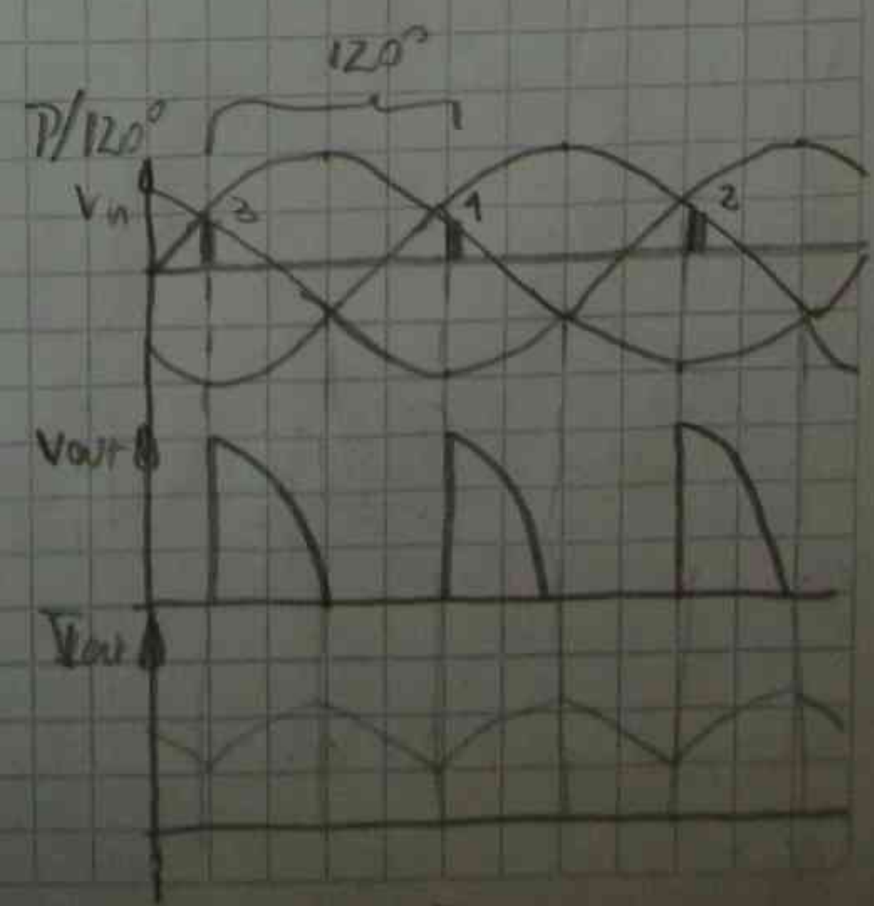


Si α↑ Fp↓

Ver formulas en el resumen.

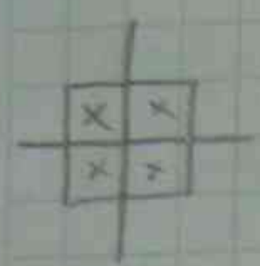


CCM

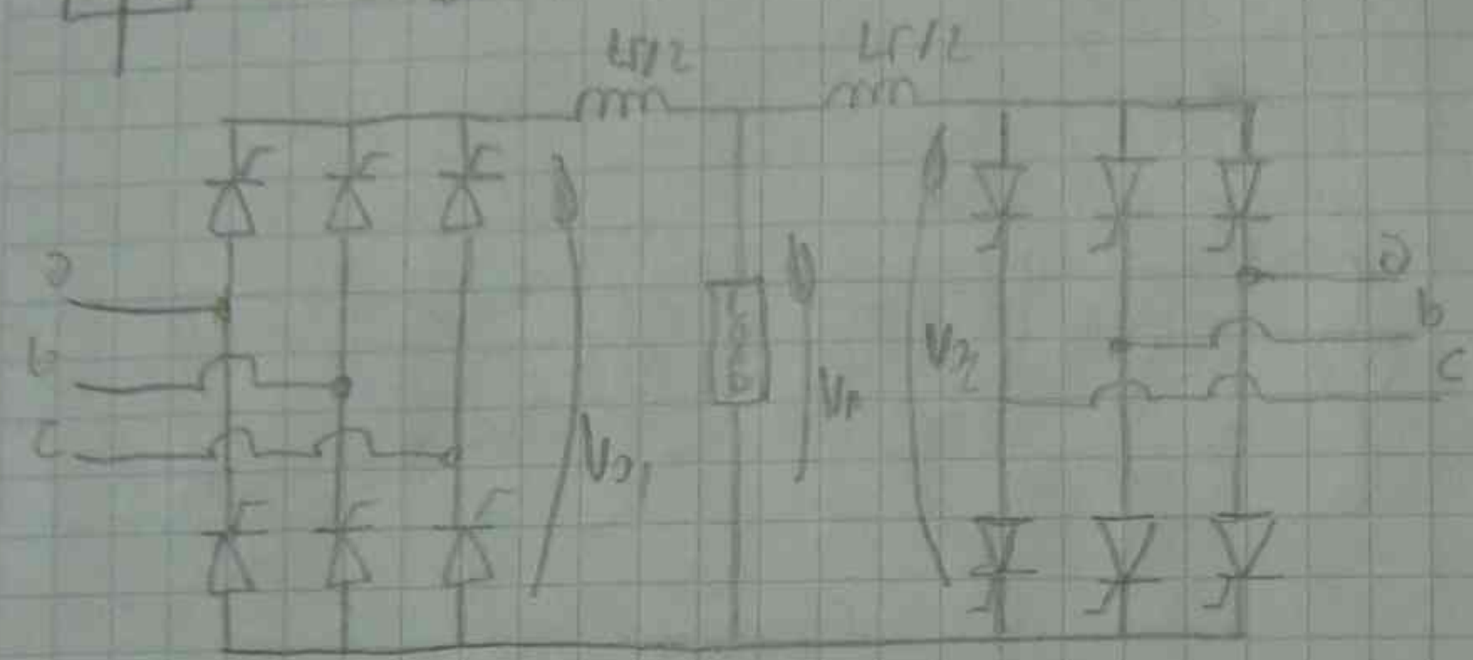


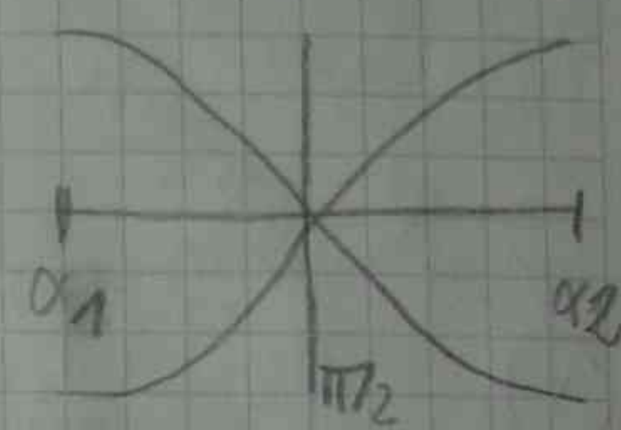
DCM

Rectificador Trifásico Dual

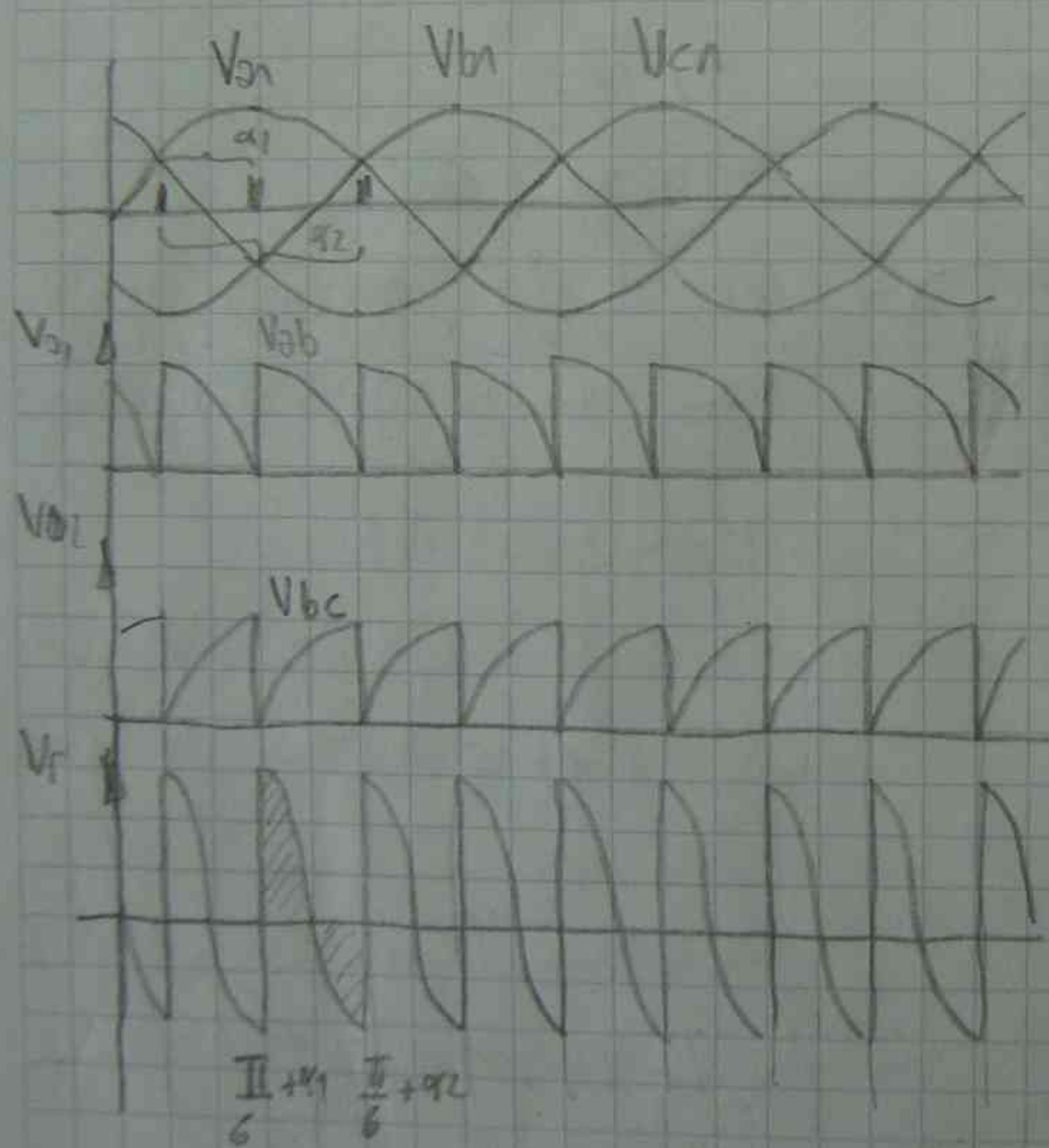


Mas 2000 kW





$\alpha_2 = 180 - \alpha_1$



$V_{an} = V_{max}\, sen(\omega t)$

$V_{bn} = V_{max}\, sen(\omega t - \frac{2}{3}\pi)$

$V_{cn} = V_{max}\, sen(\omega t + \frac{2}{3}\pi)$

$V_{ab} = \sqrt{3} V_{max}\, sen(\omega t + \pi/6)$

$V_{bc} = \sqrt{3} V_{max}\, sen(\omega t - \pi/2)$

$V_{ca} = \sqrt{3} V_{max}\, sen(\omega t - 5\pi/6)$

$V_r = V_{o1} - V_{o2}$

$= V_{ab} - V_{bc}$

$= \sqrt{3} V_{max} \left[sen(\omega t + \frac{\pi}{6}) - sen(\omega t - \frac{\pi}{2}) \right]$

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

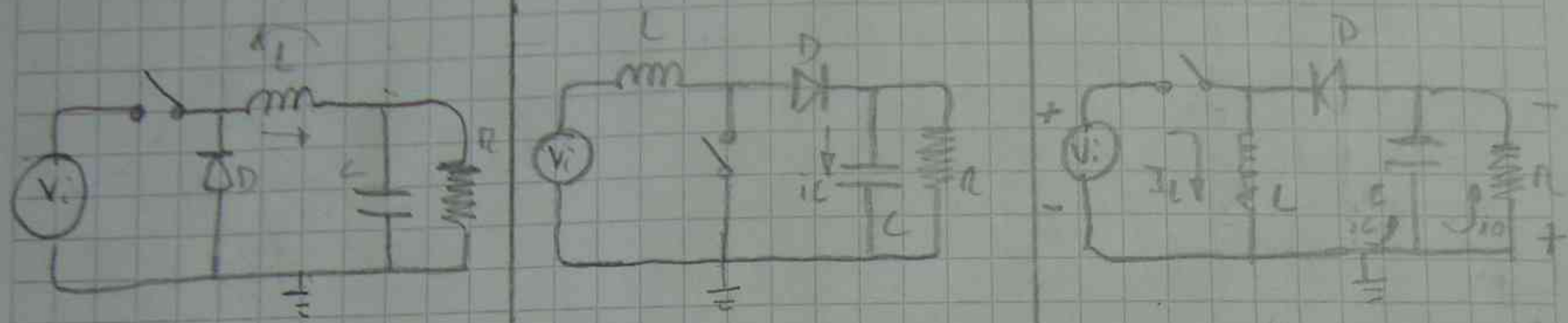
Corriente circulante

- $i_r = \frac{3 V_{max}}{\omega L_r} \left[sen(\omega t - \frac{\pi}{6}) - sen(\alpha_1) \right]$
- $i_r < 10\%\, I_{out}$.

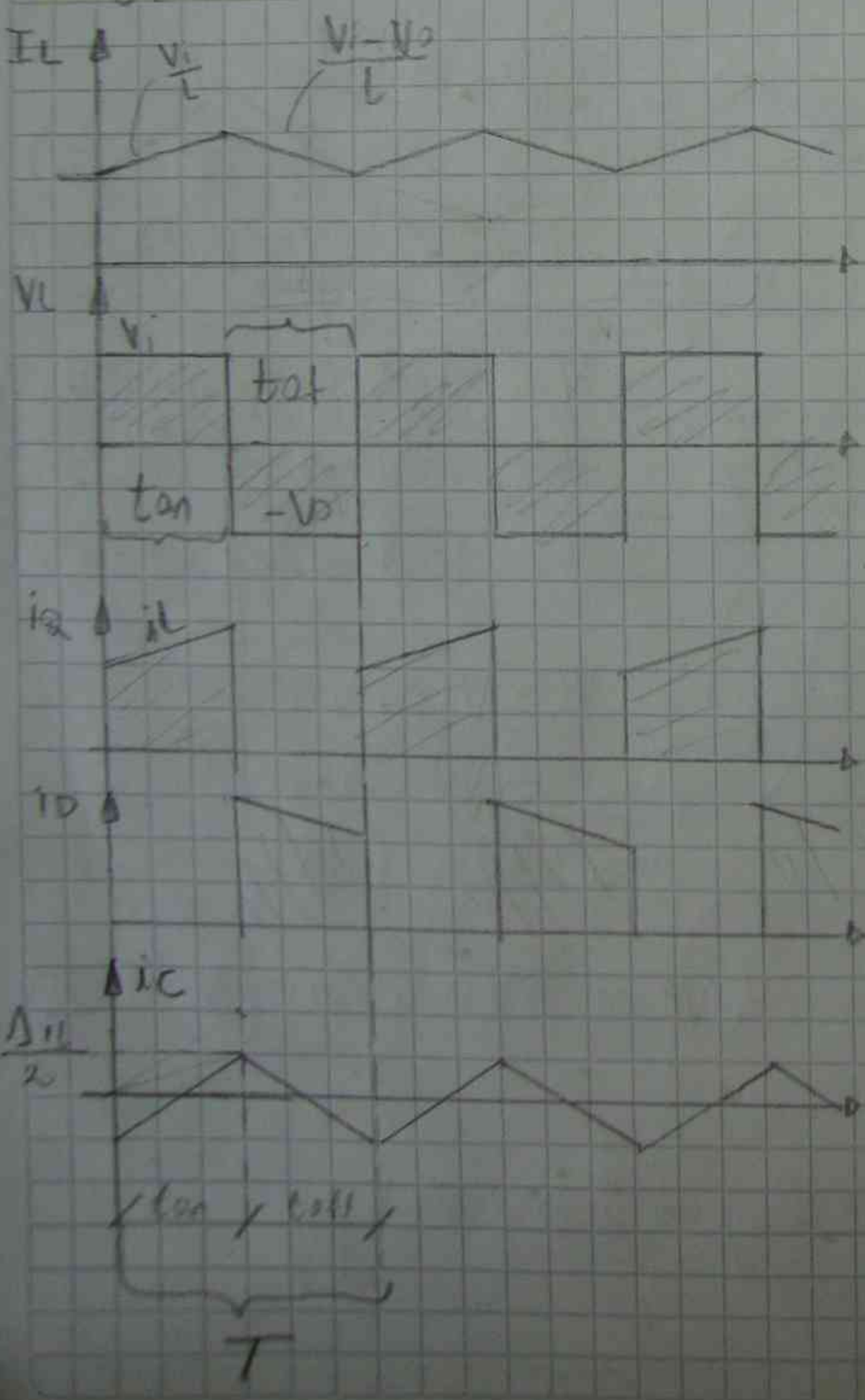
FUENTES CONMUTADAS

CONVERTIDORES NO AISLADOS:

BUCK | BOOST | BUCK-BOOST



BUCK



P/ CCM

• MODO 1 = ton

$V_L = L\frac{di}{dt}$, p/ ton ⇒ $V_L = V_i - V_o$

$\Delta t = t_{on} \Rightarrow \Delta i_L^+ = \frac{V_i - V_o}{L} t_{on}$

• Modo 2 = toff

$V_L = L\frac{di}{dt}$; p/ toff ⇒ $V_L = V_o$

$\Delta t = t_{off} \Rightarrow \Delta i_L^- = \frac{V_o}{L} t_{off}$

Por balance de energía ⇒ $\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- = \Delta i_L$

$\Rightarrow \frac{V_i - V_o}{L} t_{on} = \frac{V_o}{L} t_{off}$

$\Rightarrow \frac{V_o}{V_i} = D = M(D)$.

• Calculo de L

$T = t_{on} + t_{off}$

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

$L = \frac{D(1-D)V_{in}}{f_s \Delta i_L}$

• Calculo de C

$\Delta Q = \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{\Delta i_L}{8 f_s}$

$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V_C}$

$C = \frac{(1-D)}{8 f_s^2 L (\Delta V_{out})}$

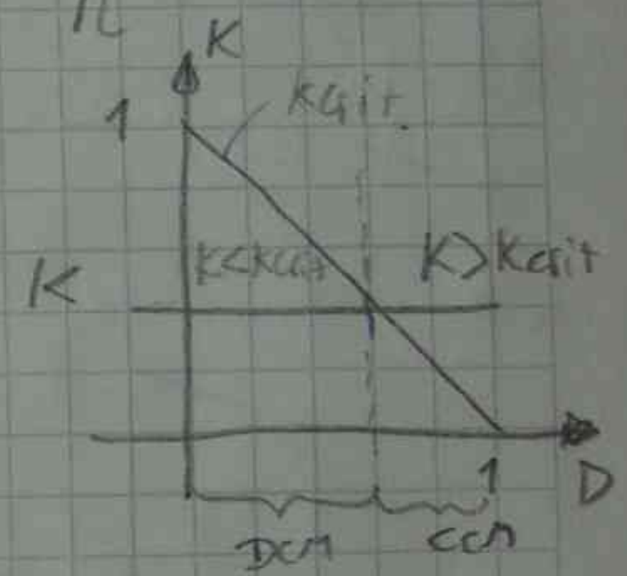
Buck p/ DCM

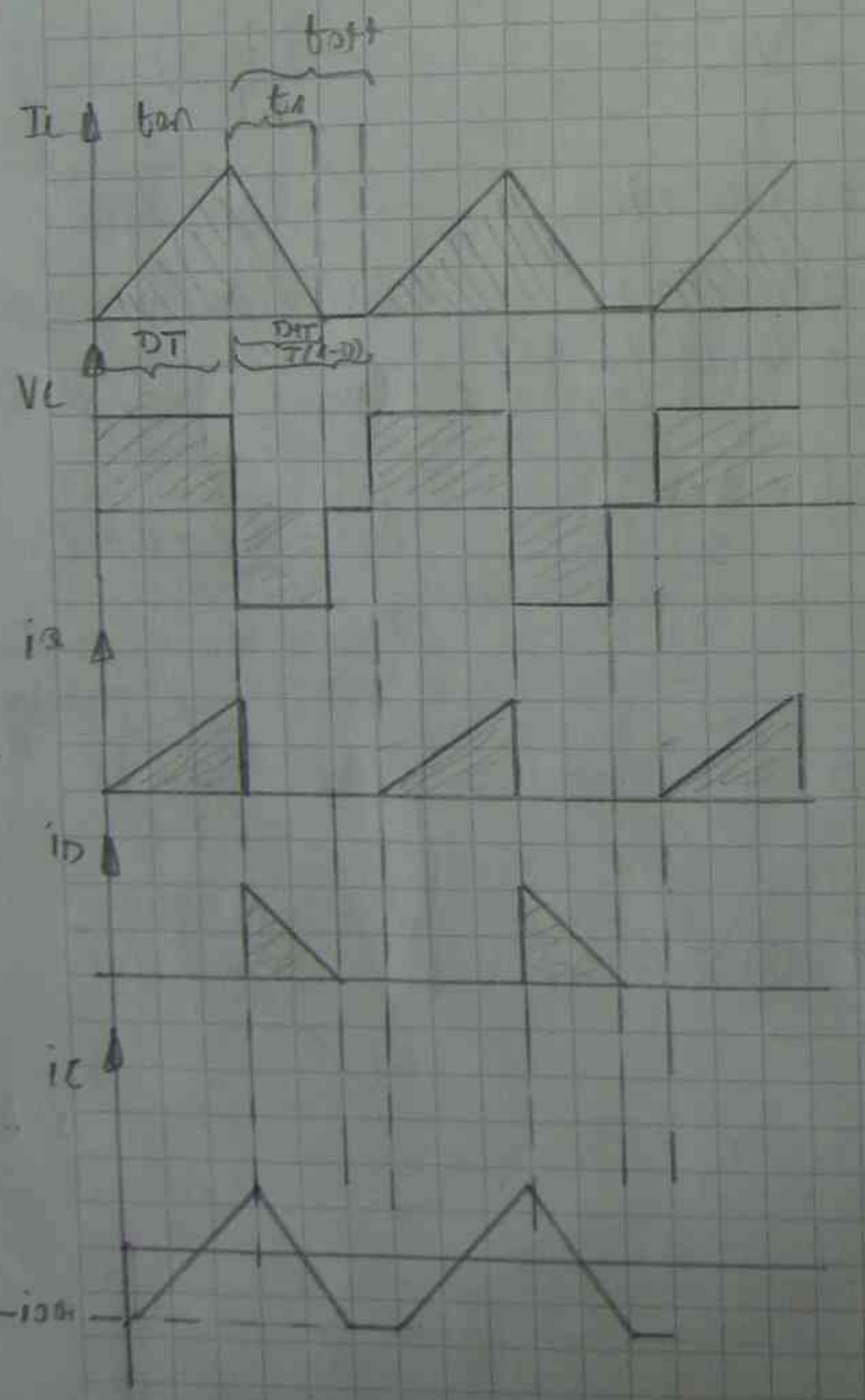
Pasamos a DCM cuando $I_L < \frac{\Delta i_L}{2}$.

Buscamos punto de transición

- $\frac{\Delta i_L}{2} = \frac{D(1-D)V_{in}}{2fsL} = \frac{(1-D)V_o}{2fsL}$; $I_L = \frac{V_o}{R}$

- $\frac{V_o}{R} < \frac{(1-D)V_o}{2fsL} \Rightarrow \cdot \underbrace{\frac{2L}{RT}}_{K} < \underbrace{1-D}_{K_{crit}}$





Durante ton:

$\Delta i_L^+ = \frac{V_{in} - V_{out}}{L} \underbrace{t_{on}}_{DT}$

Durante t1:

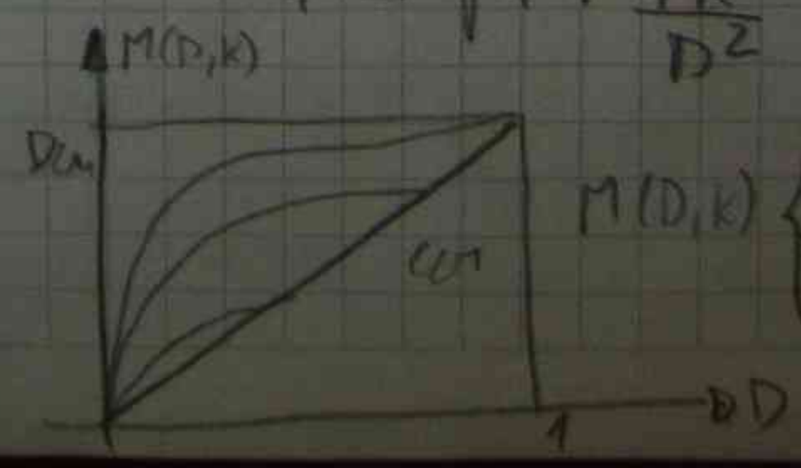
$\Delta i_L^- = \frac{V_o}{L} D_1 T$

$\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- = \Delta i_L$

$\Rightarrow \frac{V_{in} - V_{out}}{\cancel{L}} D\cancel{T} = \frac{V_o}{\cancel{L}} D_1 \cancel{T}$

$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D}{D+D_1}$.

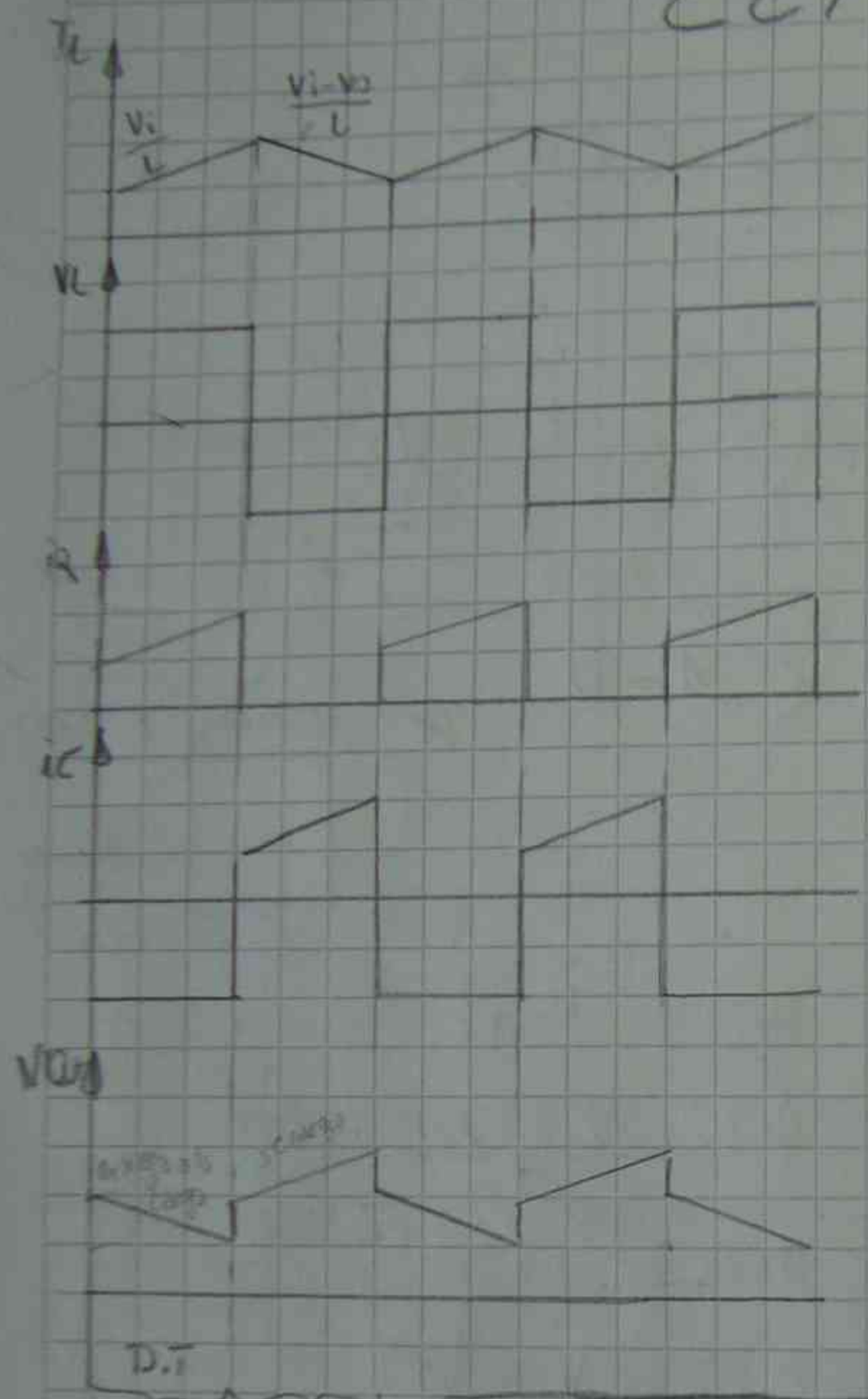
- $\frac{V_o}{V_i} = \frac{2}{1 \pm \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}} = M(D,K)$



$M(D,K) \begin{cases} \cdot\ D \\ \cdot\ \frac{2}{1 \pm \sqrt{1 + \frac{4K}{D^2}}} \end{cases}$

CONVERTIDOR BOOST

CCM



P/ ton ⇒

- $\Delta i_L^+ = \frac{V_i}{L} t_{on}$

P/ toff ⇒

- $\Delta i_L^- = \frac{V_i - V_o}{L} t_{off}$

$\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- = \Delta i_L$

$\frac{V_i}{L} t_{on} = \frac{V_i - V_o}{L} t_{off}$

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

. Cálculo de L

$T = t_{on} + t_{off}$

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

$\Rightarrow L = \frac{V_{in} D}{\Delta i_L f_s}$

. Cálculo de C

$\Delta V_C \approx \Delta V_{OUT}$ p/ $ESR \approx 0$

$\Delta V_C = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_C \, dt$

$\Delta V_C = \frac{I_C t_{on}}{C}$

Durante ton $I_C = -I_{out} = -\frac{V_{out}}{R}$

$\therefore \Delta V_C = -\frac{V_{out} DT}{RC}$

- $C = -\frac{V_{out}}{\Delta V_{out}} \frac{D}{fR}$

Por balance del C:

$I_{C_{t_{on}}} \cdot t_{on} + I_{C_{t_{off}}} \cdot t_{off} = 0$

$-I_{out} \cdot D\cancel{T} + \left(I_L - \frac{V_{out}}{R} \right)(1-D)\cancel{T} = 0$

- $I_L = \frac{V_{in}}{(1-D)^2 R}$

Todo sigue a selección de componentes

• BOOST DCM

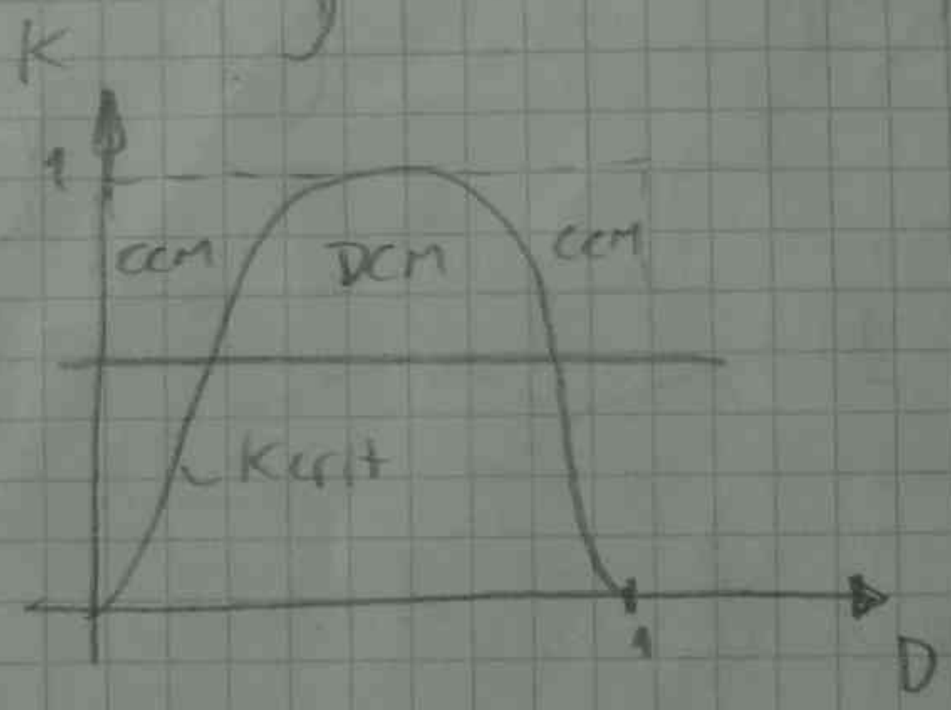
$I_L < \Delta i_L/2$; Δi_L no depende de la carga pero I_L sí.

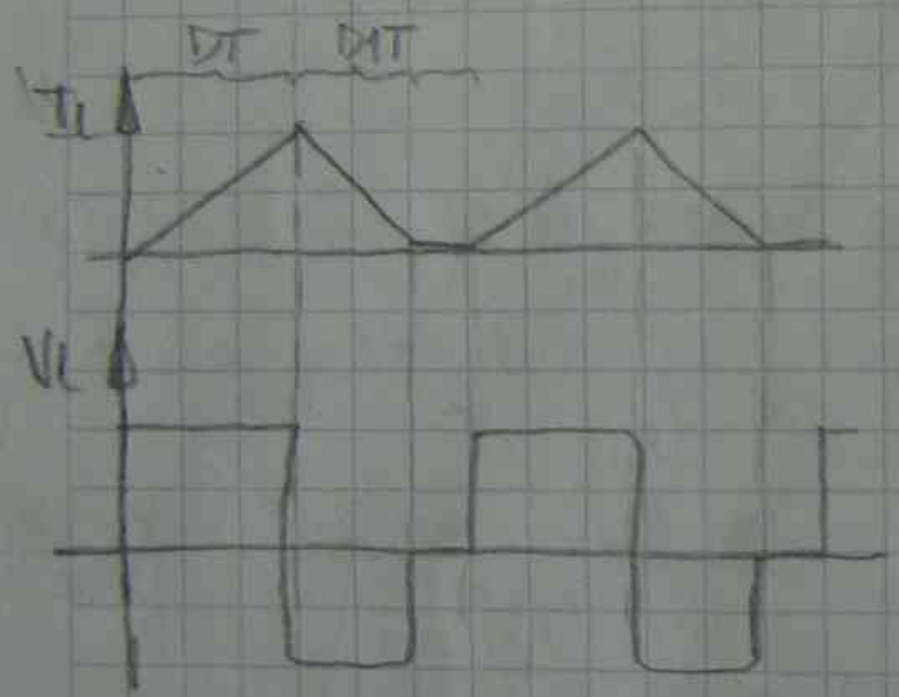
$$\frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_{in}}{2L} t_{on} = \frac{V_{in}}{2L} DT$$

$$\frac{V_{in}}{(1-D)^2 R} > \frac{V_{in} DT}{2L}$$

• $$I_L = \frac{V_{in}}{(1-D)^2 R}$$

• $$\underbrace{\frac{2L}{RT}}_{K} > \underbrace{D(1-D)^2}_{K_{crit}}$$





P/ton:

$$\Delta i_L^+ = \frac{V_i}{L} t_{on} = \frac{V_{in}}{L} DT$$

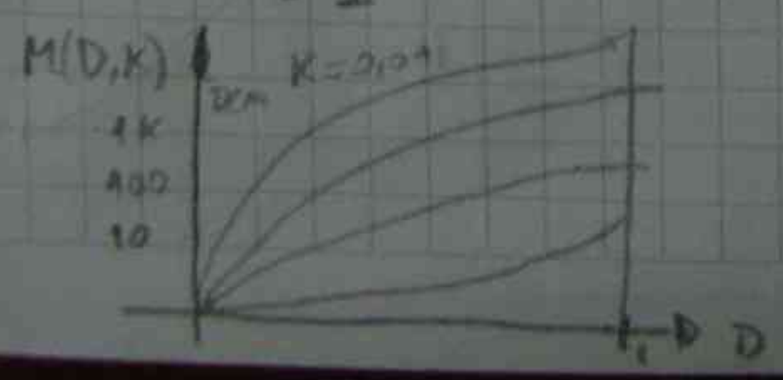
P/toff:

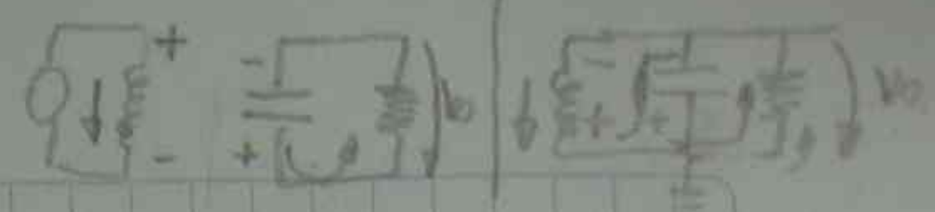
$$\Delta i_L^- = \frac{V_i - V_o}{L} D_1 T$$

Haciendo el balance de energía en el inductor:

$$\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- = \Delta i_L \; ; \; \frac{V_{in}}{\cancel{L}} D\cancel{T} = \frac{V_{in} - V_o}{\cancel{L}} D_1 \cancel{T}$$

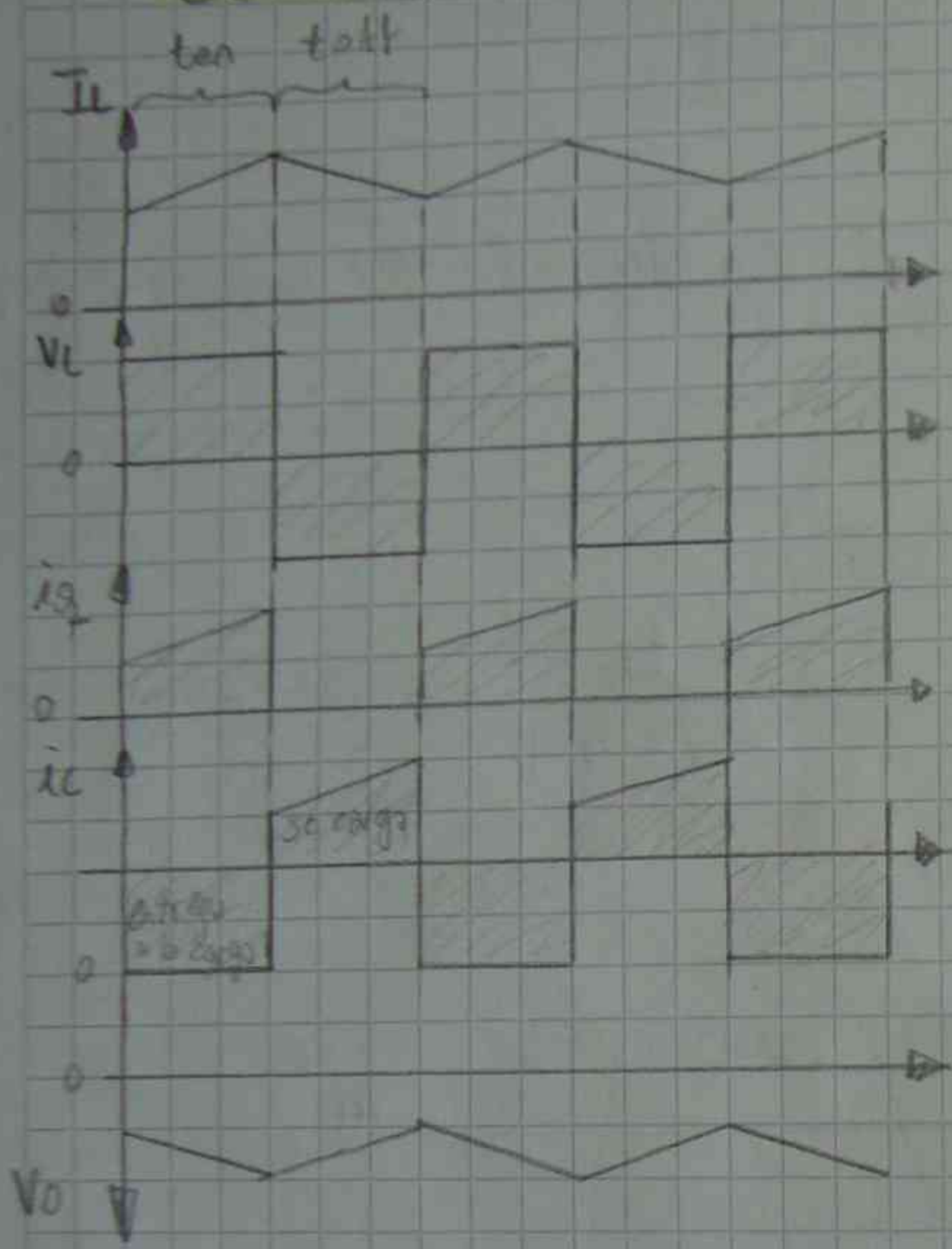
• $$\frac{V_o}{V_i} = \frac{D + D_1}{D_1} = \frac{-1 \pm \sqrt{1 + 4D^2/K}}{2} = M(D,K)$$





CONVERTIDOR BUCK BOOST

CCM



• Durante ton:

$V_L = L\frac{di_L}{dt}$, $V_{L_{|ton}} = V_i$, $\Delta t = ton$

$\Delta i_L^+ = \frac{V_i}{L} ton$

• Durante toff:

$\Delta i_L^- = -\frac{V_o}{L} toff$

$\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- = \Delta i_L$

$\frac{V_i}{\cancel{L}} DT = -\frac{V_o}{\cancel{L}} T(1-D)$

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

• Calculo de L:

$T = ton + toff = L\Delta i_L\left(\frac{1}{V_i} - \frac{1}{V_{out}}\right)$

$L = \frac{\Delta i_L}{T}\left(\frac{1}{V_i} - \frac{1}{V_{out}}\right) = \frac{V_{in} D}{f_s \Delta i_L} = L$

• Calculo de C

$\Delta V_C = \frac{1}{C}\int_0^{ton} i(t)\,dt$; $i_{C_{|ton}} = i_{out}$

$\Delta V_C = \frac{i_{out}\, ton}{C} = \frac{i_{out} DT}{C} = \frac{V_{out} DT}{RC}$

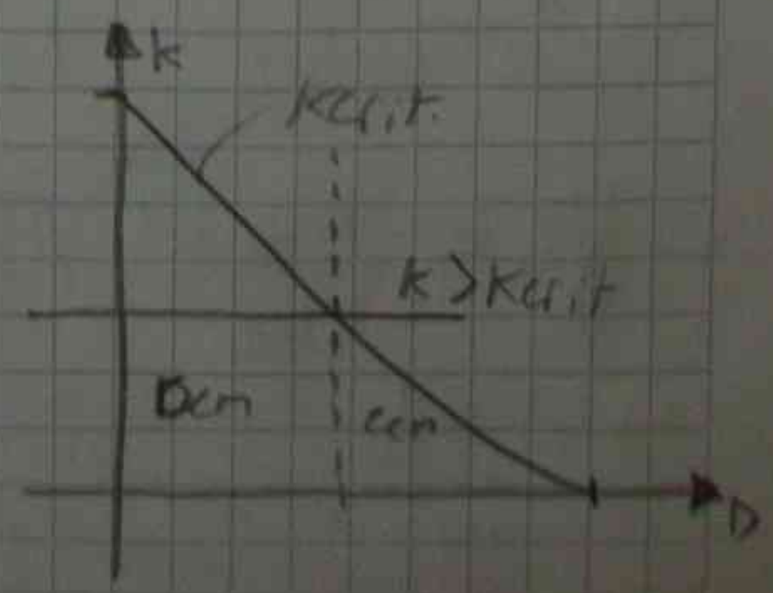
$C = \frac{V_{out} DT}{\Delta V_C R}$

• Calculo de IL

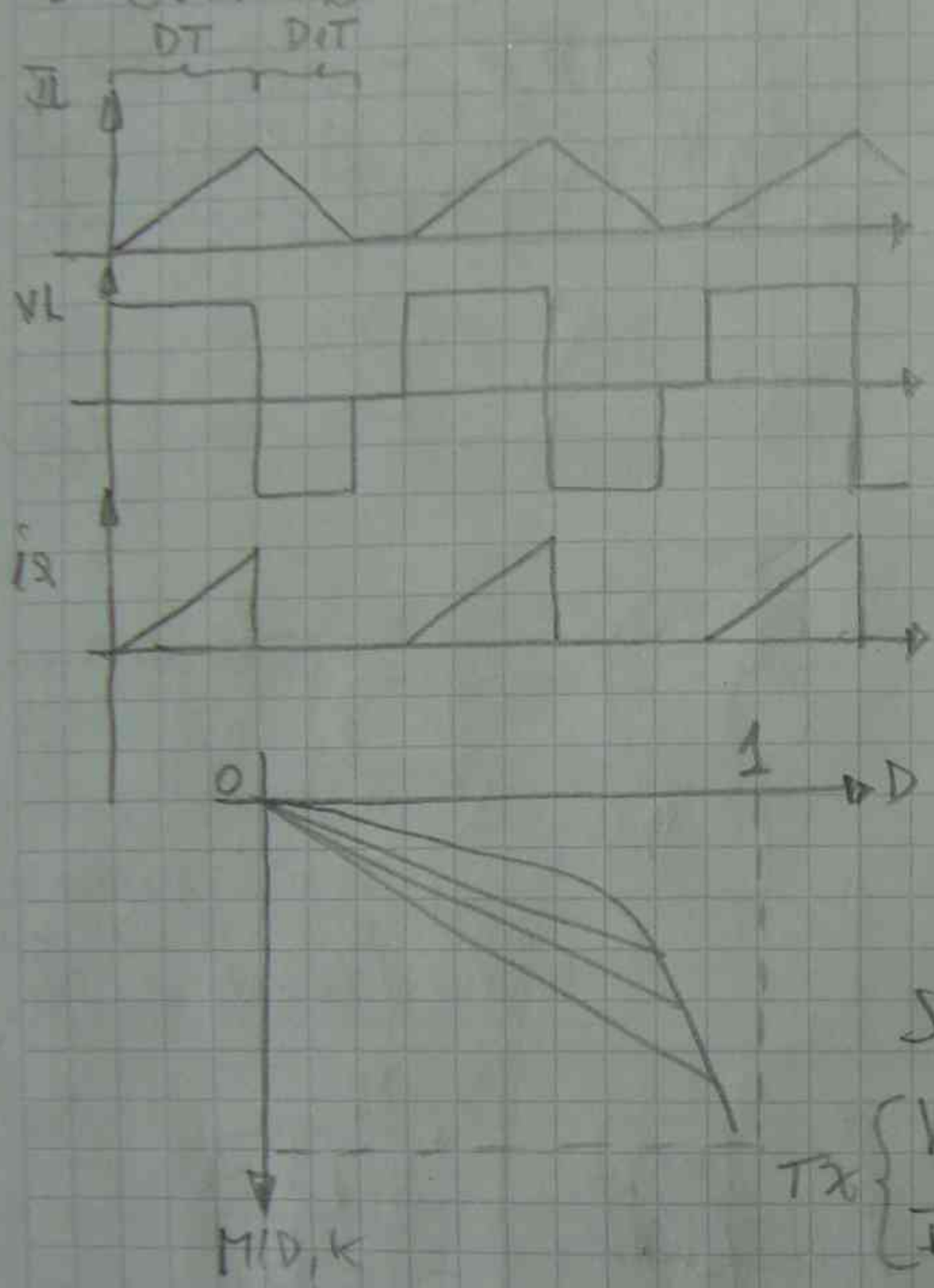
$i_L = \frac{V_{in}}{R}\frac{D}{(1-D)^2}$

$\frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_i DT}{2L} \Rightarrow \frac{\cancel{V_{in}}}{R}\frac{\cancel{D}}{(1-D)^2} < \frac{\cancel{V_{in}} DT}{2L}$

$\underbrace{\frac{2L}{RT}}_{K} < \underbrace{(1-D)^2}_{K_{crit}}$



- BUCK-BOOST DCM



P/ ton

$$\Delta i_L^+ = \frac{V_i}{L} DT$$

P/ toff

$$\Delta i_L^- = -\frac{V_o}{L} D_1 T$$

$$\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- = \Delta i_L$$

$$\frac{V_i}{\cancel{L}} D\cancel{T} = -\frac{V_o}{\cancel{L}} D_1 \cancel{T}$$

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{D}{D_1} = -\frac{D}{\sqrt{K}} = M(D,K)$$

Selección Dispositivo:

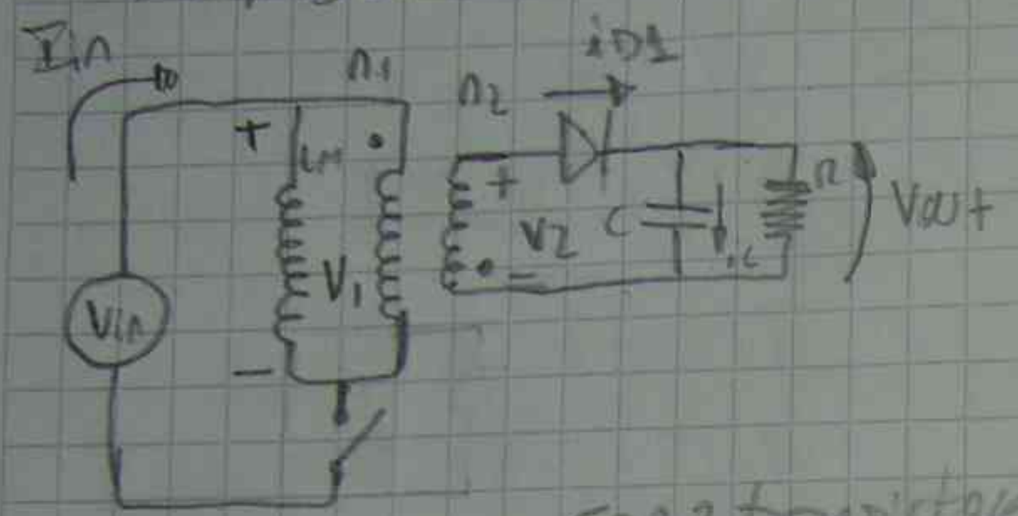
Tx $\begin{cases} V_{CEV} \text{ ó } V_{DSS} > V_{in} + V_{out} \\ I_{Cmax} > I_L + \frac{\Delta i_L}{2} \end{cases}$

Diodo $\begin{cases} V_{out} > V_{in\,max} + V_{out} \\ I_{F(AV)} > I_{out} \end{cases}$

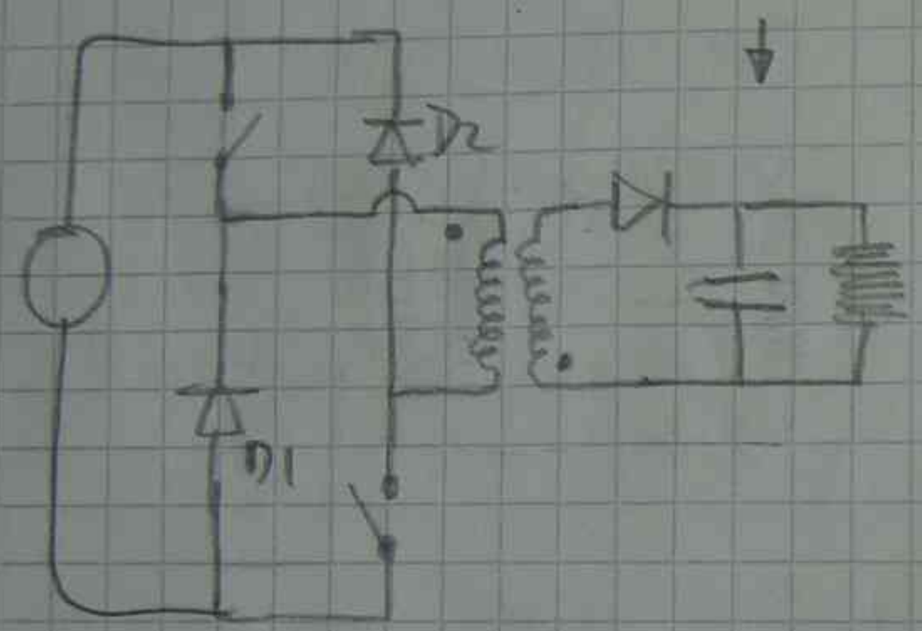
FUENTES AISLADAS CONMUTADAS UNIDIRECCIONALES:

FLYBACK

Versión aislada del Buck Boost

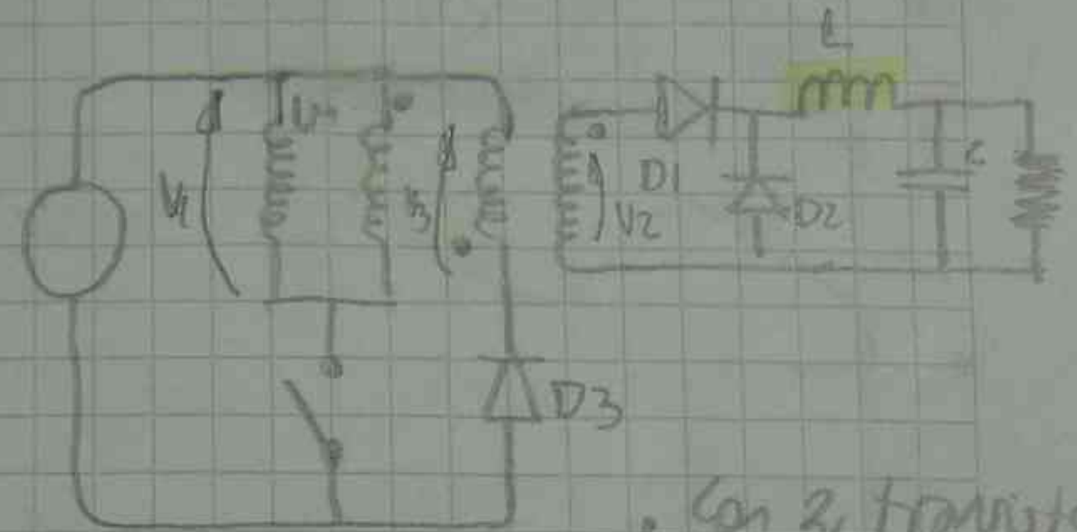


• Con 2 transistores

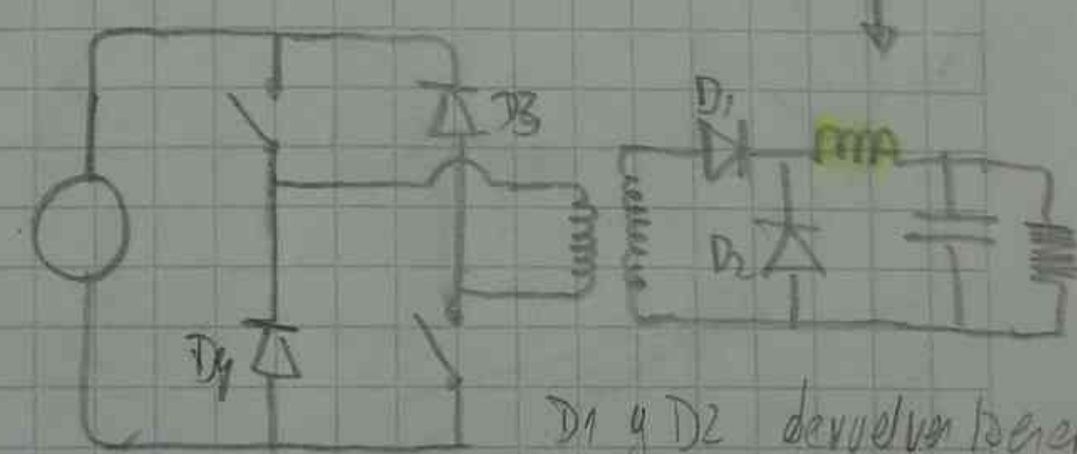


Forward

Versión aislada del Buck



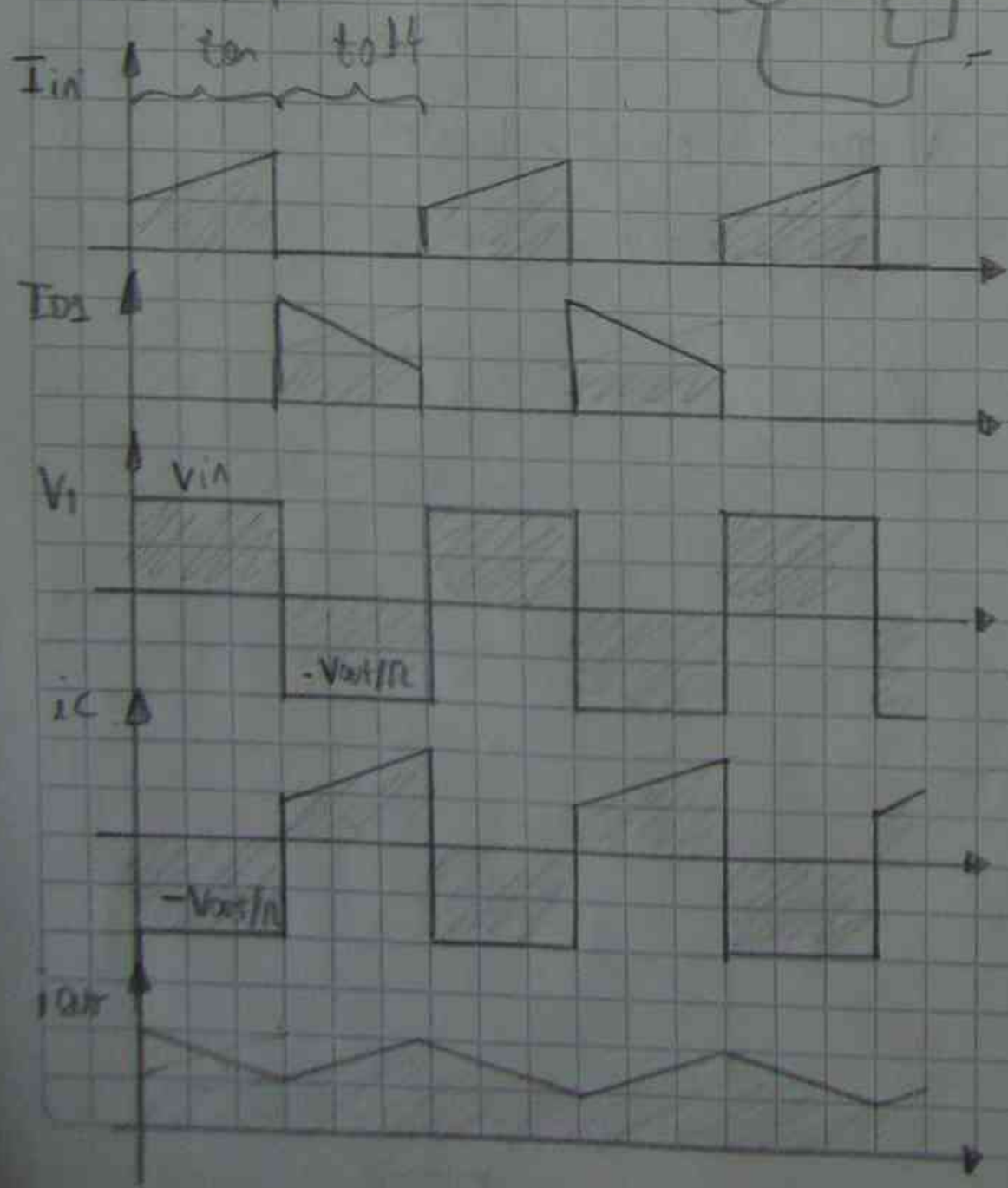
• Con 2 transistores

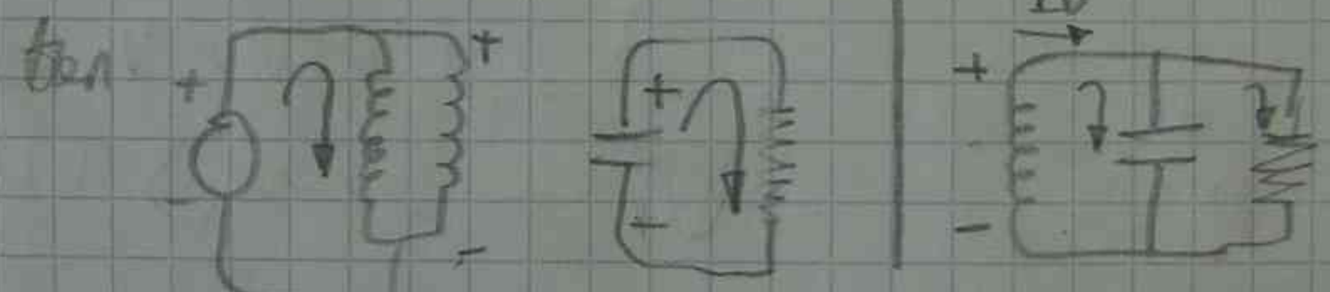


D1 y D2 devuelven la energía de magnetización a la fuente y así no sobrecargamos el devanado auxiliar.

FLYBACK

• CCM





• Durante ton:

- En la entrada:

$V_{Lm} = V_{in} \Rightarrow \Delta i_L^+ = \frac{V_{Lm}}{L_m} t_{on}$

- En la salida:

$i_C = -\frac{V_{out}}{R}$

• Durante toff

- En la entrada

$V_{Lm} = -V_{out} \frac{n_1}{n_2}$ / $\Delta i_{Lm} = \frac{V_{Lm}\, t_{off}}{L_m}$

- En la salida

$i_C = i_D - i_{out} = i_D - \frac{V_{out}}{R}$

• Haciendo el balance:

$\Delta i_L^+ = \Delta i_L^- = \Delta i_L$

$V_{in} \rightarrow \frac{V_{in}}{L_m} D T = \frac{V_{out}}{L_m} \frac{n_1}{n_2} T(1-D)$

$\frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{n_2}{n_1} \frac{D}{1-D} = n \frac{D}{1-D} = M(D)$

n

• Balance en el capacitor

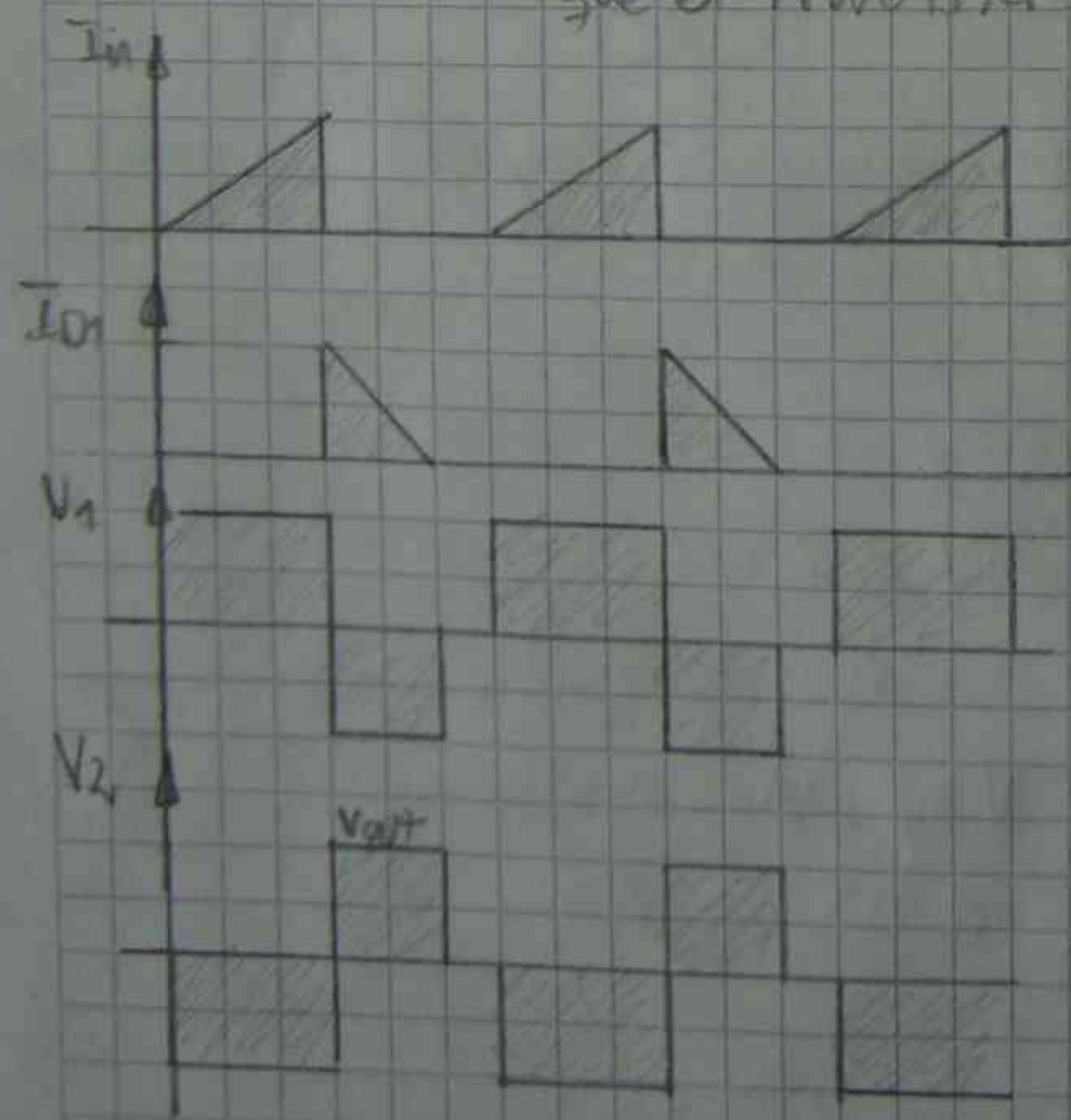
$i_{C_{AV}} = \frac{1}{T}\left[t_{on}\, i_{C_{ton}} + t_{off}\, i_{C_{toff}}\right]$

$= \frac{1}{T}\left[DT\left(-\frac{V_{out}}{R}\right) + T(1-D)\left[i_D - \frac{V_{out}}{R}\right]\right]$; $i_D = i_{Lm}\frac{n_2}{n_1} = i_{Lm} n$

$\Rightarrow \cdot\, i_{Lm} = \frac{n V_{out}}{R(1-D)}$; $\cdot\, I_{in} = D I_{Lm}$

• $L_{min} = \frac{R(1-D)^2}{n^2 2 f_s}$ • $C = \frac{D}{R f_s \frac{\Delta V_{out}}{V_{out}}}$

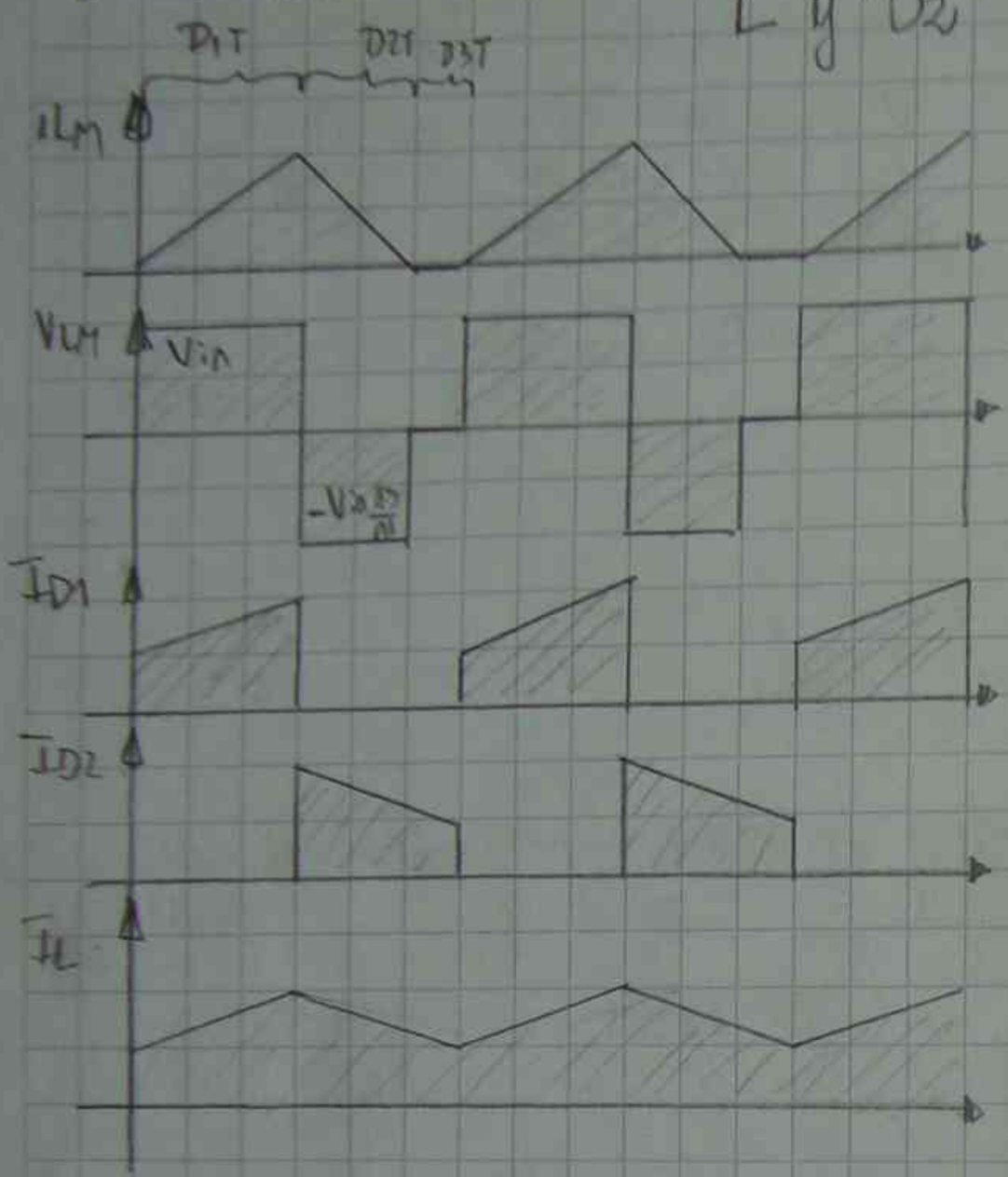
• DCM → La corriente en el secundario llega a cero antes de que el transistor vuelva a saturarse.



$\frac{2L_m}{RT} < \frac{(1-D)^2}{n^2}$

Con el Flyback de 2 transistores se eliminan los sobrepicos durante el bloqueo de los tx. Además se favorece la desmagnetización a través de D1 y D2.

- FORWARD:



Lm y D3 deben operar en modo DCM

L y D2 pueden operar en DCM y CCM. Analizamos p/ CCM

- Modo 1: Durante ton:

. $V_1 = V_{in}$

. $V_2 = V_{in}\, n_2/n_1$

. $V_3 = -V_{in}\, n_3/n_1$

$V_L = V_{sec} - V_{out} = L\frac{di}{dt}$

$= V_{in}\frac{n_2}{n_1} - V_{out} = L\frac{\Delta i_L^+}{DT}$

- $\Delta i_L^+ = \frac{DT}{L}\left[V_{in}\frac{n_2}{n_1} - V_{out}\right]$

- Modo 2: Durante toff

$V_1 = -V_{in}$

$V_2 = -V_{in}\frac{n_3}{n_1}$

$V_3 = -V_{in}$

$\Delta i_L^- = \frac{V_{out}(1-D)T}{L}$

Balance:

$$\frac{DT}{L}\left[V_{in}\frac{n_2}{n_1} - V_{out}\right] = \frac{V_{out}(1-D)T}{L}$$

- $M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = nD$

- Modo 3: se descarga completamente el circuito magnético y D3 se bloquea.

$V_1 = \emptyset$

$V_2 = \emptyset$

$V_3 = \emptyset$

$D \leq 0{,}5$ Para permitir la desmagnetización completa. Con esto evitamos la saturación del Nucleo.

SELECCIÓN DE COMPONENTES:

P/ 1 Tx:

Tx $\begin{cases} V_{CEV} = V_{in}\left(1 + \frac{n_1}{n_3}\right) \\ I_{Cmax} = \left(\frac{V_{out}}{n} + \frac{\Delta i_L}{2}\right)\frac{n_2}{n_1} + \Delta i_{LM} \end{cases}$

D3 → $V_{RRM} > 2 V_{in}$ si $n_3 = n_1$

P/ 2 Tx:

Sin devanado auxiliar

$V_{CEV} > V_{in-max}$

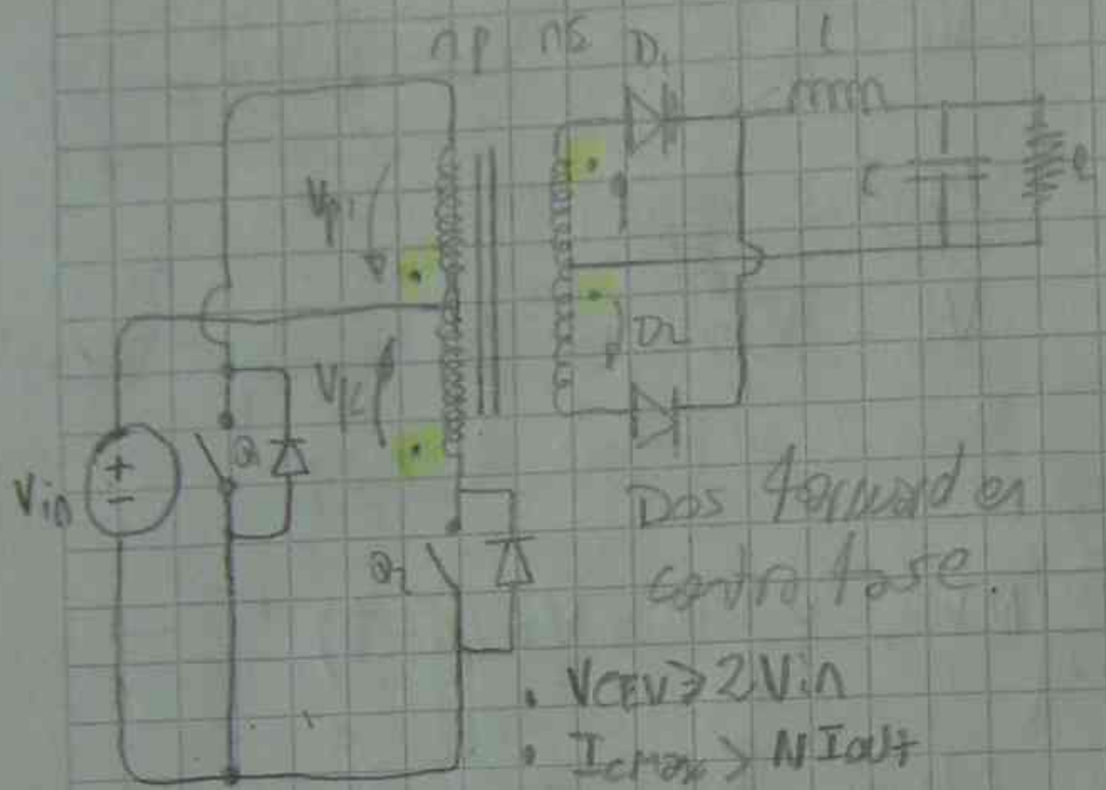
$V_{RRMS} > V_{in-max}$

EXITACION BIDIRECCIONAL

Explotan mejor el circuito electromagnético

• PUSH PULL

Bajos potencias



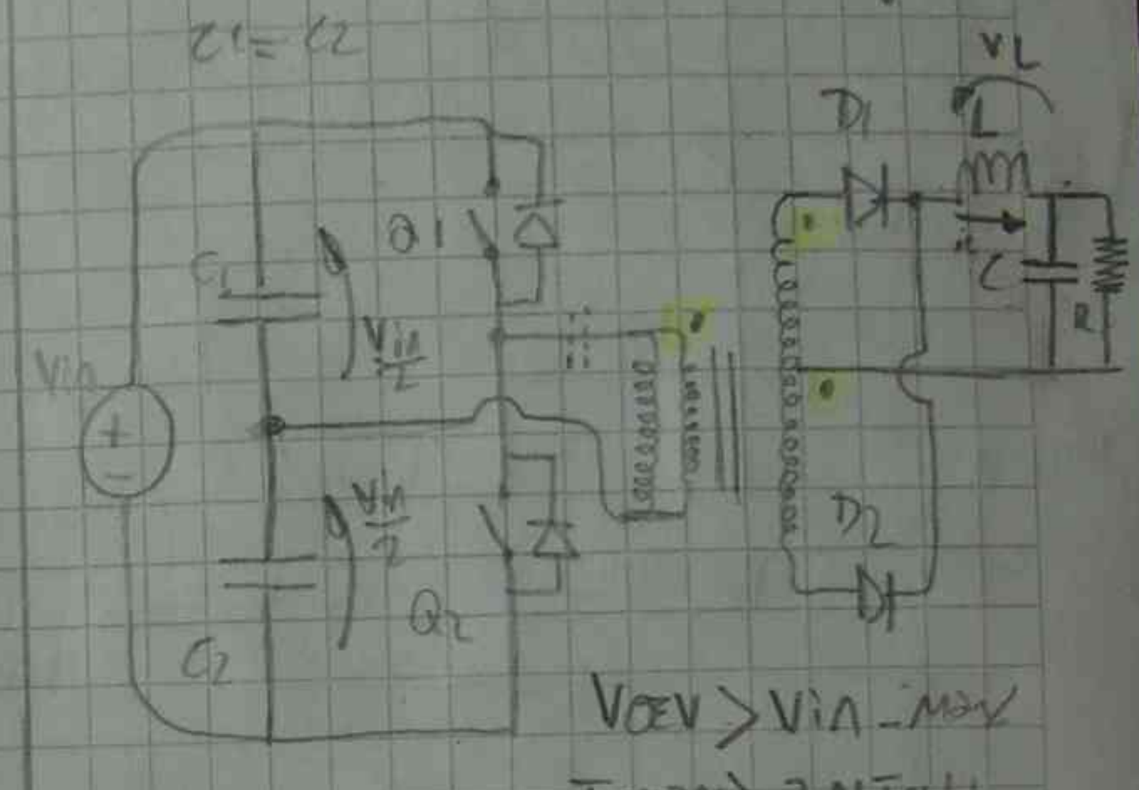
Dos forward en contrafase.

- $V_{CEV} \geq 2V_{in}$
- $I_{Cmax} > N I_{out}$

• Half Bridge

✓ Hasta 500 W (Limitan C1 y C2)

$C_1 = C_2$



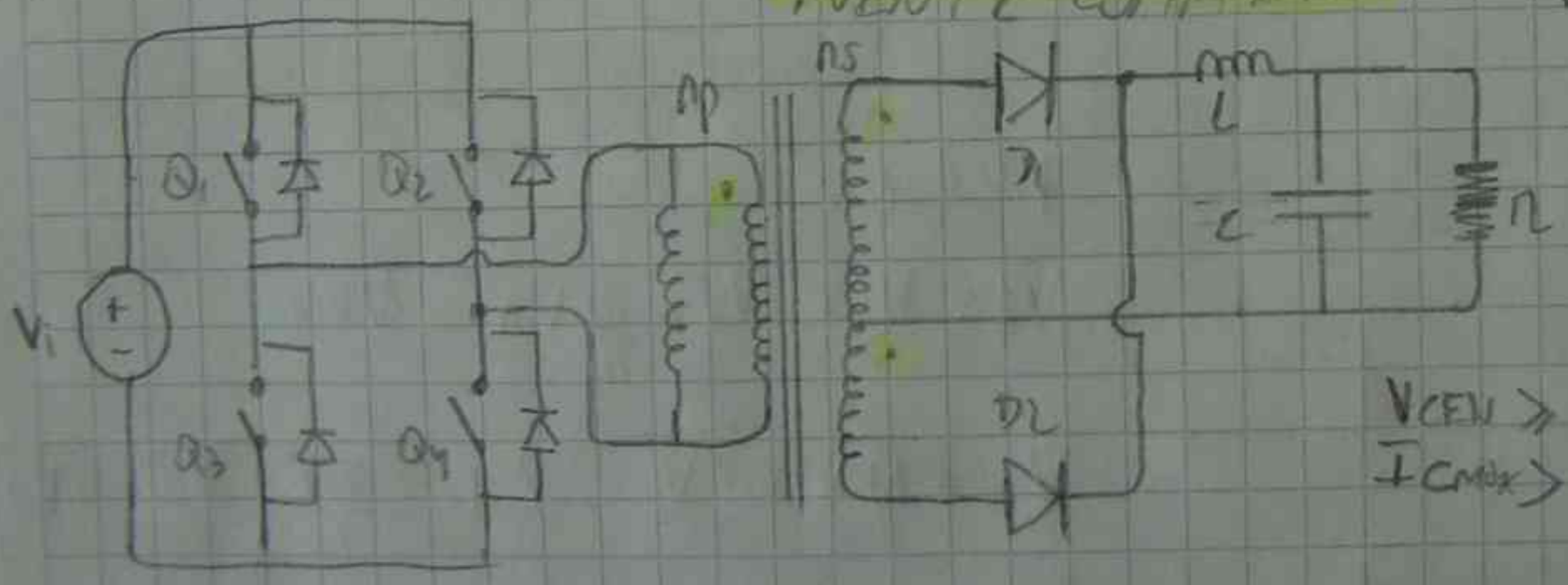
$V_{CEV} > V_{in_max}$

$I_{Cmax} > 2 N I_{out}$

Frequentes conmutan simultaneamente

PUENTE COMPLETO

✓ De 500 W a 200 kW



$V_{BE} > 2 N V_{in}$

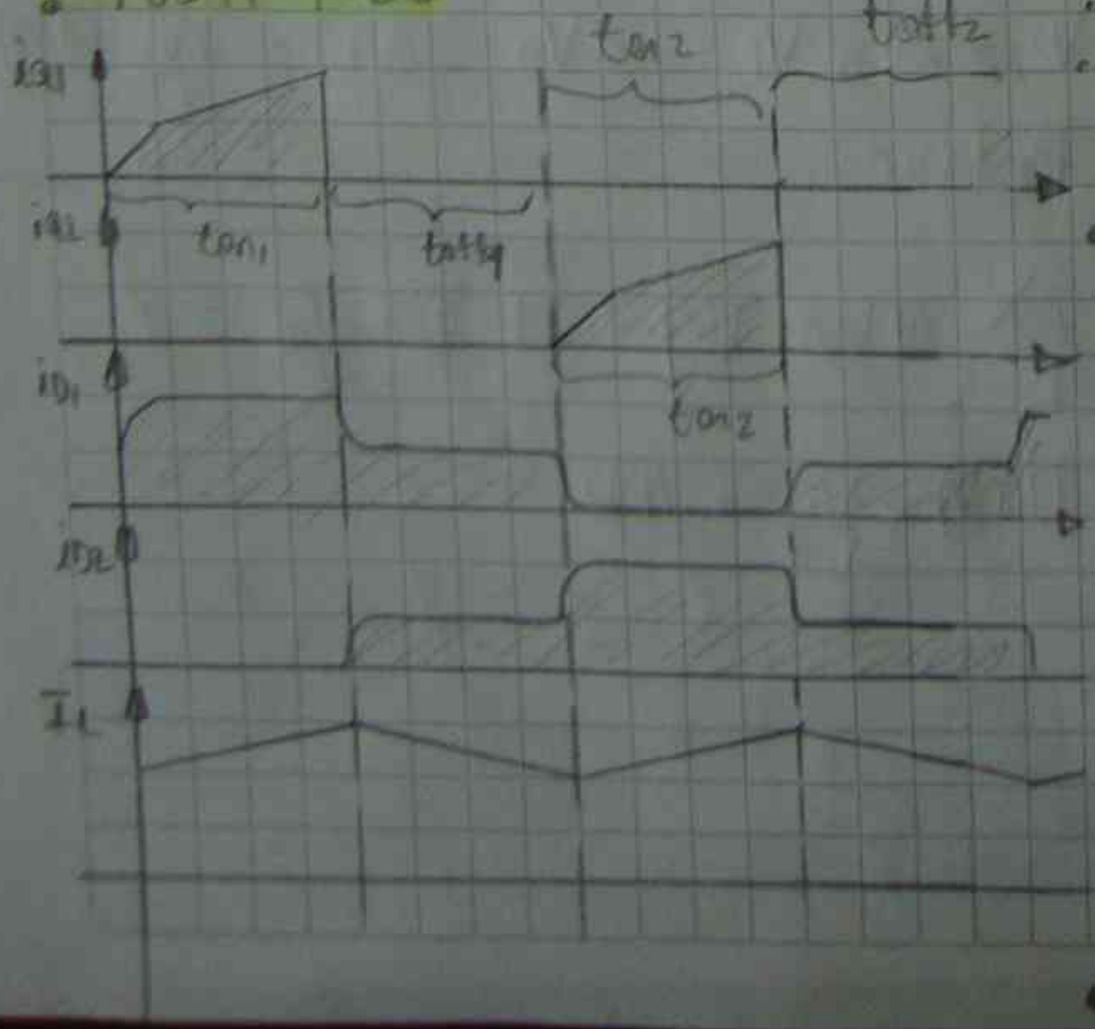
$I_{Cmax} > I_{out}/2 + \frac{I_{LM}}{2N}$

$I_F > I_{out}/2$

$V_{CEV} > V_{in_max}$ ⇒ Como Half bridge

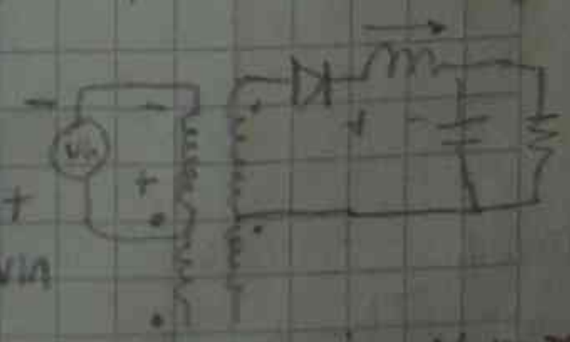
$I_{Cmax} > N \cdot I_{out}$ ⇒ Como push pull

• PUSH PULL



- El transistor envía 50% de la corriente total
- D_{max} por el tx = 50% (si no → corto)
- La energía se transfiere directamente a la carga mediante

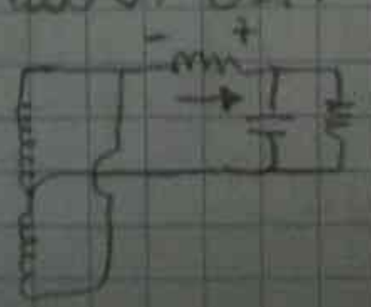
• Modo 1: ton



$V_{p1} = V_{in}$; $V_{s2} = \frac{N_s}{N_p} V_{in}$

$V_L = V_{s2} - V_{out}$ ⇒ $\Delta i_L^+ = \frac{N V_{in} - V_{out}}{L} DT$

• Modo 2: toff



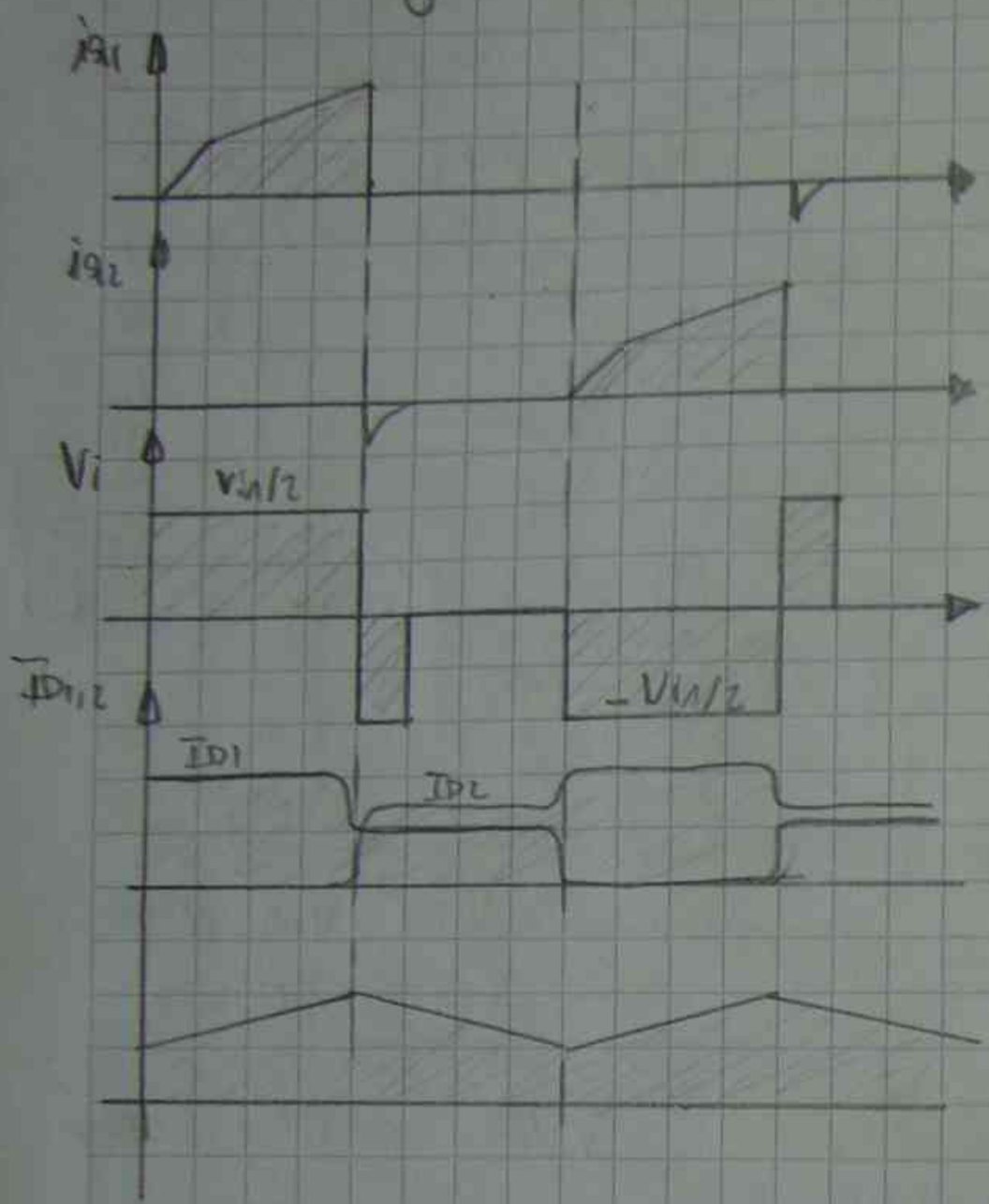
$I_{in} = \emptyset$, $V_L = -V_{out}$

$\Delta i_L = \frac{V_{out}}{L} (1-D) T$

Por balance → $N V_{in} - V_{out} D = V_{out} (1-D)$

• $V_o / V_{in} = N \cdot D = M(D)$

• Half Bridge



Modo 1: ton (Q1 y Q2)

$V_1 = \frac{V_{in}}{2}$. $V_{S1} = N\frac{V_{in}}{2}$. $V_{S2} = -N\frac{V_{in}}{2}$

$V_L = \frac{NV_{in}}{2} - V_{out} \Rightarrow \Delta i_L^+ = \left(\frac{NV_{in}}{2} - V_o\right)\frac{DT}{L}$

Modo 2: toff

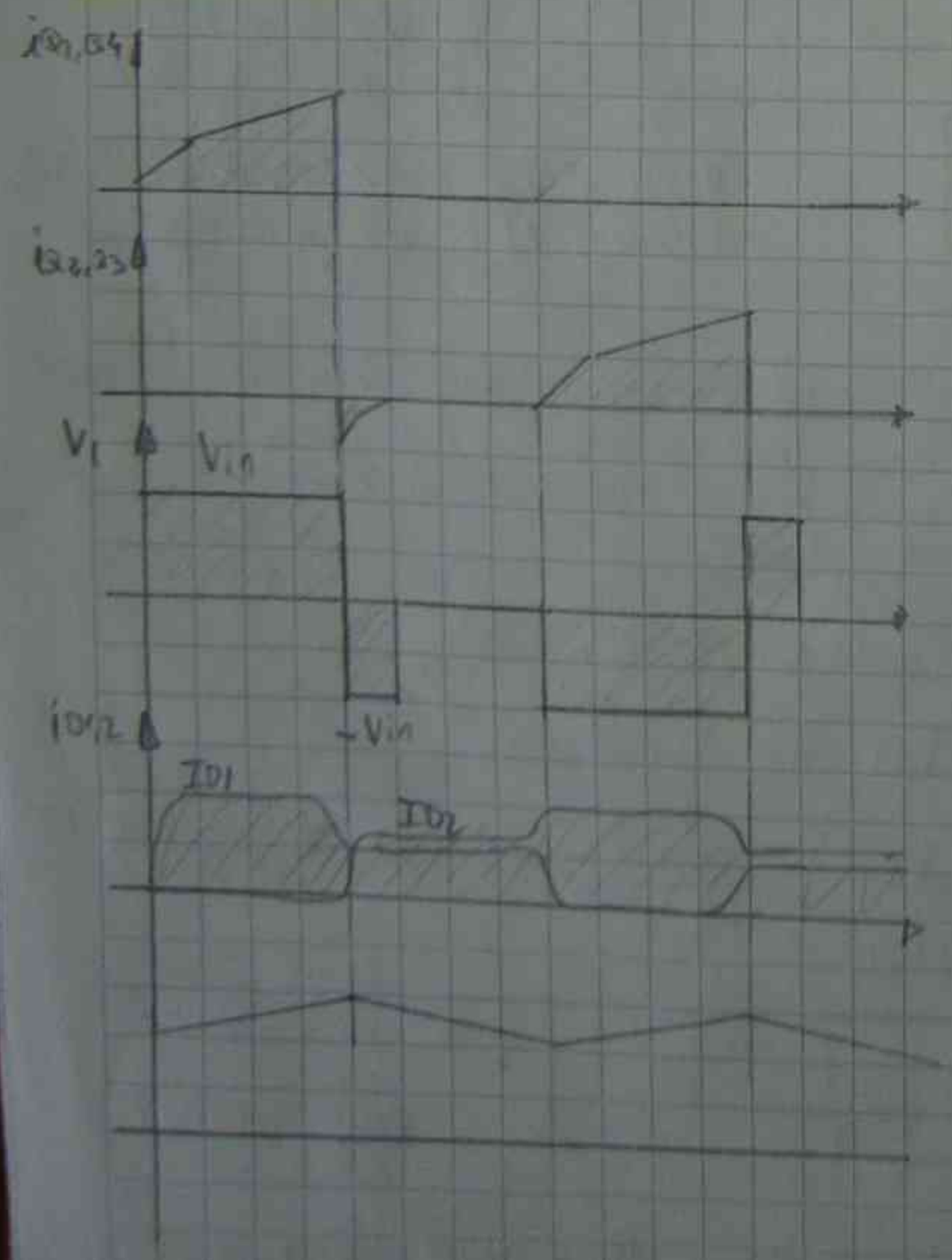
$V_L = V_{out} \Rightarrow \Delta i_L^- = \frac{V_{out}}{L}(1-D)T$

Haciendo el balance de energía:

$$\left(\frac{NV_{in}}{2} - V_o\right)D = V_o(1-D)$$

$$M(D) = \frac{V_o}{V_i} = \frac{ND}{2}$$

• FULL BRIDGE



Modo 1:

$V_1 = V_{in}$, $V_2 = \frac{n_2}{n_1}V_{in} = NV_{in}$

$V_L = NV_{in} - V_o$; $\Delta i_L^+ = \frac{DT}{L}(NV_{in} - V_o)$

Modo 2:

$V_1 = \emptyset$; $V_L = -V_o$; $\Delta i_L^- = \frac{-V_o}{L}(1-D)T$

Balance

$$\frac{D\cancel{T}}{\cancel{L}}(NV_{in} - V_o) - (1-D)\cancel{T}\frac{V_o}{\cancel{L}} = \emptyset$$

• $M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = nD$

INVERSORES

Clasificación:

INVERSORES

- CSI (Detrás de corriente)
- VSI (De fuente de tensión)
  - MONOFASICOS
    - Mod de onda cuadrada
    - Mod x ctrl de Ampl y Alem
    - PWM, SPWM, MSPWM
      - Unipolar
      - Bipolar
  - TRIFASICOS
    - Mod de onda cuadrada a 180°
    - " " " " " 120°
    - PWM, SPWM, MSPWM
    - SVPWM

Parámetros de rendimiento:

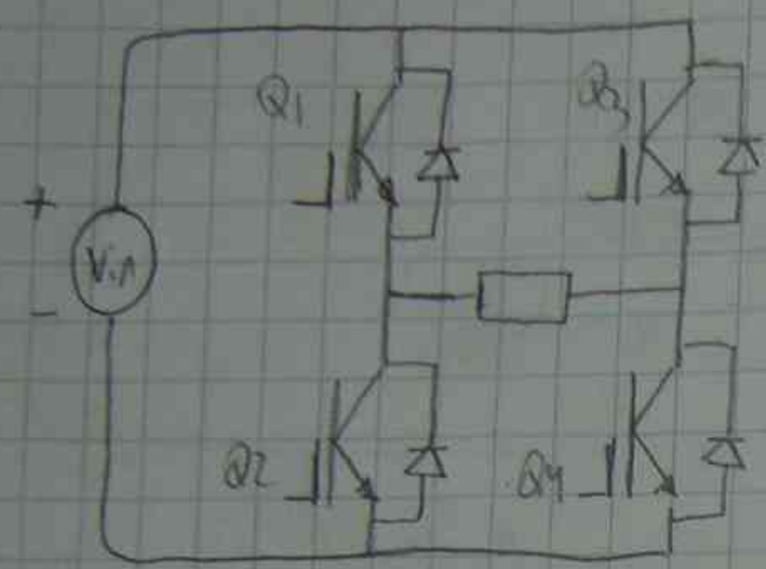
- $HF_n = \frac{V_n}{V_1}$ ⇒ Factor armónico de la enésima componente
  V_1 → Fundamental rms

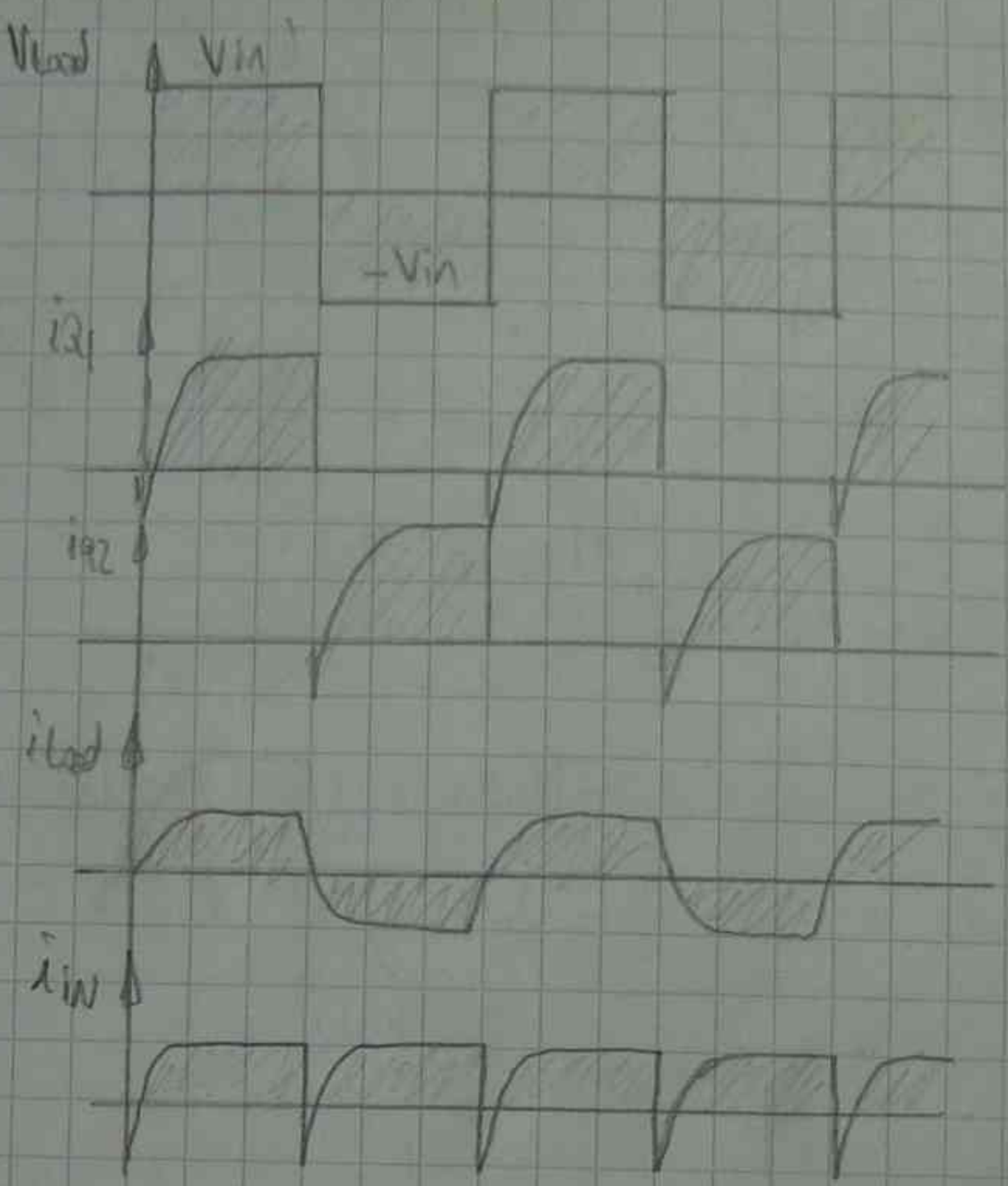
- $THD_V = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{1\text{-}rms}^2}}{V_{1\text{-}rms}}$ ⇒ Distorsión armónica total
  {Medida de la similitud entre la forma de la onda y su componente fundamental.}

- $DF = \frac{V_n}{V_{1n}^2}$ ⇒ Factor de distorsión

→

INVERSOR MONOFASICO PUENTE COMPLETA





- P/ Carga con R:

- $V_o = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{T/2} v_{in}\, dt}$

$$V_o = \sum_{1,3,5\ldots} \frac{4V_{in}}{n\pi} \operatorname{sen}(n\omega t)$$

- P/ carga RL:

$$i_o(t) \begin{cases} \frac{V_{in}}{R} + \left(I_{min} - \frac{V_{in}}{R}\right) e^{-t/\tau} & p/\ 0 \leq t \leq T/2 \\ -\frac{V_{in}}{R} + \left(I_{max} + \frac{V_{in}}{R}\right) e^{-\frac{(t-T/2)}{\tau}} & p/\ T/2 \leq t \leq T \end{cases}$$

- $|I_{max}| = |I_{min}|$
- $i_{o-rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i_o(t)^2\, dt}$

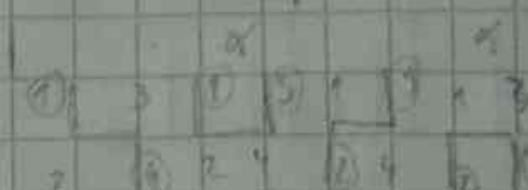
Tipos de pulso de modulación de onda:

- Control de amplitud y armónicos (Decidido)
- Modulación senoidal del ancho de pulso: SPWM
- Space vector PWM

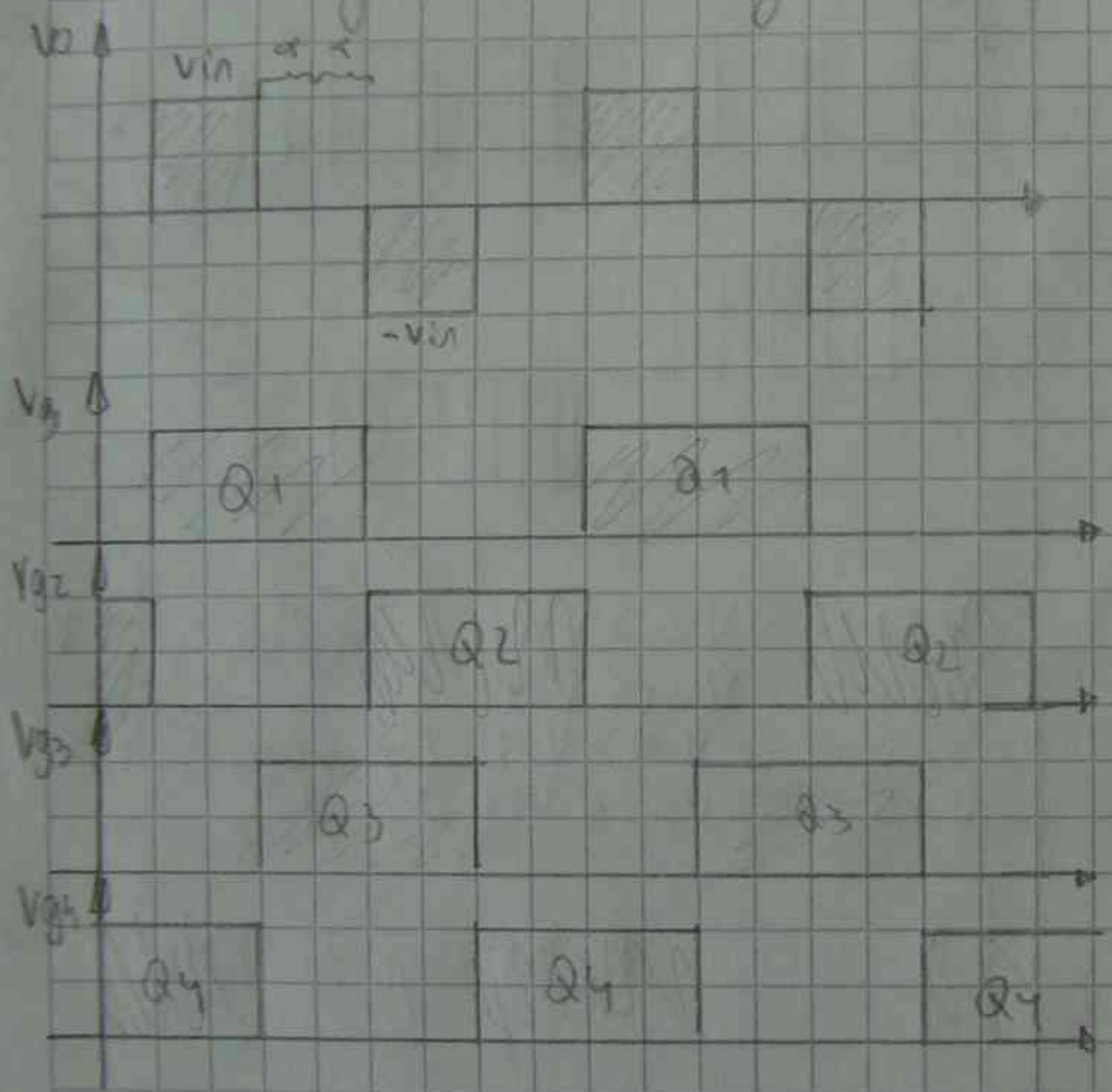
→

INVERSOR CON CONTROL de amplitud y armónicos

- Solo aplica a inversores monofásicos
- Consiste en desfasar un ángulo α el disparo de los Tx de una diagonal.



- α es el ángulo donde la carga está en $\emptyset$.



- $V_{o_rms} = V_{in}\sqrt{1-\frac{2\alpha}{\pi}}$
- $V_o = \sum_{n=1,3,\ldots}^{\infty} V_n \operatorname{sen}(n\omega t)$
- $V_n = \frac{4V_{in}}{n\pi}\cos(n\alpha)$

Para eliminar armónicos se elige $\alpha = \frac{90}{n}$ donde n es el armónico a eliminar.

(hace eco)

MODULACION SENOIDAL DEL ANCHO DE PULSO

- Disminuye THD considerablemente

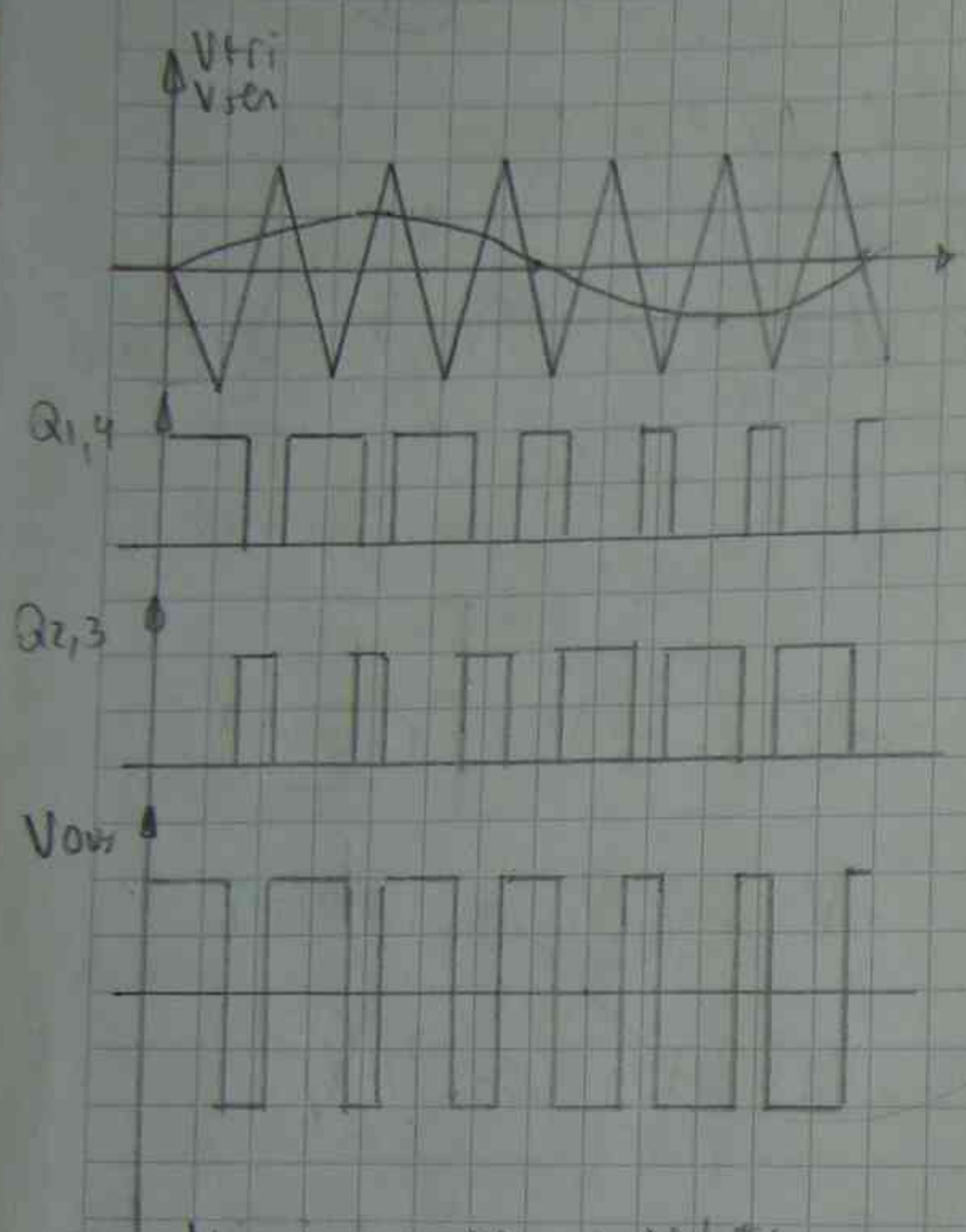
Entero impar.

$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{sen}}$ { entero: SPWM síncrono ↓THD
no entero: " Asíncrono ↑THD

$m_a = \frac{\hat{V}_{sen}}{\hat{V}_{tri}}$ { $0 < m_a < 1$ ∴ $\hat{V}_1 = m_a V_{in}$
$m_a > 1$ sobremodulación.

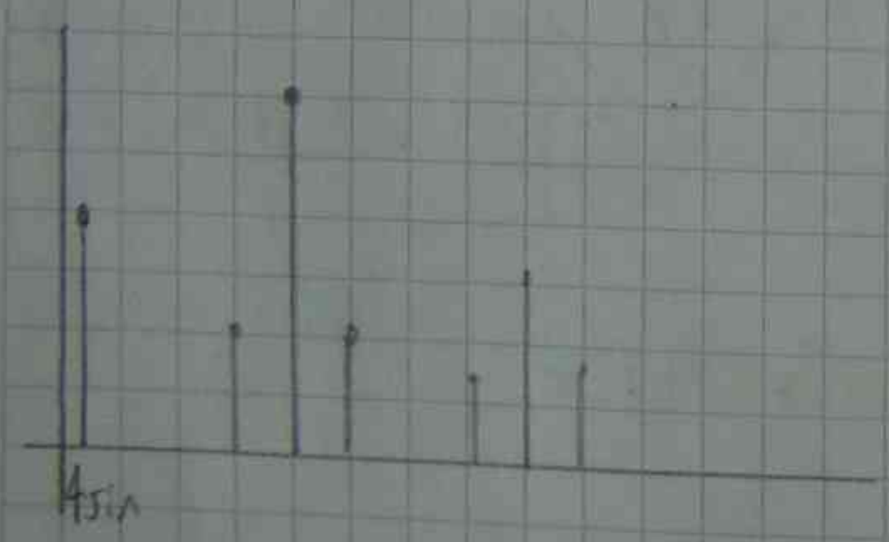
→

SPWM BIPOLAR

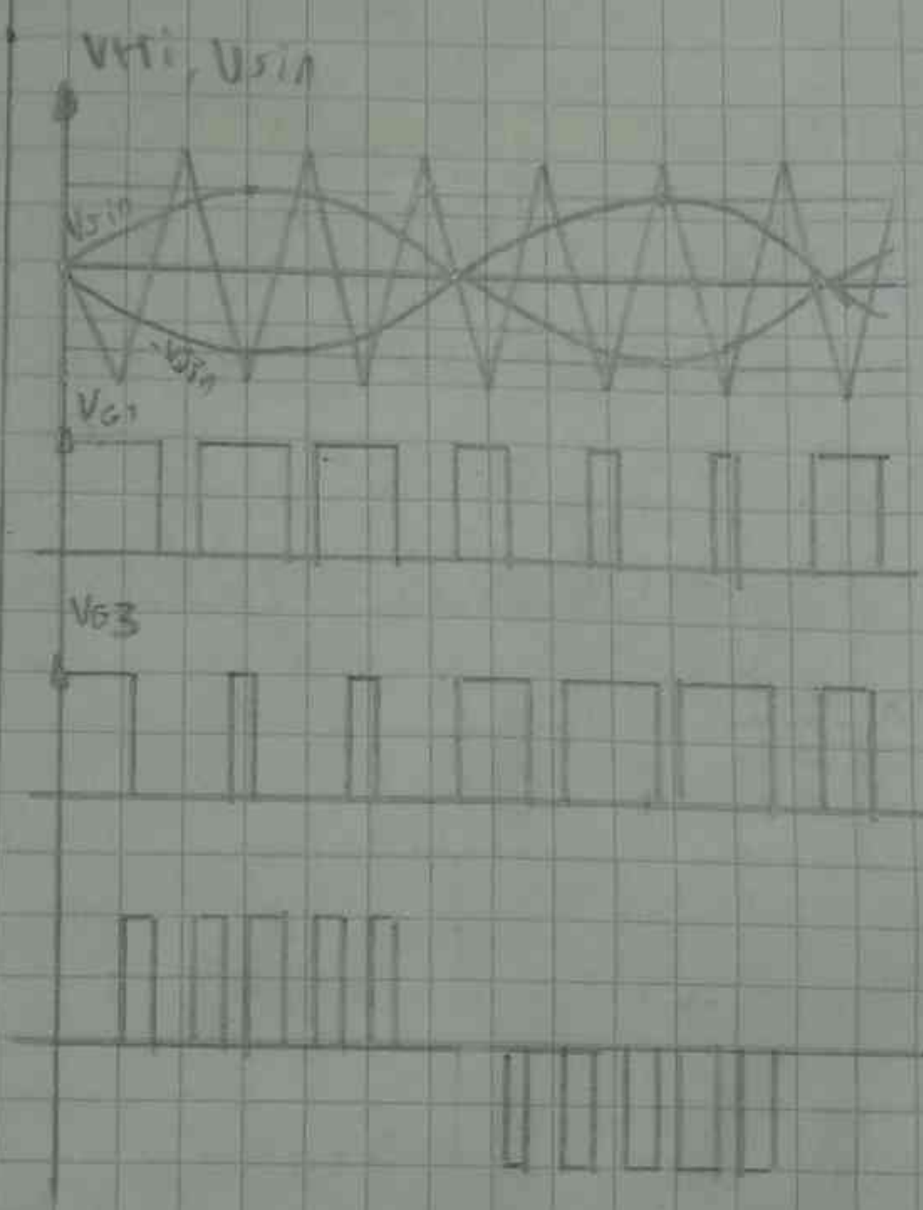


$V_{g1,4}$ ON $V_{sen} > V_{tri}$

$V_{g2,3}$ ON $V_{sen} < V_{tri}$



SPWM UNIPOLAR



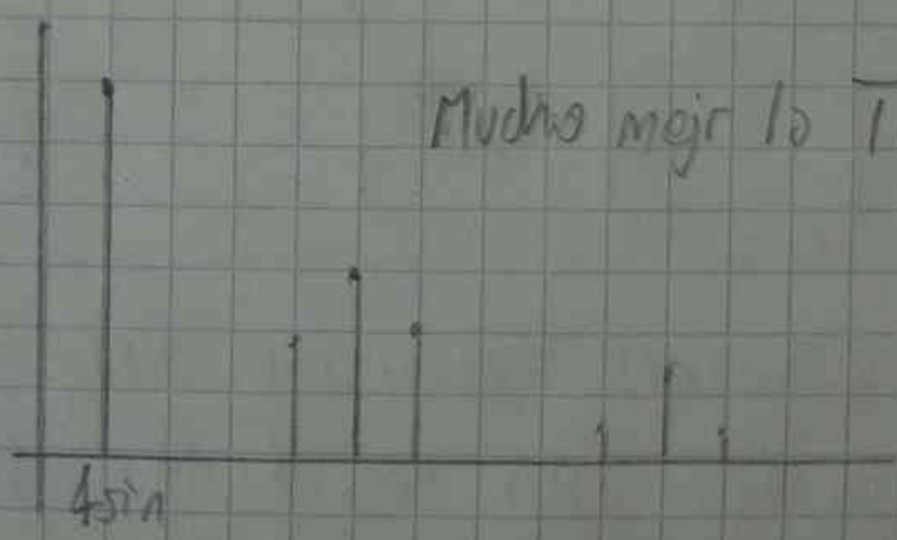
V_{G1} ON $V_{sen} > V_{tri}$ } Compara contra V_{sin}

V_{G2} ON $V_{sen} < V_{tri}$ }

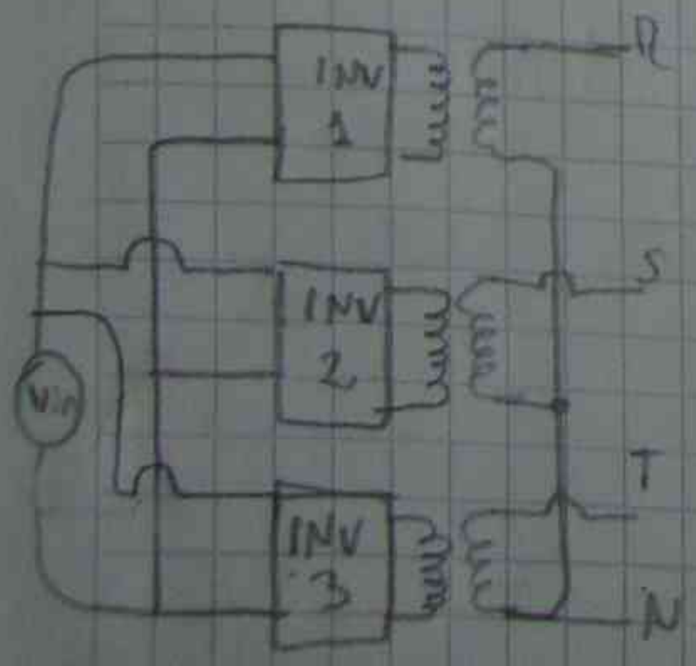
V_{G3} ON $-V_{sen} > V_{tri}$ } Compara contra $-V_{sin}$

V_{G4} ON $-V_{sen} < V_{tri}$ }

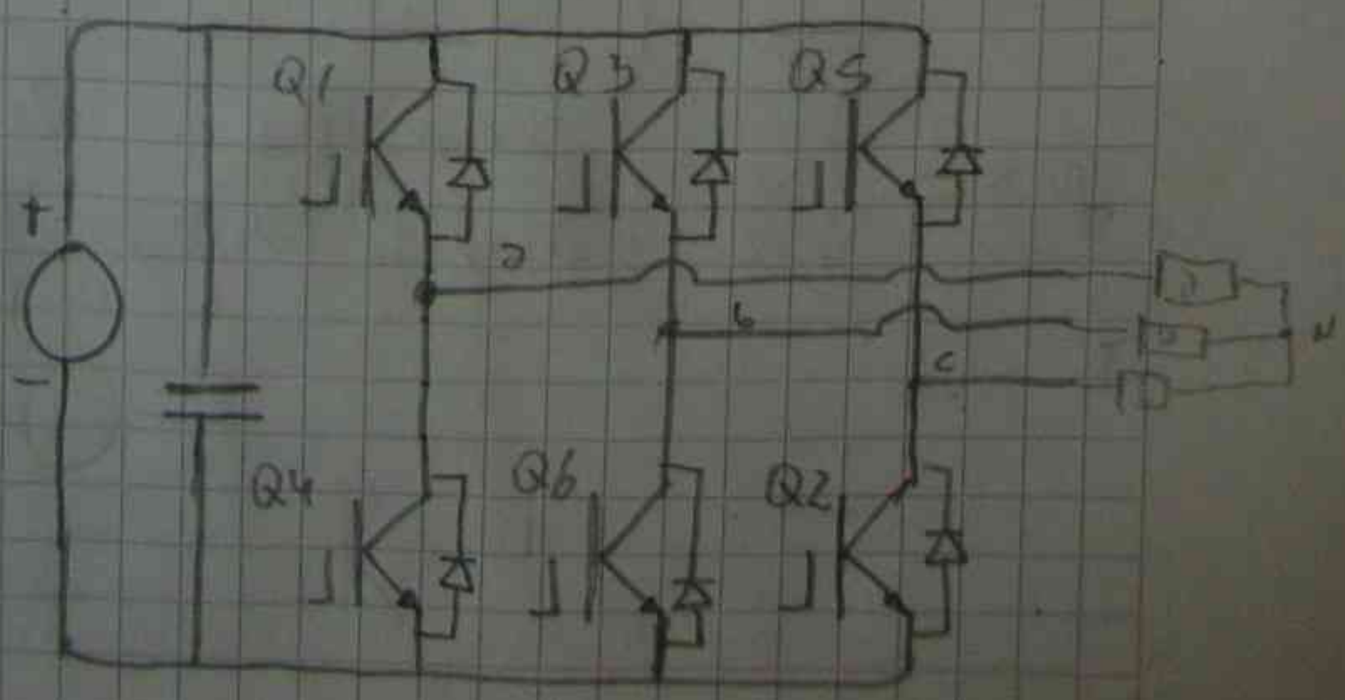
Mucho mejor la THD



INVERSORES TRIFASICOS



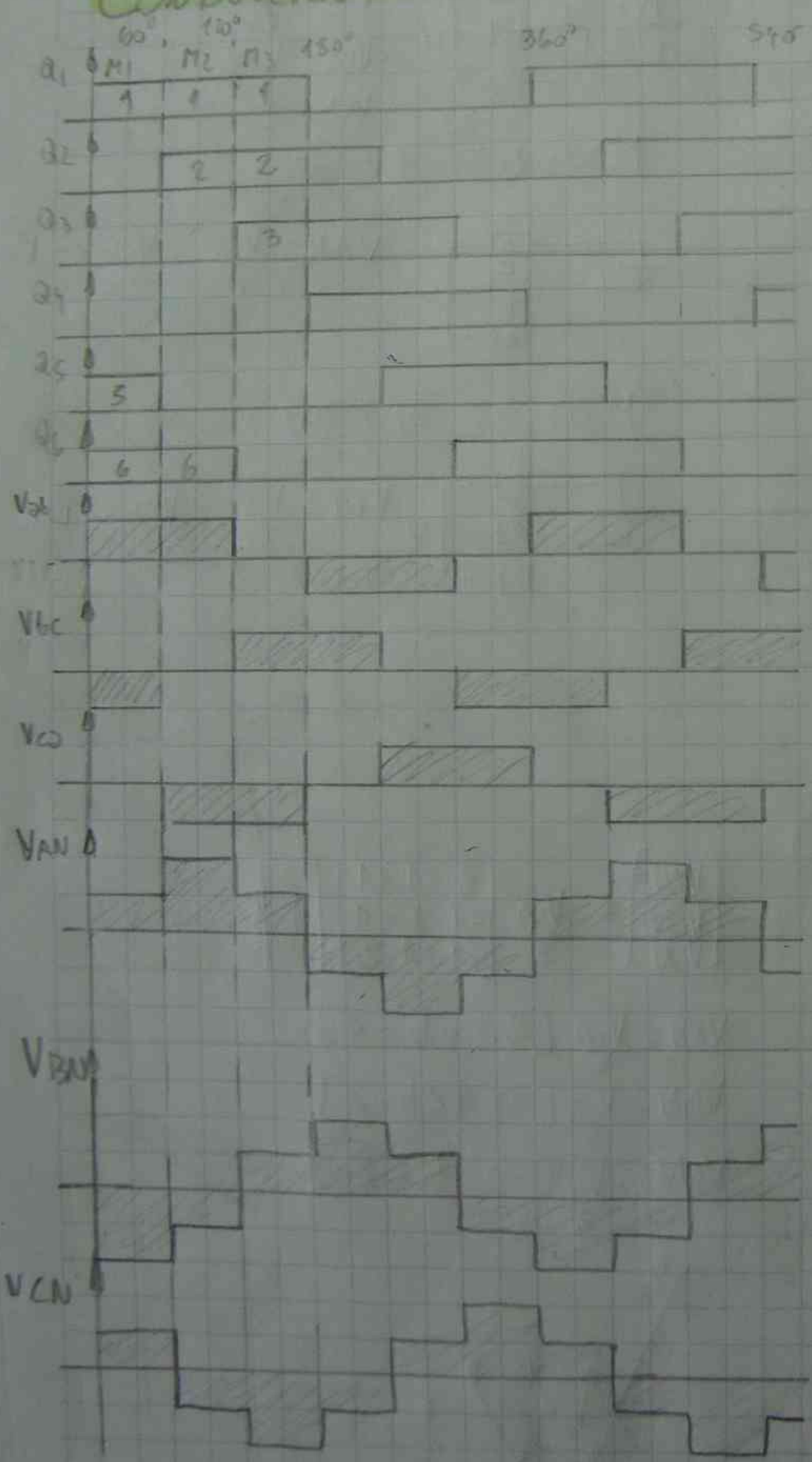
CON 3 CONV MONOFASICOS



TECNICAS DE CONTROL:

- COND 180°
- COND 120°
- SPWM
- SVPWM

CONDUCCION 180°



- Disparos separados a 60°
- Siempre conducen 3Tx

- Modo 1 1, 5, 6 ON

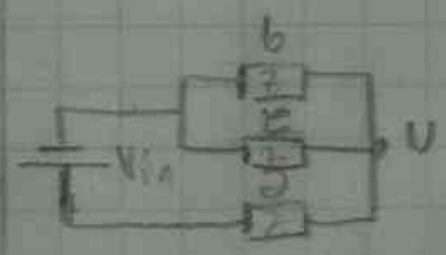
$\frac{Z}{2} + 1 = \frac{3}{2} Z = Z_{eq}$

$V_{AN} = \frac{V_{in}}{\frac{3Z}{2}} \cdot \frac{Z}{2} = \frac{V_{in}}{3}$

$V_{AN} = V_{CN}$

$V_{BN} = \frac{-V_{in}}{\frac{3Z}{2}} \cdot Z = -\frac{2}{3} V_{in}$

- Modo 2 1, 2, 6 ON

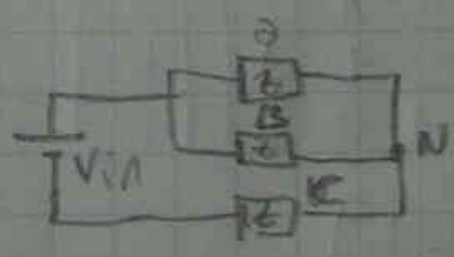


$V_{BN} = -\frac{V_{in}}{\frac{3Z}{2}} \cdot Z = -\frac{V_{in}}{3}$

$V_{BN} = V_{CN}$

$V_{AN} = \frac{V_{in}}{\frac{3Z}{2}} Z = \frac{2}{3} V_{in}$

- Modo 3 1, 2, 3 ON

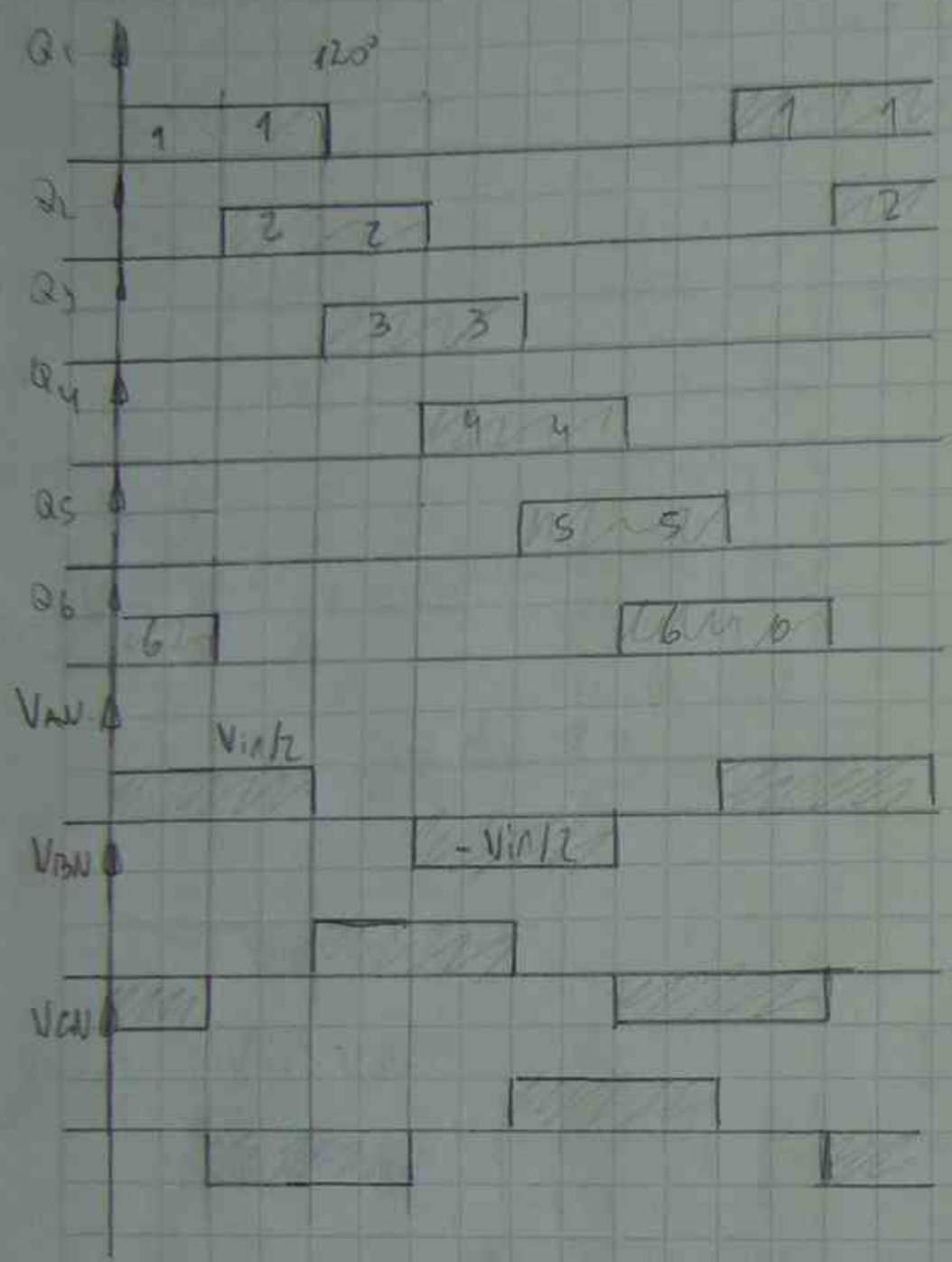


$V_{AN} = \frac{V_{in}}{\frac{3Z}{2}} \cdot \frac{Z}{2} = \frac{1}{3} V_{in}$

$V_{AN} = V_{BN}$

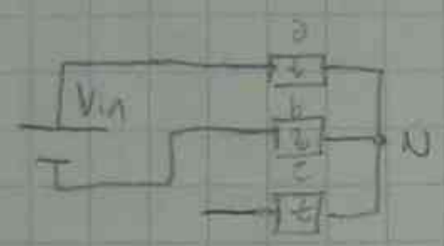
$V_{CN} = -\frac{V_{in}}{\frac{3Z}{2}} Z = -\frac{2}{3} V_{in}$

CONDUCCION A 120°



{ Siempre conducen 2 tras
{ Señal de disparo cl 60°
{ Cada t conduce 120°

Modo 1: 1, 6 ON

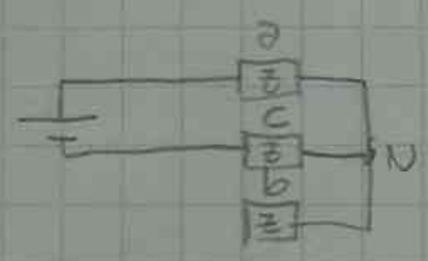


$V_{AN} = \frac{V_{in}}{2Z} \cdot Z = \frac{V_{in}}{2}$

$-V_{BN} = V_{AN}$

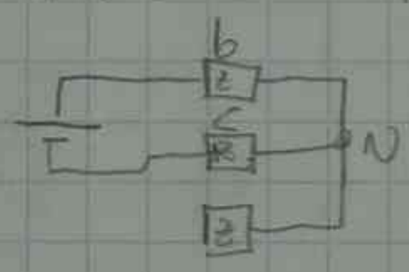
$V_{CN} = \emptyset$

Modo 2: 1, 2 ON



$V_{AN} = \frac{V_{in}}{2}$; $V_{CN} = -V_{AN}$

Modo 3: 2, 3 ON



$V_{BN} = \frac{V_{in}}{2}$; $V_{CN} = -V_{BN}$

$V_{an} = \emptyset$

SVPWM

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = V_{in} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad ; \quad \begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{V_{in}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix}$$

$V_{AB} = V_{in}[a - b]$

$V_{BC} = V_{in}[b - c]$

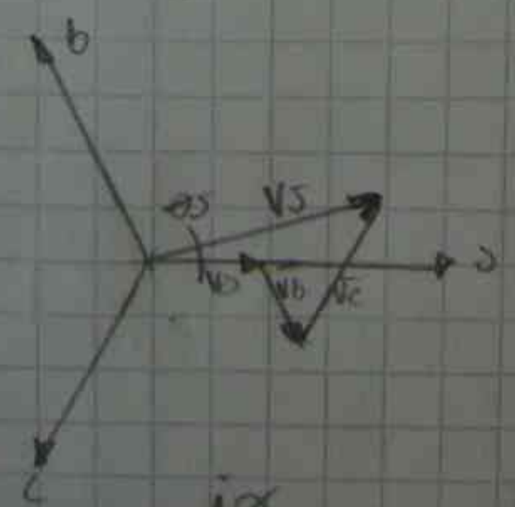
$V_{CA} = V_{in}[c - a]$

$V_{AN} = \frac{V_{in}}{3}[2a - b - c]$

$V_{BN} = \frac{V_{in}}{3}[-a + 2b - c]$

$V_{CN} = \frac{V_{in}}{3}[-a - b - 2c]$

a	b	c	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
0	1	0	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
0	1	1	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
1	0	0	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
1	0	1	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
1	1	0	1/3	1/3	-2/3	0	1	-1
1	1	1	0	0	0	0	0	0



$V_s = V_a e^{j\alpha} + V_b e^{j 2/3 \pi} + V_c e^{j \frac{4}{3} \pi}$

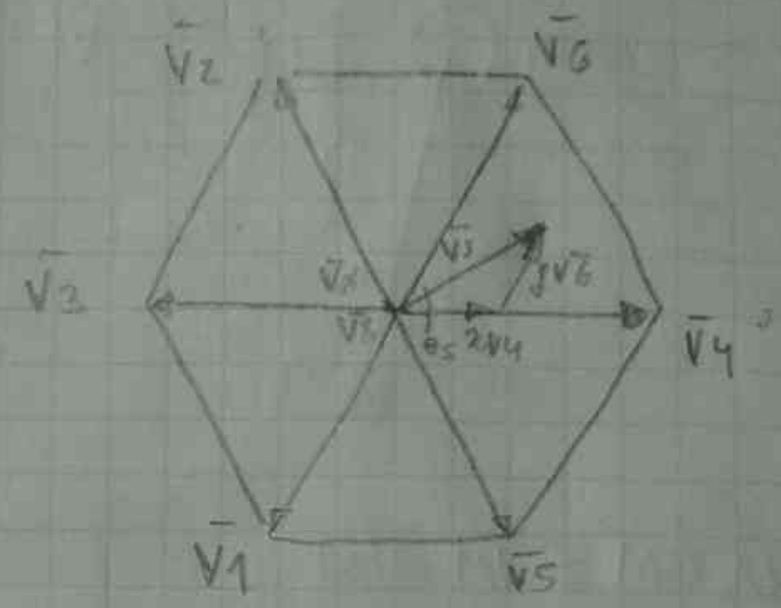
$V_s = \overline{V_1} + \overline{V_2} + \overline{V_3}$

$$\cdot W = \frac{STEP\,4\,5}{6 \cdot 2^{n}} \Rightarrow \text{IMPORTANTE}$$

11

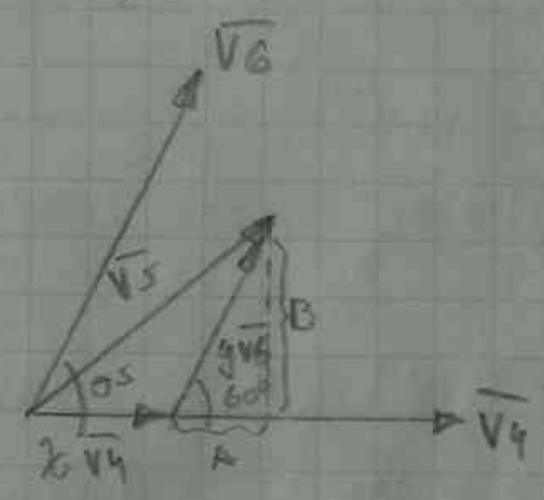
Tenemos 8 posibles combinaciones

$$\begin{array}{lll}
VS(0,0,0) = \overline{V_0} = \emptyset & & \\
VS(0,0,1) = \overline{V_1} = V_{in}\, e^{j\,4/3\pi} & & \\
VS(0,1,0) = \overline{V_2} = V_{in}\, e^{j\,2/3\pi} & & \\
VS(0,1,1) = \overline{V_3} = V_{in}\, e^{j\,\pi} & & \\
VS(1,0,0) = \overline{V_4} = V_{in}\, e^{j\,0} & & \\
VS(1,0,1) = \overline{V_5} = V_{in}\, e^{j\,5/3\pi} & & \\
VS(1,1,0) = \overline{V_6} = V_{in}\, e^{j\,1/3\pi} & & \\
VS(1,1,1) = \overline{V_7} = \emptyset & &
\end{array}$$



Vemos que:

$$VS = \frac{1}{T_S}\left(x T_S \overline{V_4} + y T_S \overline{V_6} + z T_S \emptyset\right)$$



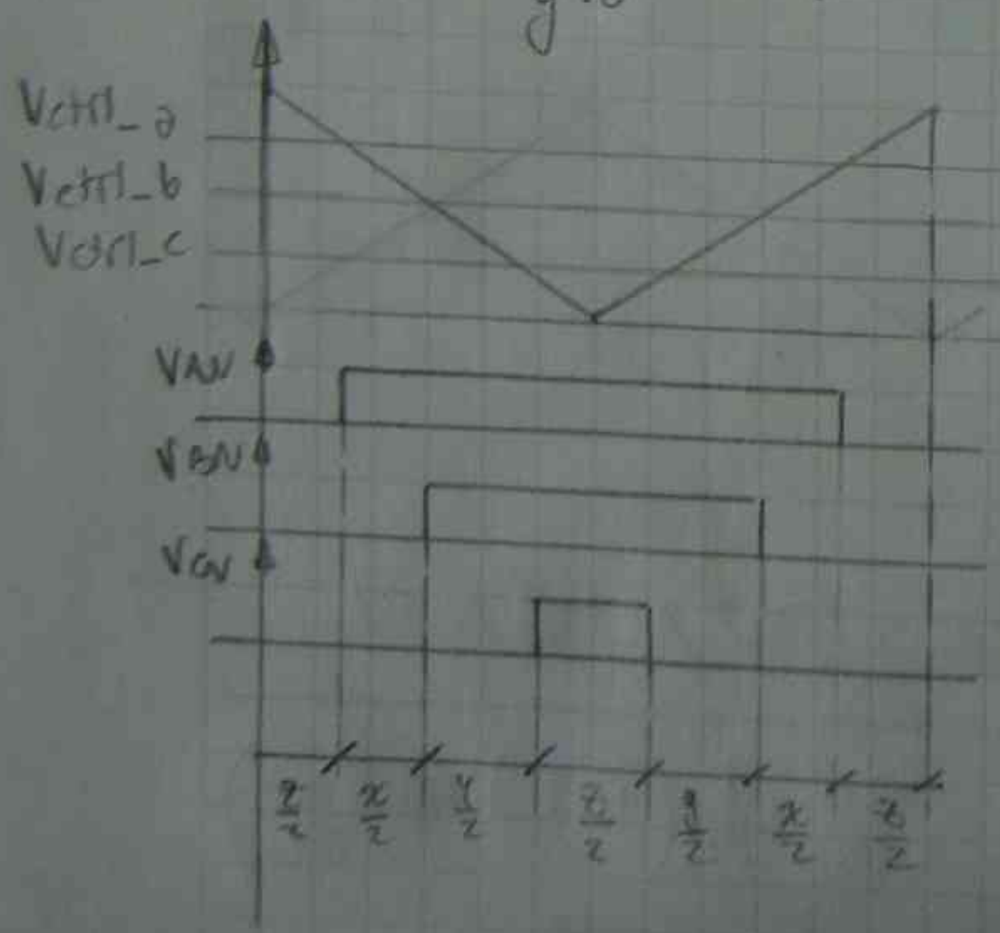
$$x\overline{V_4} = \overline{V_S}\cos\theta_S - A$$

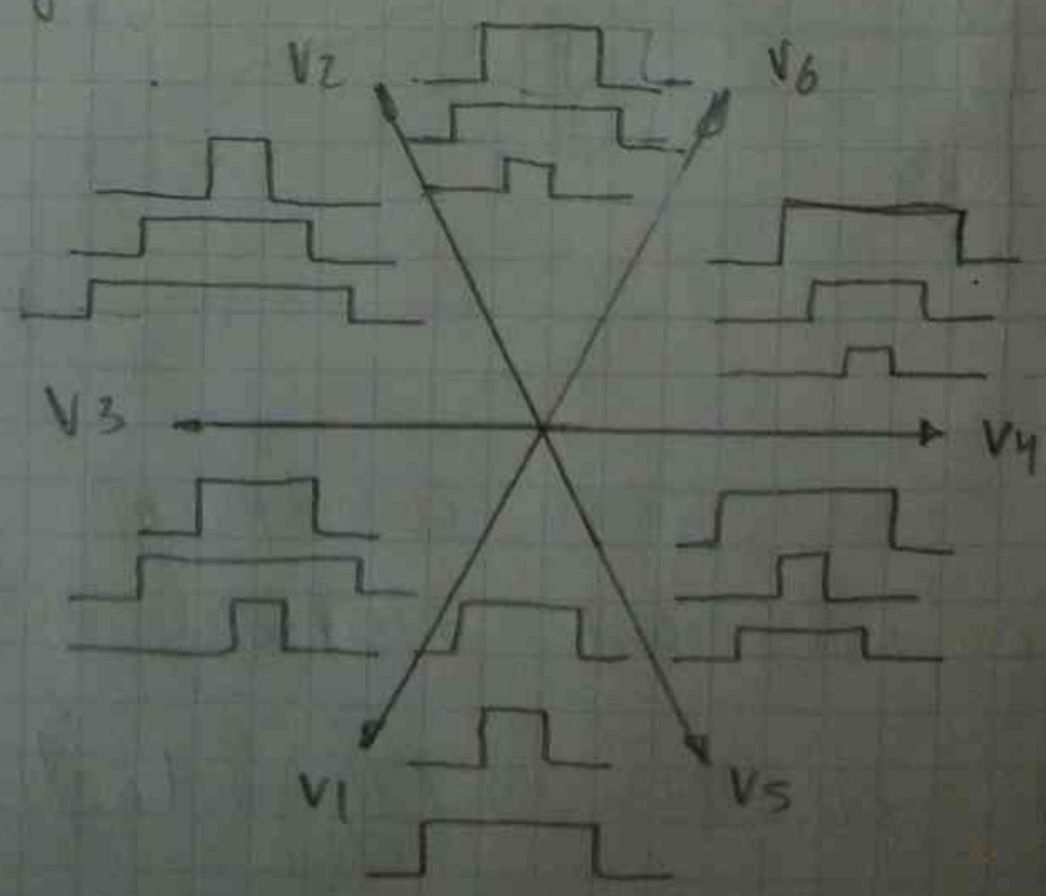
$$B = \overline{V_S}\,\text{sen}\,\theta_S$$

$$tg\,60° = \frac{B}{A} \Rightarrow A = \frac{B}{tg\,60°} = \frac{B}{\sqrt{3}}$$

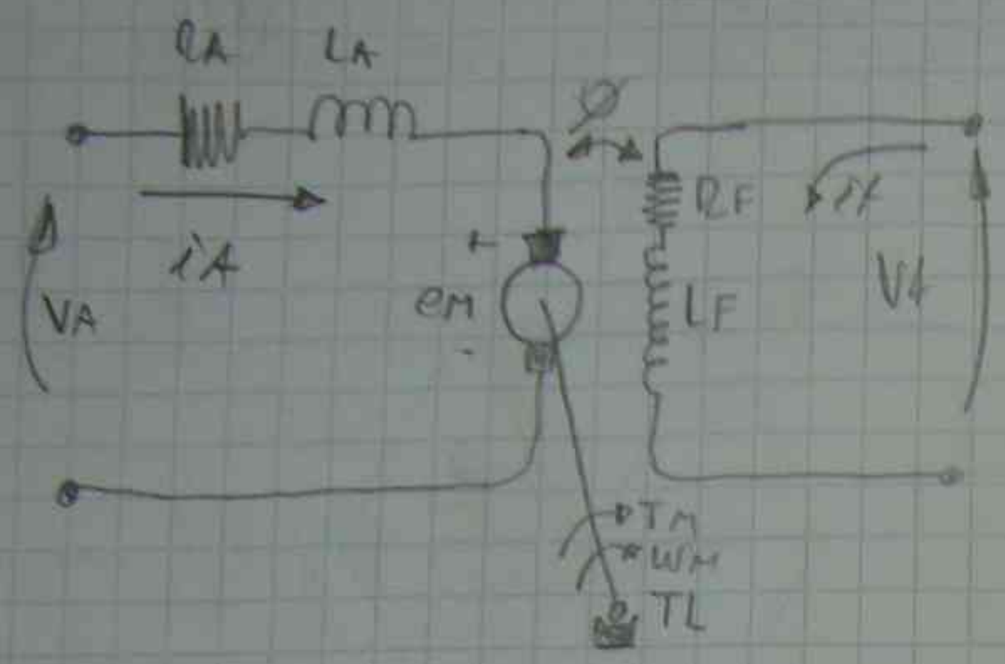
$$x\overline{V_4} = \overline{V_S}\cos\theta_S - \frac{1}{\sqrt{3}}\overline{V_S}\,\text{sen}\,\theta_S \Rightarrow \cdot\, x = \frac{\overline{V_S}}{\overline{V_4}}\left(\cos\theta_S - \frac{1}{\sqrt{3}}\text{sen}\,\theta_S\right)$$

$$\text{sen}\,60° = \frac{B}{y\overline{V_6}} = \frac{\sqrt{3}}{2} = \frac{\overline{V_S}\,\text{sen}\,\theta_S}{y\,V_6} \Rightarrow \cdot\, y = \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{\overline{V_S}}{V_6}\,\text{sen}\,\theta_S$$





Modelo de excitación independiente — MOTORES CC



Formulas principales

- $T_M = K_T \cdot i_A = C_M\, i_A = K_1 \phi\, i_A$
- $e_M = K_e \omega_M = C_M \omega_M = K_2 \phi \omega_M$
- $\phi_F = K_f\, i_F$
- $V_A - e_M = i_A R_A + L_A \frac{di_A}{dt}$
- $V_F = i_f R_F + L_F \frac{di_f}{dt}$
- $T_B = J_{trem} \frac{d\omega_M}{dt}$
- $T_M = T_L + T_B = T_L + J_{trem} \frac{d\omega_M}{dt} + B\omega_M$

- $P = i_A e_M = T_M \omega_M$

Régimen permanente → Todas $d/dt = \emptyset$.

$\Rightarrow V_a - e_M i_A = i_A R_A \Rightarrow V_A = i_A R_A + K_2 \phi_F \omega_M = \frac{T_M}{K_T} R_A + K_2 \phi_F \omega_M$

- $\omega_M = \frac{1}{K_2 \phi_F}\left(V_A - \frac{T_M R_A}{K_T}\right)$ $\left\{\begin{matrix} V_A \\ T_M \\ \phi_F \end{matrix}\right\}$ 3 formas de controlar la velocidad del motor.

- $\omega_M = 2\pi n_M$

Ec. Diferencial — MOTOR CONTROLADO POR ARMADURA

$$V_A - C_M \omega_M = R_A\left(\frac{T_M}{C_M}\right) + L_A \frac{d}{dt}\left(\frac{T_M}{C_M}\right) \; ; \; \frac{T_M}{C_M} = \frac{1}{C_M}\left(T_L + J_{trem}\frac{d\omega_M}{dt}\right)$$

$$V_A - C_M \omega_M = R_A\left(\frac{T_L}{C_M} + \frac{J_{trem}}{C_M}\frac{d\omega_M}{dt}\right) + L_a \frac{d}{dt}\left(\frac{T_L}{C_M} + \frac{J_{trem}}{C_M}\frac{d\omega_M}{dt}\right)$$

$\cdot\ LA/RA = \tau_{eLA} \quad \cdot\ V_{AMAX} = C_M \omega_{MAX} \quad \cdot\ T_{STA} = \frac{C_M^2 \omega_{MAX}}{R_A}$

$$\frac{V_A - C_M \omega_M}{R_A} = \frac{T_L}{C_M} + \frac{J_{TREN}}{C_M}\frac{d\omega_M}{dt} + \frac{\tau_{eLA}}{C_M}\frac{dT_L}{dt} + \frac{\tau_{eLA}}{C_M} J_{TREN}\frac{d^2\omega_M}{dt}$$

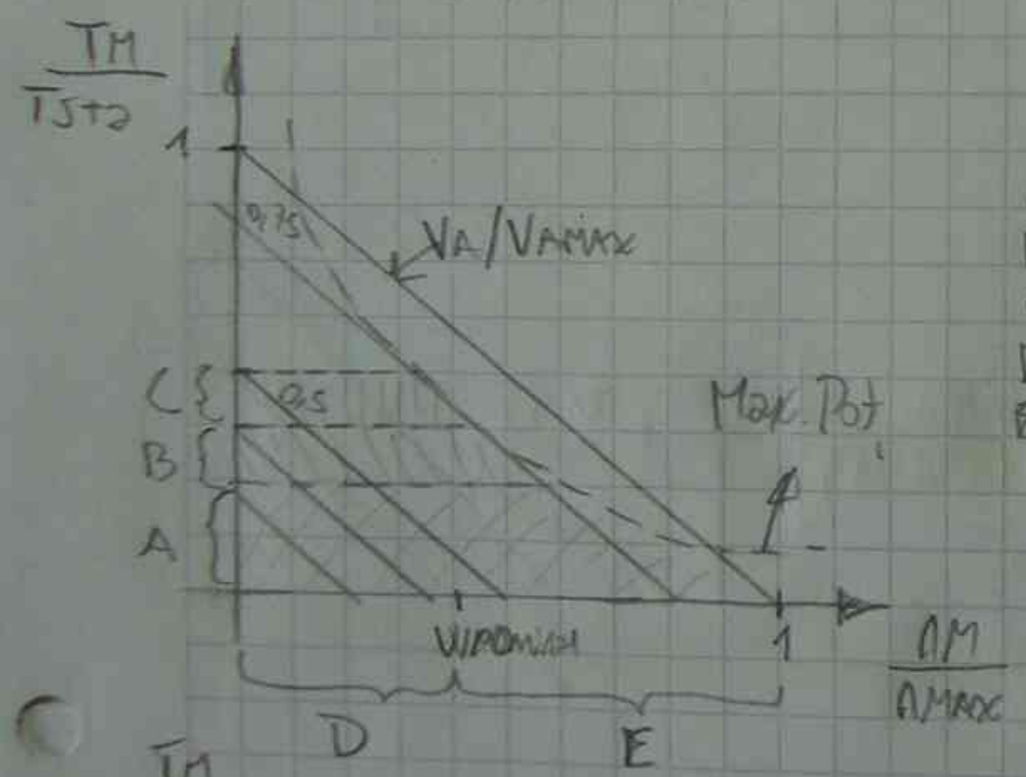
$$T_{MECH} = \frac{J_{TREN}\,\omega_{MAX}}{T_{STA}}$$

$$\Rightarrow \tau_{eLA}\,\tau_{MEDIO}\frac{d^2\frac{\omega_M}{\omega_{MAX}}}{dt} + \tau_{MEDIO}\frac{d\frac{\omega_M}{\omega_{MAX}}}{dt} + \frac{\omega_M}{\omega_{MAX}} = \frac{V_A}{V_{AMAX}} - \frac{T_L}{T_{STA}} - \tau_{eLA}\frac{d\left(\frac{T_L}{T_{STA}}\right)}{dt}$$

Regimen estacionario del Motor DC $\Rightarrow T_L = T_M$

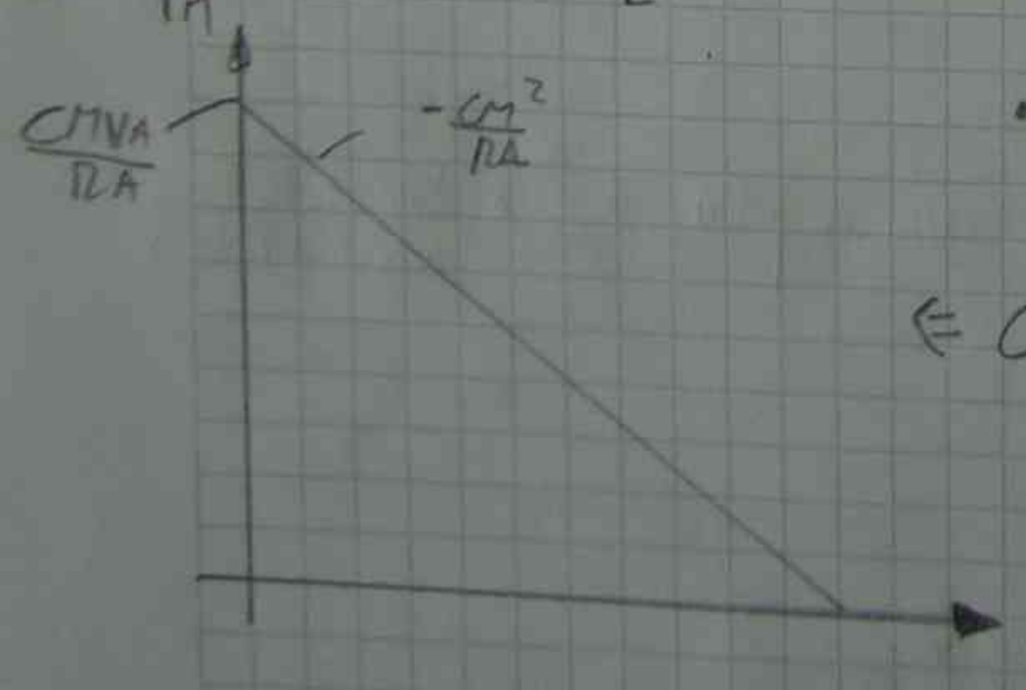
Se anulan todos los términos d/dt.

$$\frac{\omega_M}{\omega_{MAX}} = \frac{V_A}{V_{AMAX}} - \frac{T_L}{T_{STA}} \Rightarrow \cdot\ \frac{T_M}{T_{STA}} = \frac{V_A}{V_{AMAX}} - \frac{n_M}{n_{MAX}}$$



A: Gdo continuo
B: Gdo intermitente
C: Trabajo breve
D: Rango de arranque
E: Rango de arrime rápido

⇐ Zona de trabajo y curva característica del motor DC pr régimen estacionario.

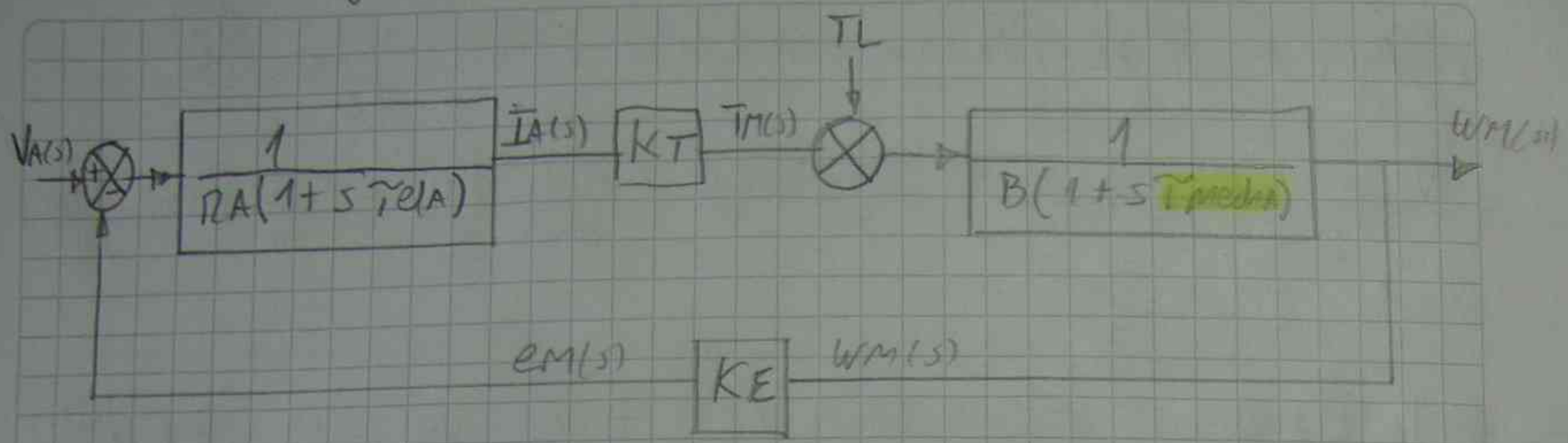


De la ec. anterior

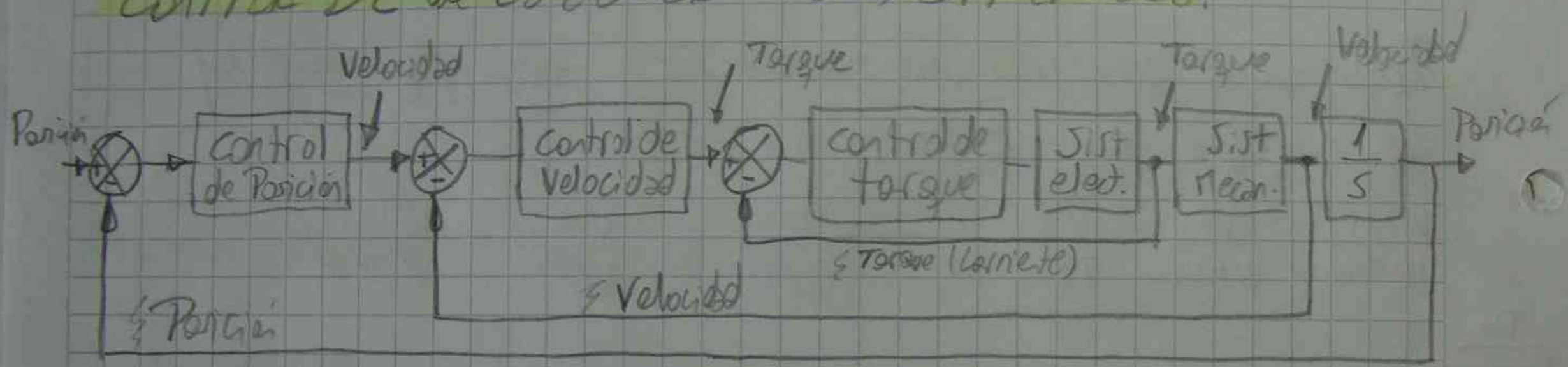
$$\cdot\ T_M = -\frac{C_M^2 \omega_M}{R_A} + \frac{C_M V_A}{R_A}$$

⇐ Curva par velocidad

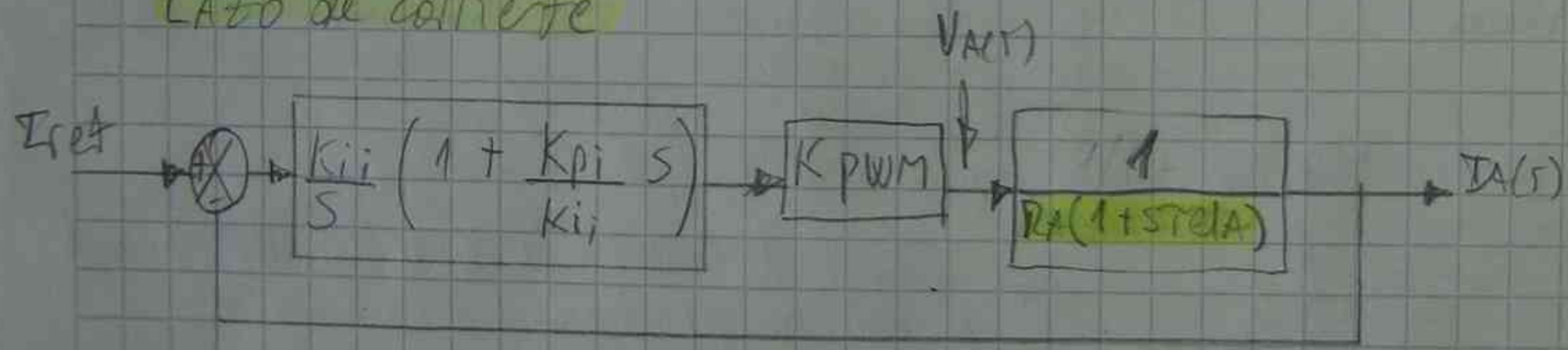
Diagrama en bloques Lazo abierto Motor no controlado



Control DC de Lazo cerrado => ctrl cascada:

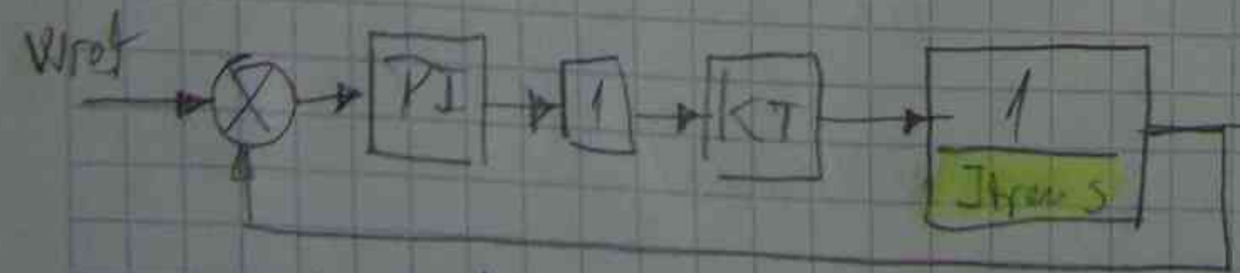


Lazo de corriente



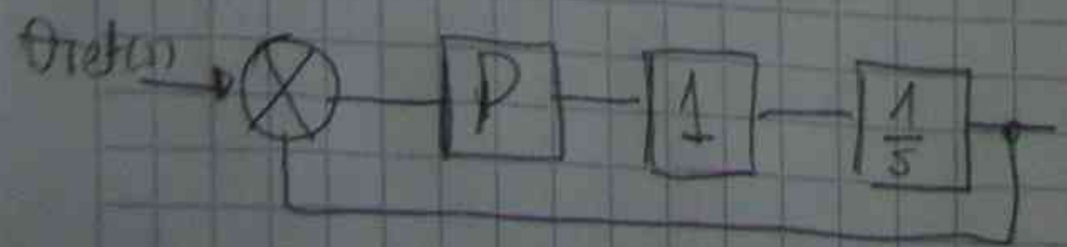
- $G_{ia} = \frac{K_{ii}}{s}\left(1+\frac{K_{pi}}{K_{ii}}s\right) K_{pwm} \frac{1/R_A}{1+s\tau_{elA}}$

Control de Velocidad:



- $G_{\omega_{cl}} = \frac{K_{i\Omega}}{s}\left(1+\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}}s\right)\frac{K_T}{J_{trans}s}$

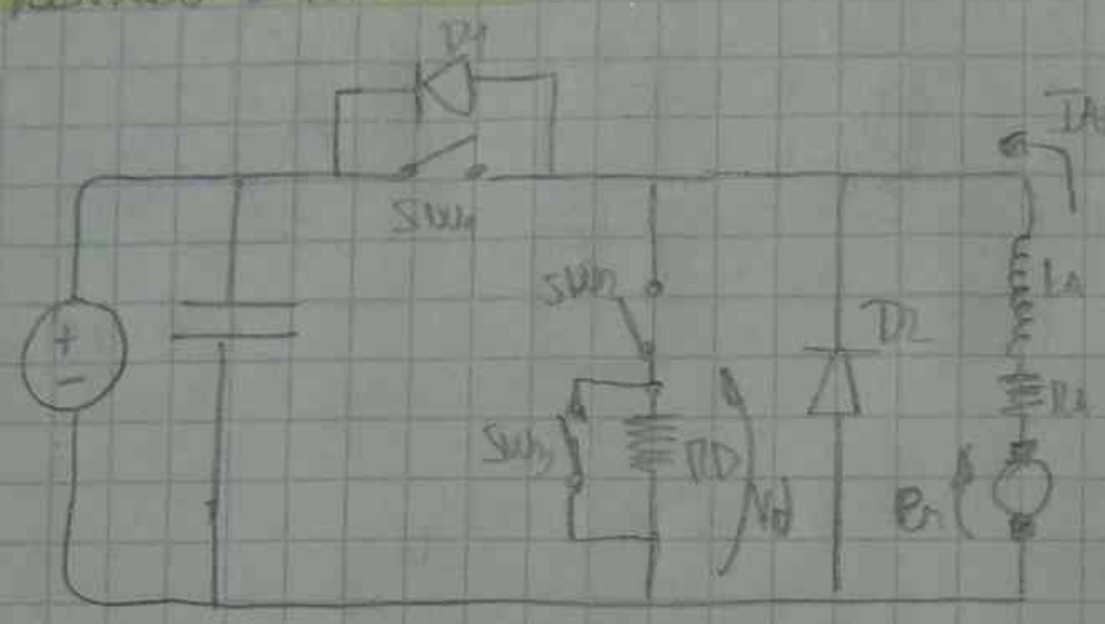
Control de posición:



- $G_{\theta_{cl}} = \frac{P}{s}$

FRENADO DINAMICO Y REGENERATIVO

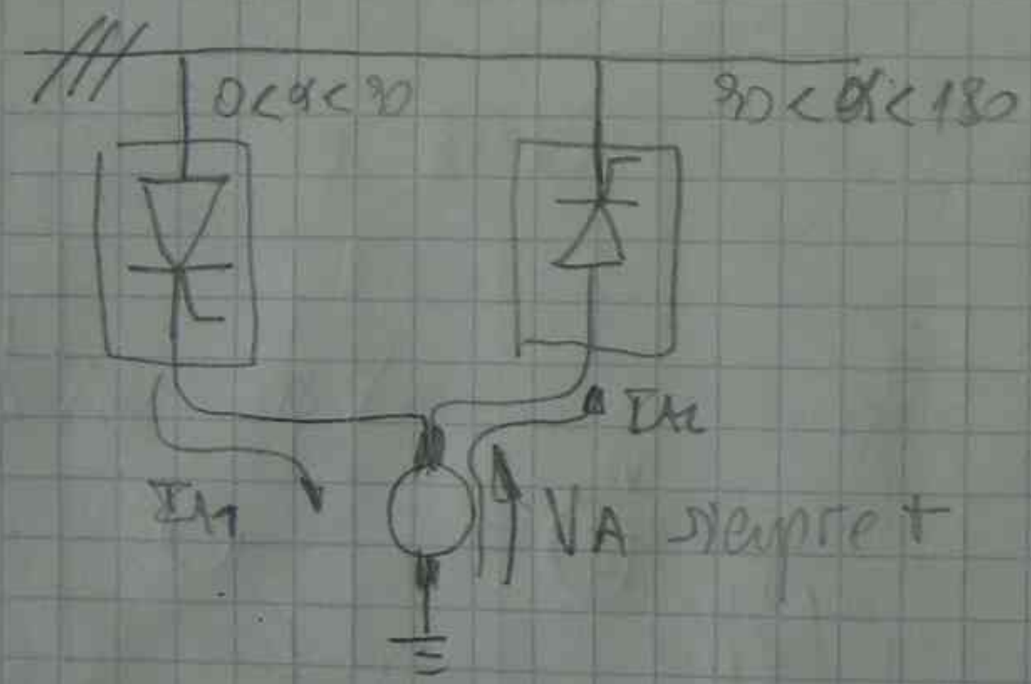
FRENADO DINAMICO



- $R_{eq} = (1-D)R_D + R_A$
- $P_{RB} = I_A^2 (1-D) R_D$

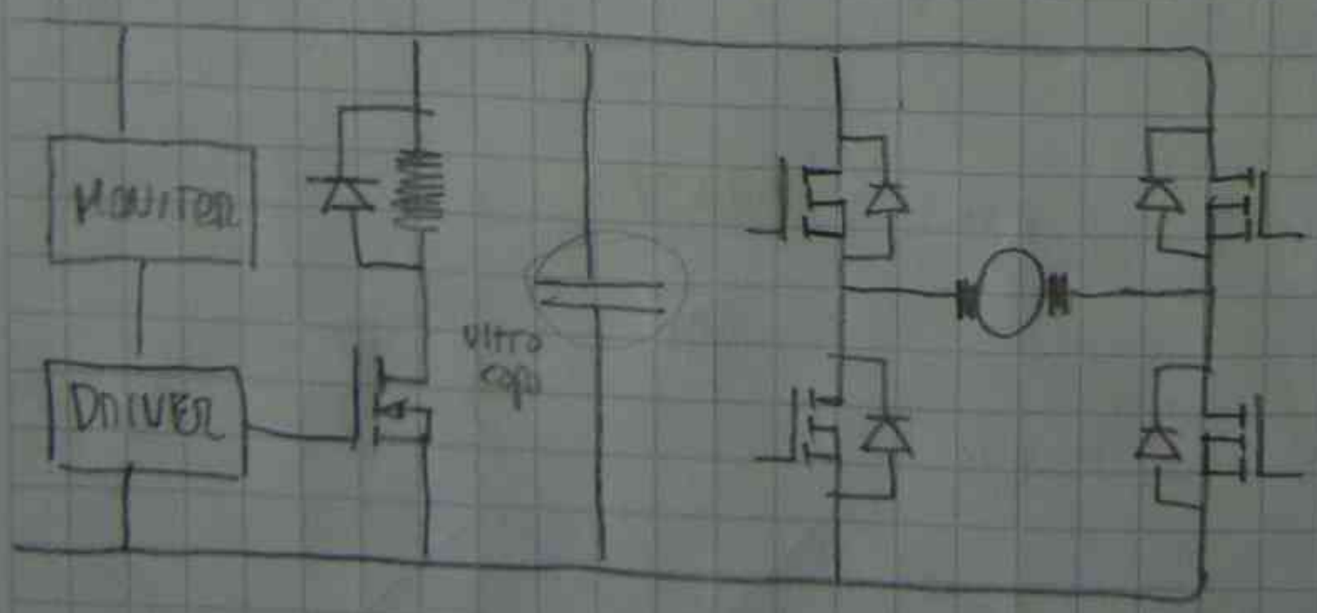
Switchea SW3 con SW2 cerrado y SW1 abierto.

FRENADO REGENERATIVO



Se devuelve la energía a la red.

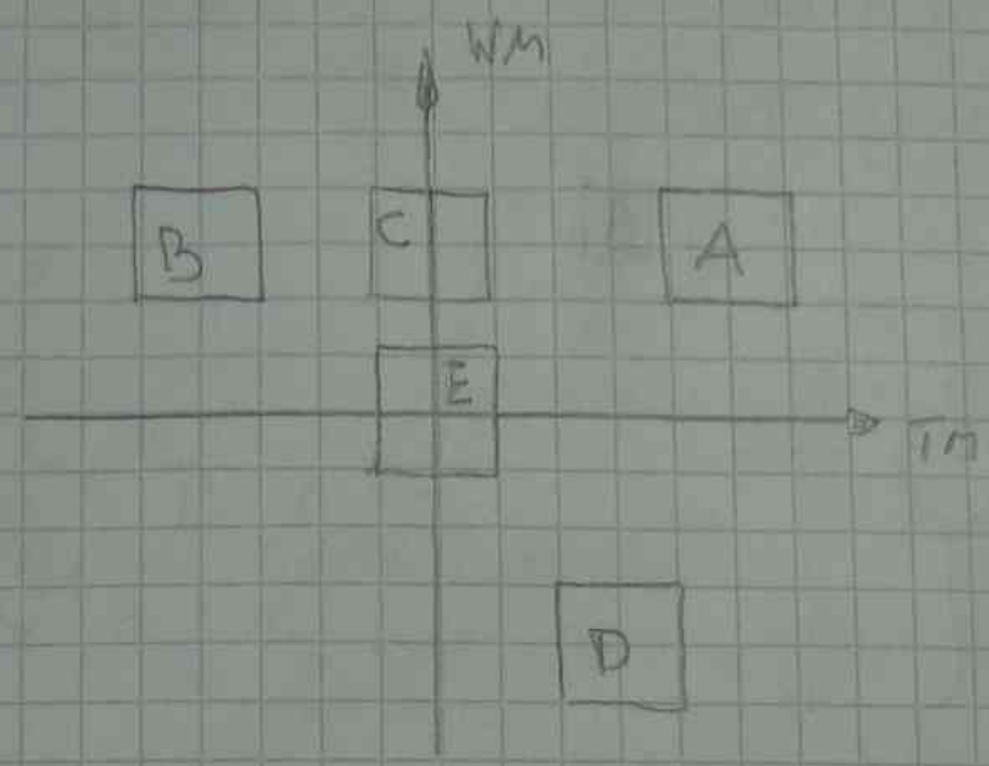
FRENADO REGENERATIVO Y DINAMICO.



Si la tensión de alim. excede el 20%, funciona el dinámico, si no, regenerativo (Almacena en ultracaps.)

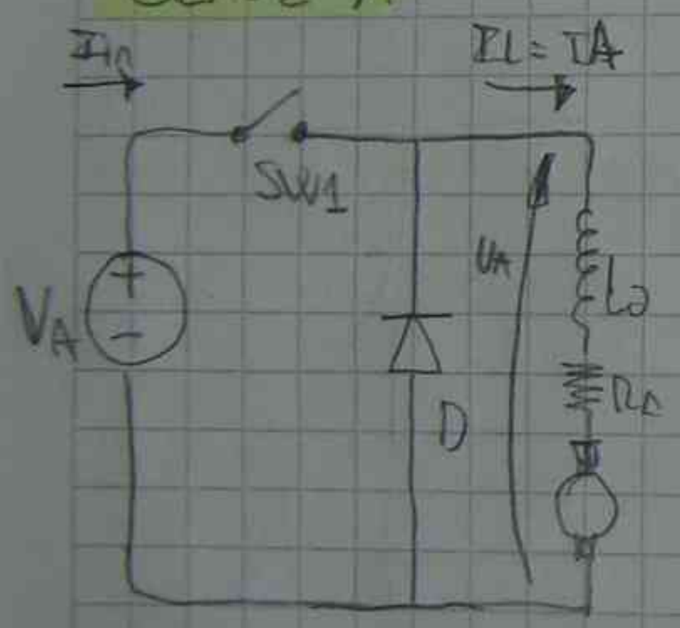
CONVERTIDORES P/ CTRL DE MOTORES DC

Cuadrantes de operación:

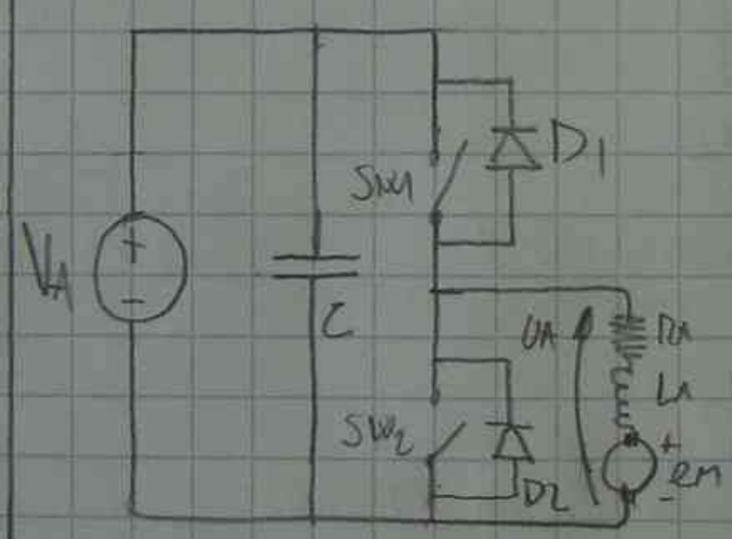


CIRCUITOS:

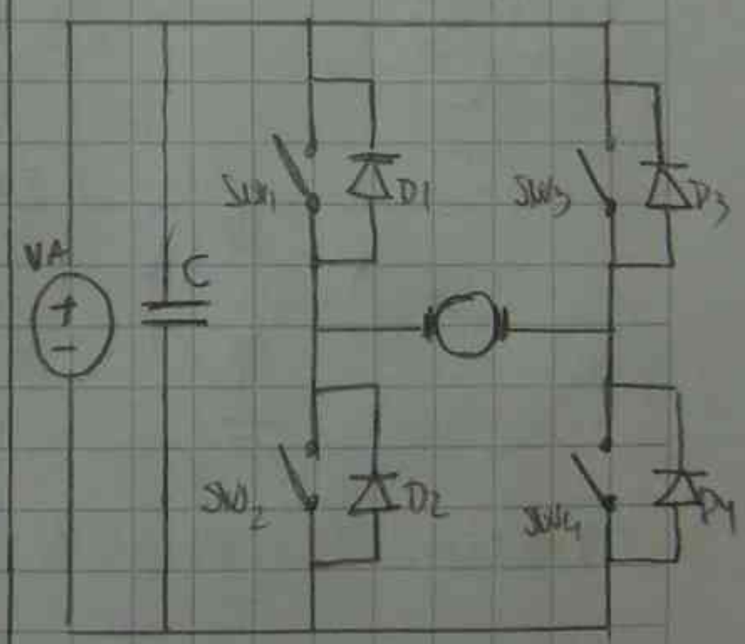
CLASE A



CLASE C

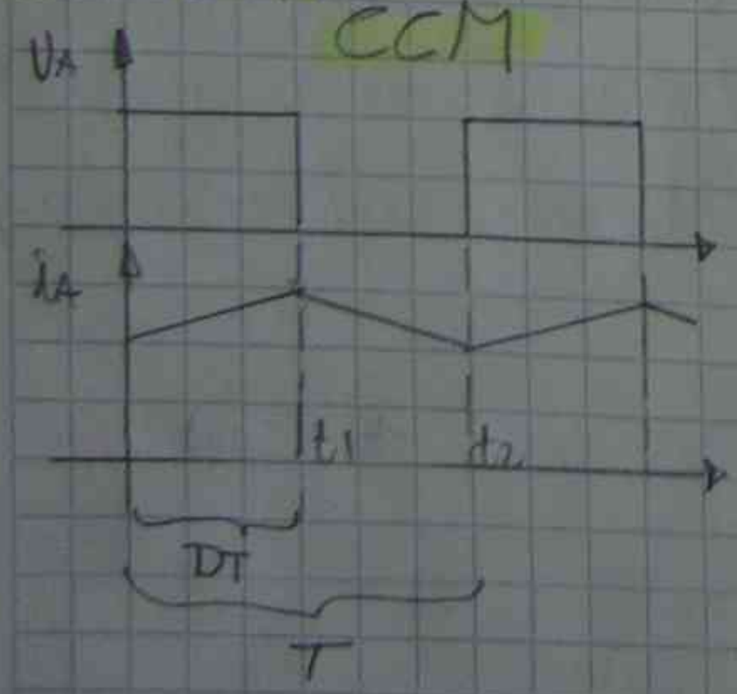


CLASE E

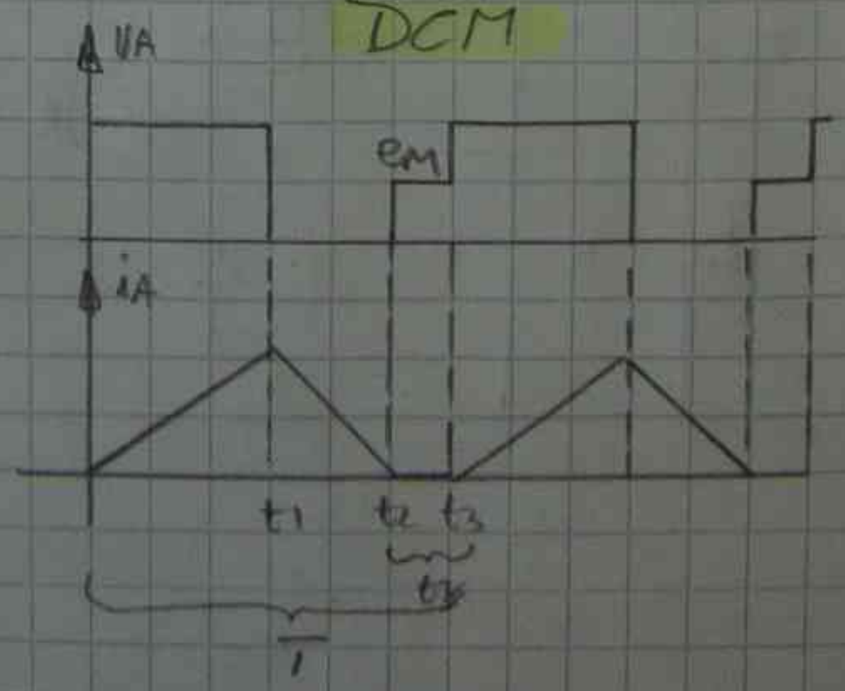


CLASE A:

CCM



DCM



ANALISIS CCM y DCM

$0 < t < t_1 \Rightarrow V_A = e_M + L_A \frac{di_L}{dt} + R_A i_L \Rightarrow \frac{di_L}{dt} + \frac{R_A i_L}{L_A} = \frac{V_A - e_M}{L_A}$

- $i_L = \frac{V_A - e_M}{R_A} + \left[I_{LMIN} - \frac{V_A - e_M}{R_A} \right] e^{-t/T_{eA}}$ | $T_{eA} = L_A/R_A$

$t_1 < t < t_2 \Rightarrow e_M + L_A \frac{di_L}{dt} + R_A i_L = \emptyset \Rightarrow i_L = \frac{-e_M}{R_A} + \left[I_{LMAX} + \frac{e_M}{R_A} \right] e^{-\frac{(t-t_1)}{T_{eA}}}$

I_{LMIN} e I_{LMAX}:

- $I_{LMIN} = \frac{V_A}{R_A} \left(\frac{e^{\rho} - 1}{e^{\theta} - 1} \right) - \frac{e_M}{R_A}$ (CCM)

$\rho = DT/T_{eA}$

$\theta = T/T_{eA}$

- $I_{LMAX} = \frac{V_A}{R_A} \left(\frac{1 - e^{-\rho}}{1 - e^{-\theta}} \right) - \frac{e_M}{R_A}$ (CCM)

- $I_{LMAX} = \frac{V_A - e_M}{R_A} \left(1 - e^{-\rho} \right)$ (DCM)

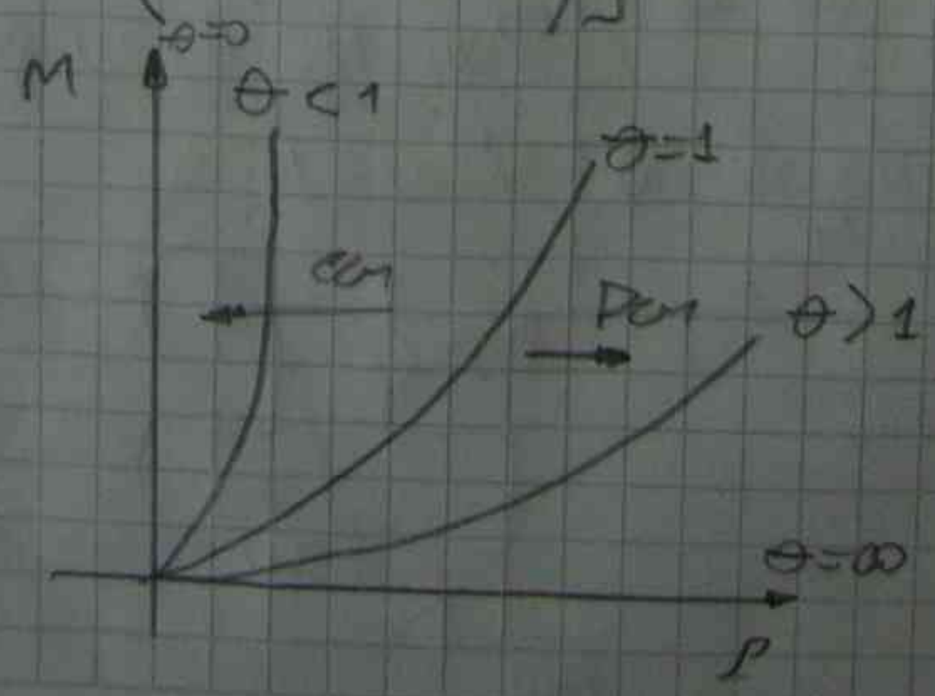
$\Delta i_L = I_{LMAX} - I_{LMIN}$. $\Delta i_{L_{MAX}} \Rightarrow D = 0,5$

- $\Delta i_{L_{MAX}} = \frac{V_A}{4 f L_A}$. $I_{LAV} = \frac{V_{AD} - e_M}{R_A}$

Limite entre CCM y DCM

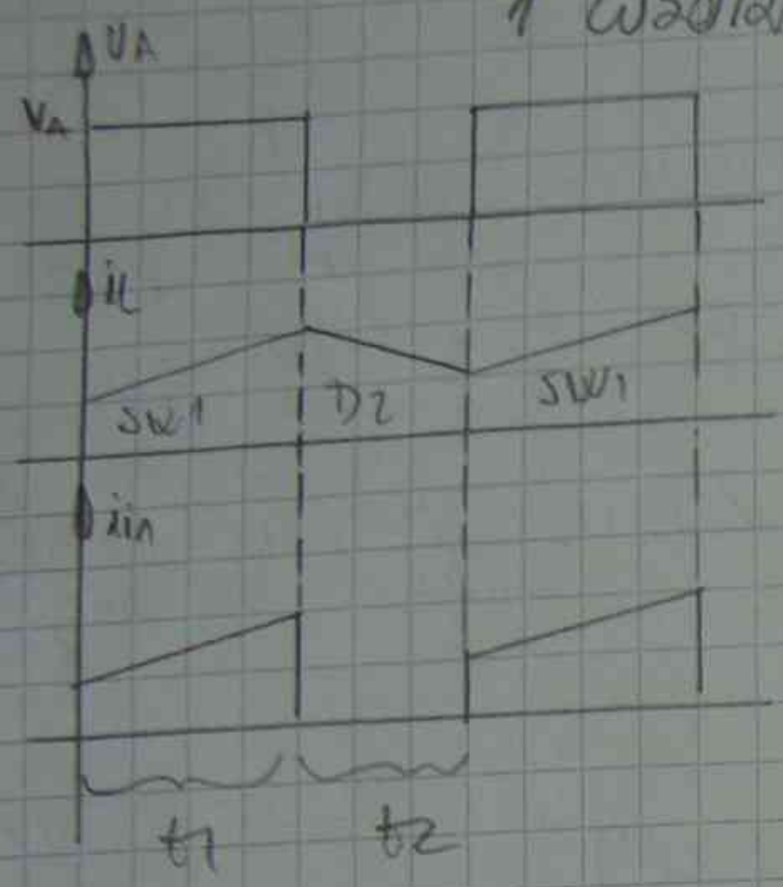
$I_{LMIN_{crit}} = \frac{V_A}{R_A} \left(\frac{e^{\rho} - 1}{e^{\theta} - 1} \right) - \frac{e_M}{R_A} = 0 \Rightarrow \frac{e^{\rho} - 1}{e^{\theta} - 1} = \frac{e_M}{V_A} = m$

- $D_{MIN} = \frac{1}{\theta} \ln \left[1 + m \left(e^{\theta} - 1 \right) \right]$

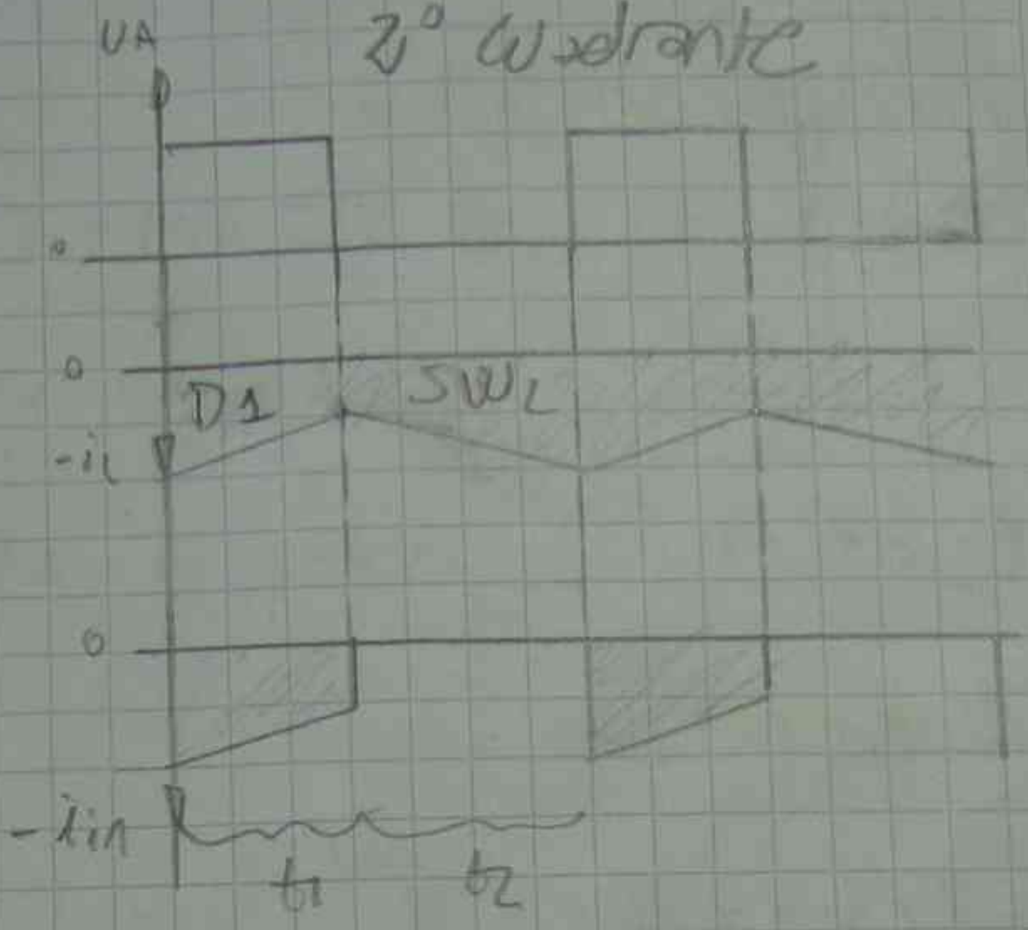


CLASE C

1° cuadrante



2° cuadrante

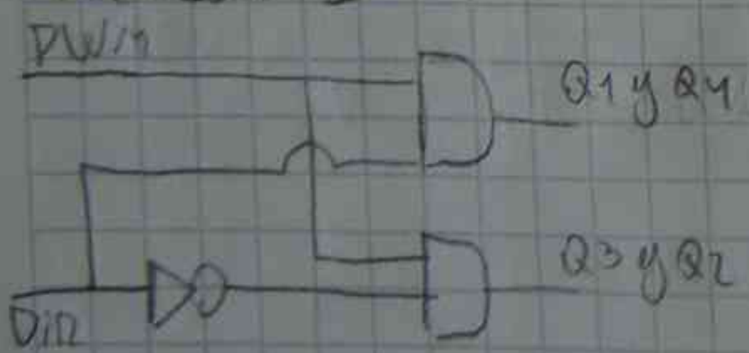


iL, ILMIN, IL MAX igual que para clase A.

CLASE E

- comando simultáneo
  - Método 1: 2 conv. clase D
  - Método 2: llave H clásica
- Comando separado
  - Método 3: similar clase A
  - Método 4: Tensión unipolar { I, II, III, IV }

Metodo 1



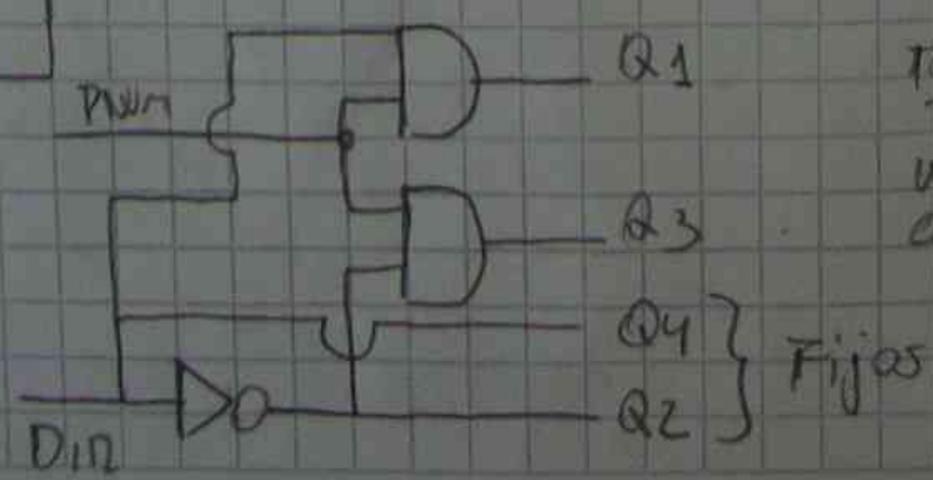
Una diagonal siempre abierta
La otra con el PWM

Método 2

D { <0,5 ↺ TM; =0,5 Motor detenido firmemente; >0,5 ↻ TM }

PWM Aplicado a diagonales en forma alternada

Método 3

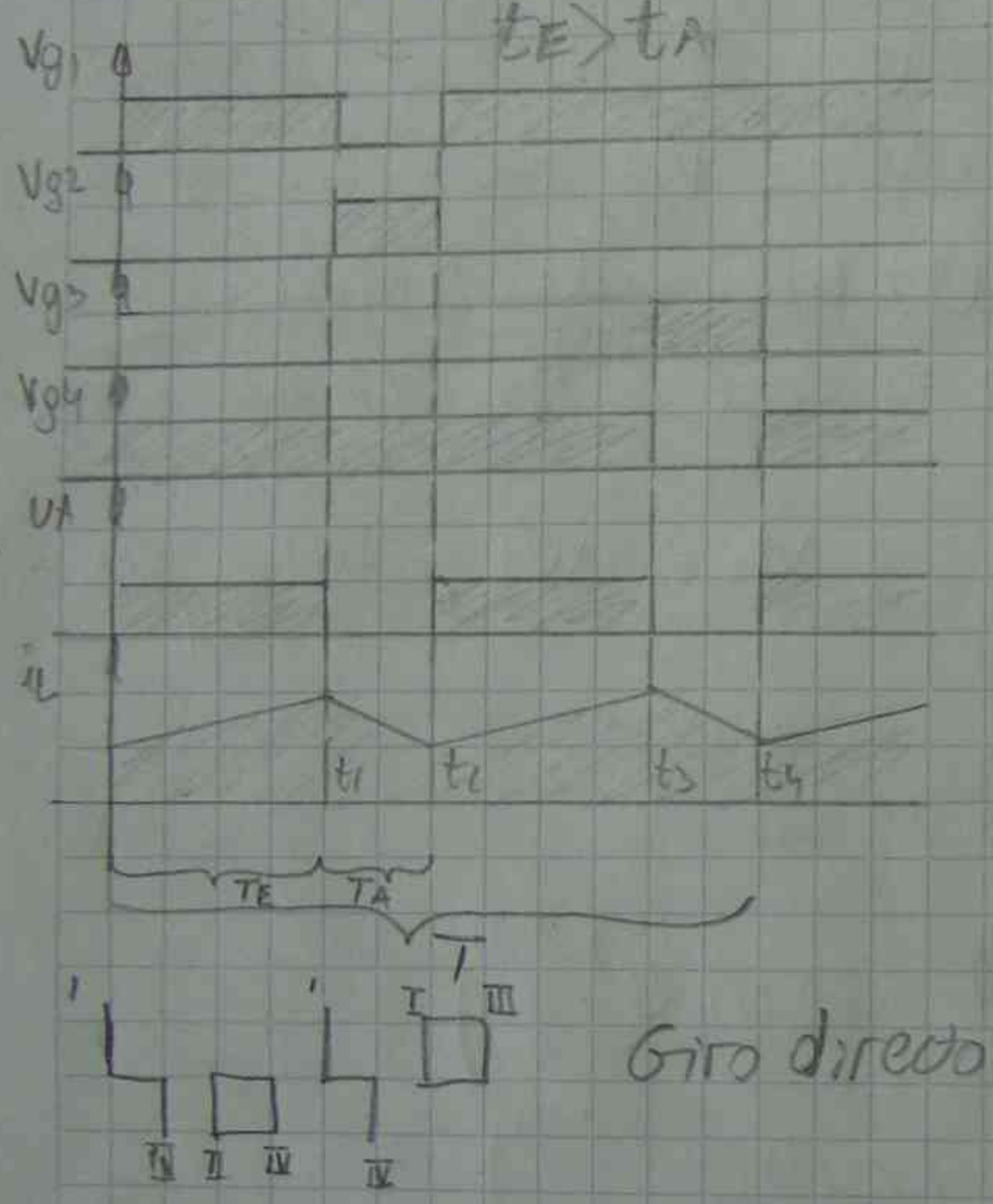


Una diagonal permanece totalmente abierta. De la diagonal operante, uno de los Tx está siempre cerrado y el otro conectado a PWM.

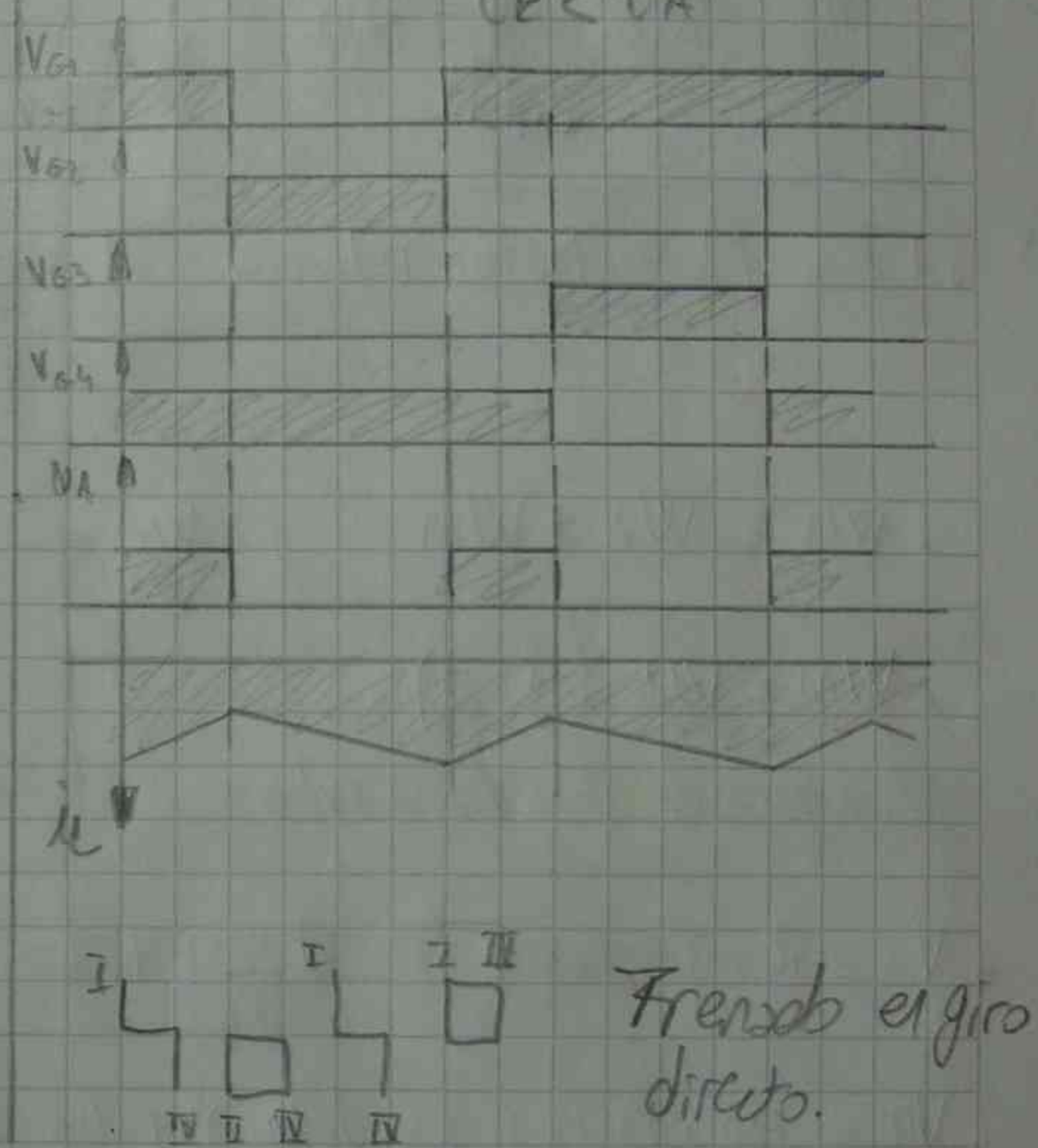
METODO 4

Los Tx de la misma rama se conmutan en forma complementaria.

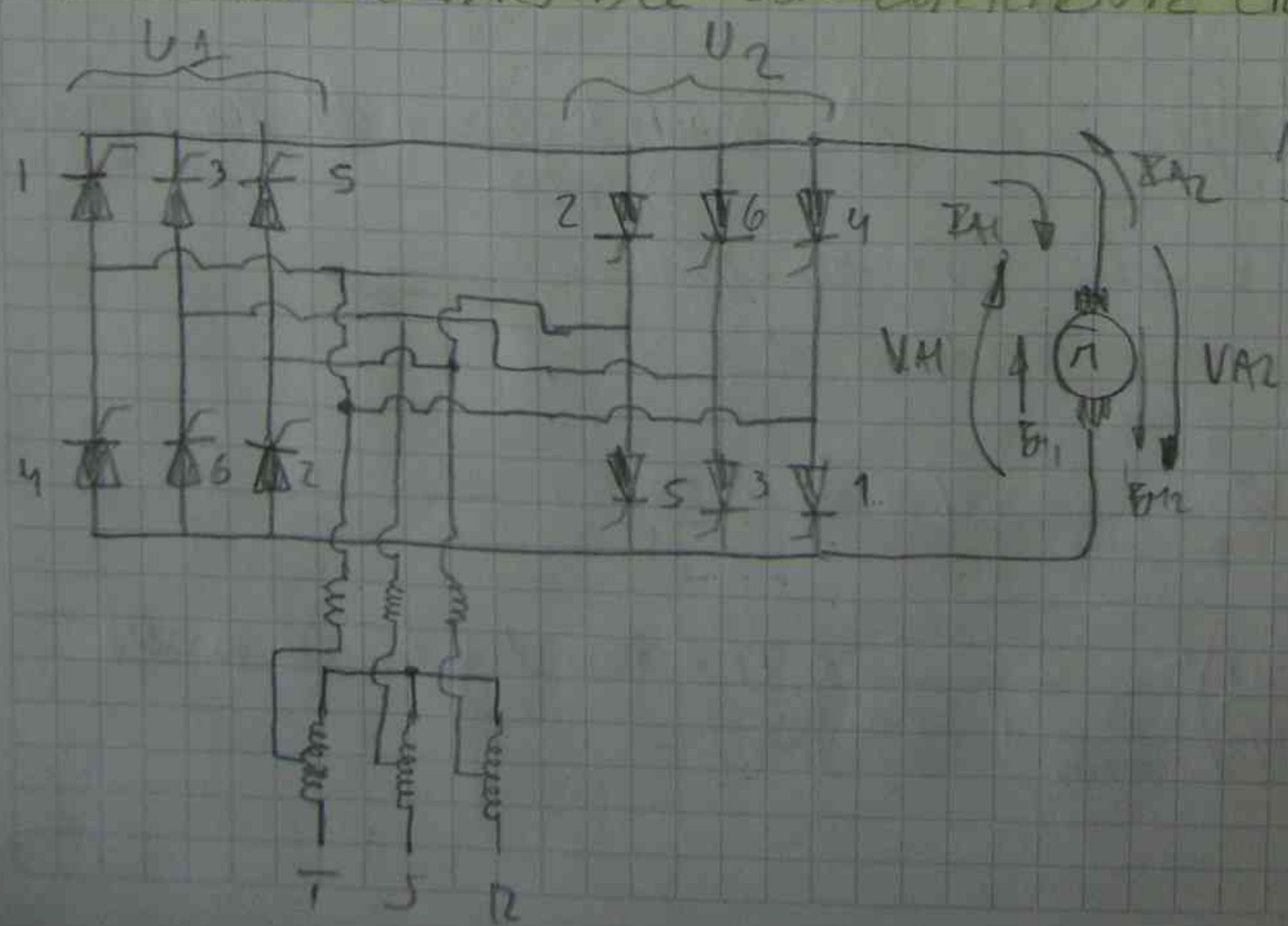
PWM UNIPOLAR CUADRANTE 1



PWM UNIPOLAR CUADRANTE 2



MONTAJE REVERSIBLE CON CORRIENTE CIRCULANTE

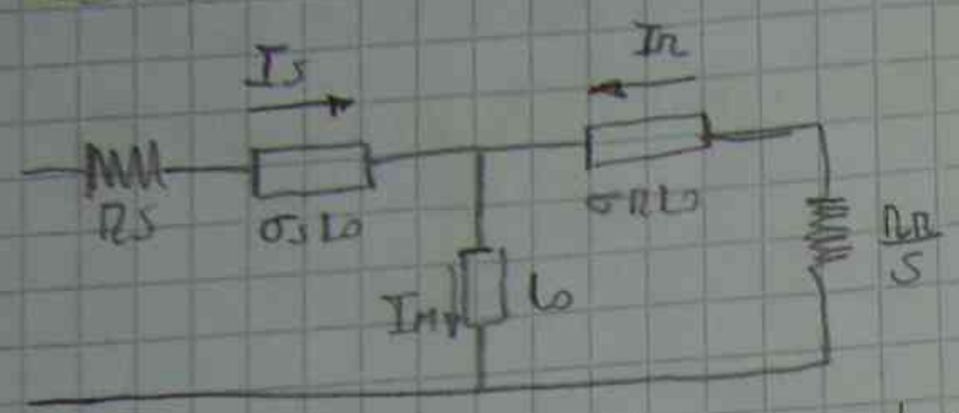


Los convertidores NUNCA CONDUCEN simultaneamente.

REGULACION DE MOTORES CA

MOTOR ASINCRONO

CIRCUITO EQUIVALENTE P/ Estado estacionario



- W_1 = Pulsación electrica del estator
- W_2 = " " " rotor
- W_M = Velocidad angular del rotor

- $L_o = M$ → Mutua inducción ; • $L_s = (1+\sigma_s) L_o$; • $L_r = (1+\sigma_r) L_o$

σ_s, σ_r ⇒ Coef de fugo del Estator y Rotor.

- $W_1 = W_2 + W_M$; $\frac{W_2}{W_1} = S$; $W_2 = S W_1$; $\frac{W_1 - W_M}{W_1} = S$

- $W_M = W_1 (1-S)$

Ecuaciones fundamentales:

- $V_s = R_s I_s(t) + L_s \frac{d I_s(t)}{dt} + L_o \frac{d}{dt}\left(i_r(t)\, e^{j\gamma(t)}\right)$

- $V_r = R_r i_r(t) + L_r \frac{d I_r(t)}{dt} + L_o \frac{d}{dt}\left(i_s(t)\, e^{-j\gamma(t)}\right)$

- $J \frac{dw_M}{dt} = T_M(t) - T_L(t)$

- $W_M(t) = \frac{d}{dt}\gamma(t)$; γ = angulo de rotación del rotor respecto del estator.

P/ estado estacionario: $W_1 - W_2 - W_M = 0$

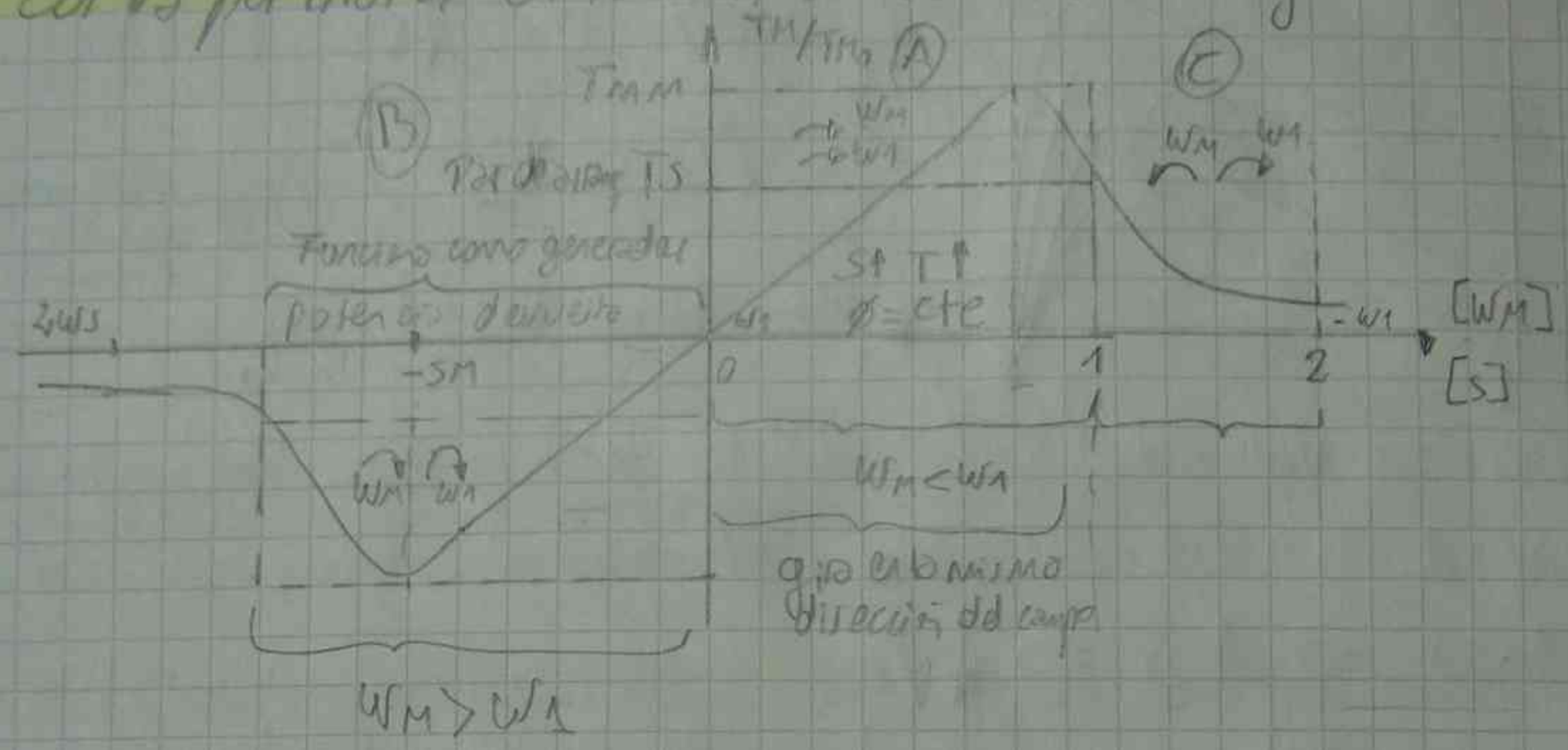
Torque en velocidad variable:

$$T_M = T_p \frac{2}{\frac{S}{S_{max}} + \frac{S_{max}}{S}} \Bigg\} \text{ P/ estado estacionario}$$

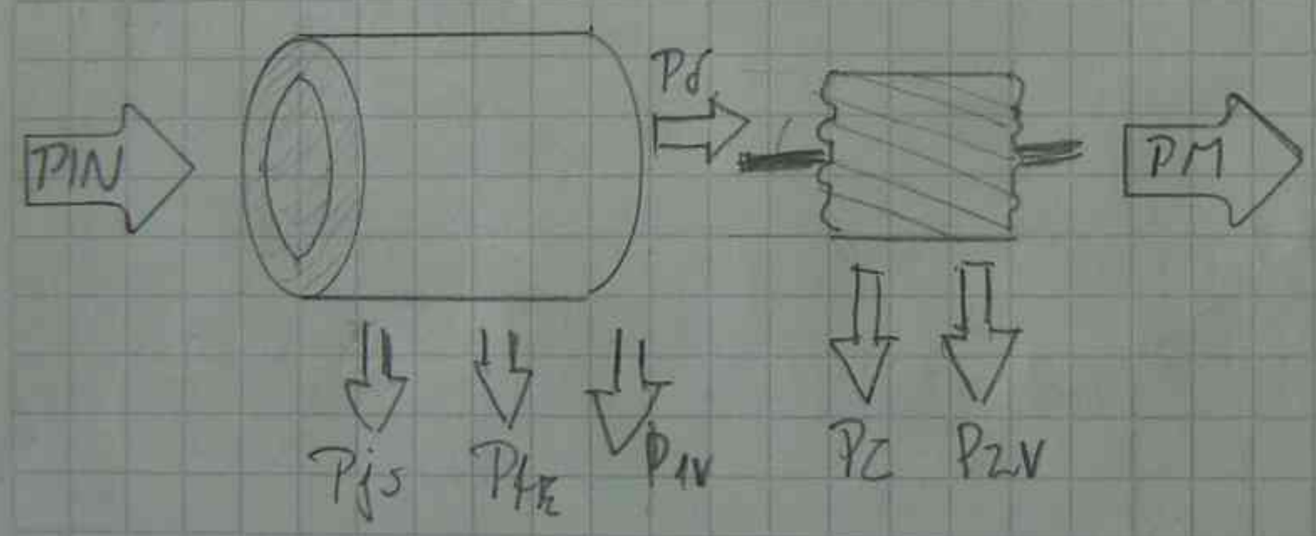
Par de ruptura

$$T_M = T_{p_0} \left(\frac{V_s/W_1}{V_{s_0}/W_0}\right)^2 \frac{2}{\frac{S}{S_{max}} + \frac{S_{max}}{S}} \Bigg\} \text{ P/ sistema de velocidad variable}$$

Curva par motor en función del deslizamiento y velocidad del motor



PARAMETROS DE RENDIMIENTO



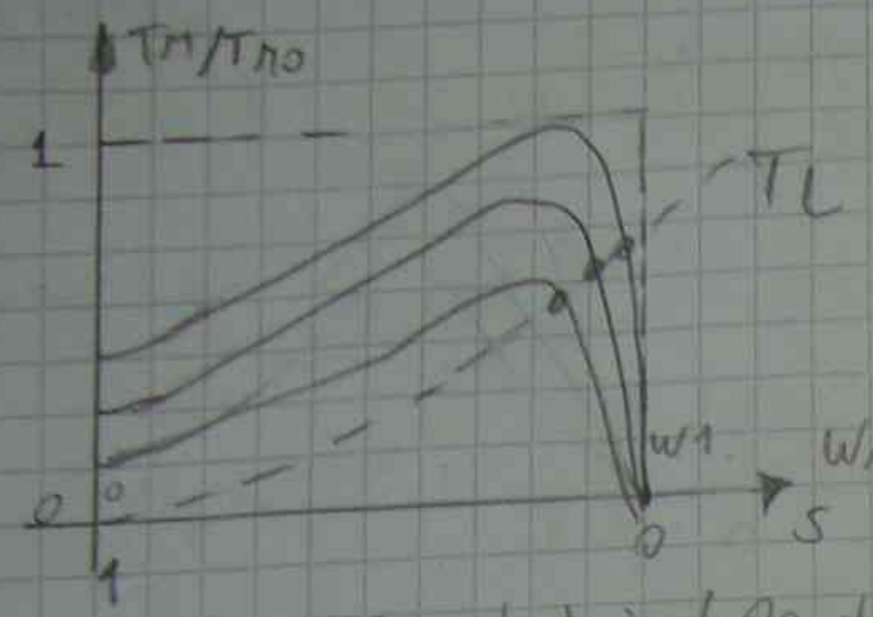
- $P_{in} = \sqrt{3}\, V I \cos\varphi$ → Pot activa
- $P_\delta = P_{in} - P_{JS} - P_{FE}$
  - P_{JS} → Por Joule
  - P_{FE} → Misteriosas entre hierro
- $P_\delta = T_M \omega_1$
- $P_{2V} = 3 I_2^2 r_2$ perdidas en el cobre rotor
- $P_{1V} = 3 I_1^2 r_1$ " " " " estator
- P_C ⇒ Perdidas en el núcleo

- $P_M = T_M \omega_M$
- $P_{perd} = T_M(\omega_1 - \omega_M) = T_M S \omega_1$
- $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 1 - S$ p/ $0 < S < 1$

VARIACION VELOCIDAD

VARIACION VELOCIDAD
- VARIACION DESLIZ. S
  - VARIACION V o I DEL ESTATOR
  - VARIACION RESIST ROTORICA
  - RECUPERACION DE LA POT ROTORICA
- VARIACION DE LA FCIA
  - VARIACION DE LA FCIA DEL ESTATOR
  - FUNCIONAMIENTO A V y Fcia proporcionalo

CONTROL POR VARIACION DE LA TENSION DEL ESTATOR:



$F_{cio} = cte$; $V_{ESTATOR}$ = Variable

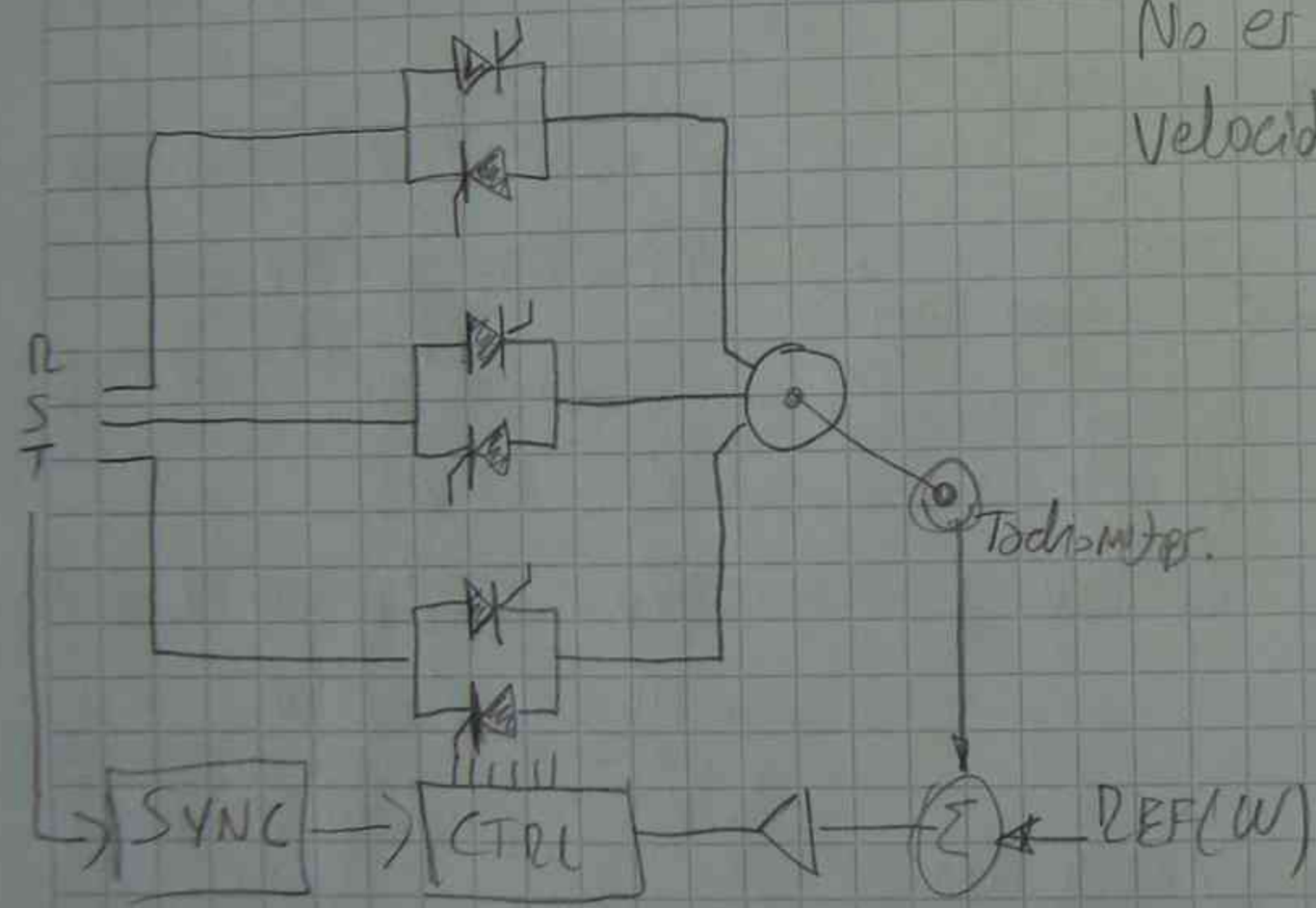
$P/ = TL \Rightarrow \downarrow V_R \Rightarrow \uparrow S \therefore W_M \downarrow \therefore T_M \downarrow$

- $T_M \propto V_S^2$ Por proporcional al cuadrado de la tensión del estator

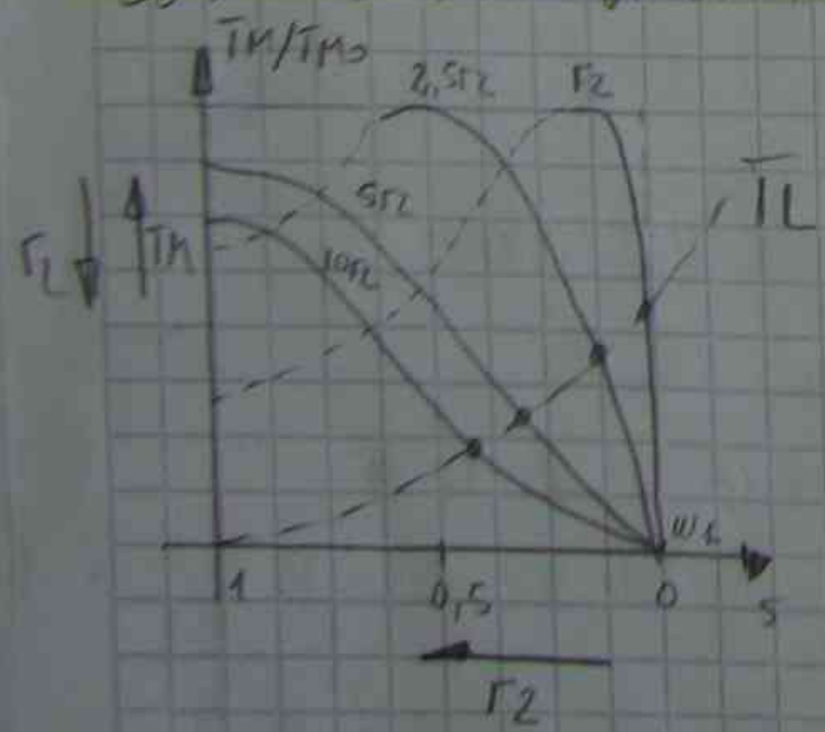
$W_M = W_1(1 - S) \Rightarrow$ Si crece $S \Rightarrow \downarrow W_M$

- En vacío $\Rightarrow$ Velocidad independiente de la tensión. (Ver inferior para las curvas)
- Reduciendo la tensión del estator reducimos el par y las pérdidas del motor
- $\eta = 1 - S \Rightarrow \uparrow S \Rightarrow \downarrow \eta$

No es una verdadera regulación de velocidad, $\Rightarrow$ Va vacío $= W_1$.



CONTROL POR VARIACION DE RESISTENCIA ROTORICA



$S = \frac{P_{perd}}{P_\delta} \Rightarrow P_\delta(r_2) \Rightarrow P_\delta = 3 I_2^2 \frac{R_2}{S}$

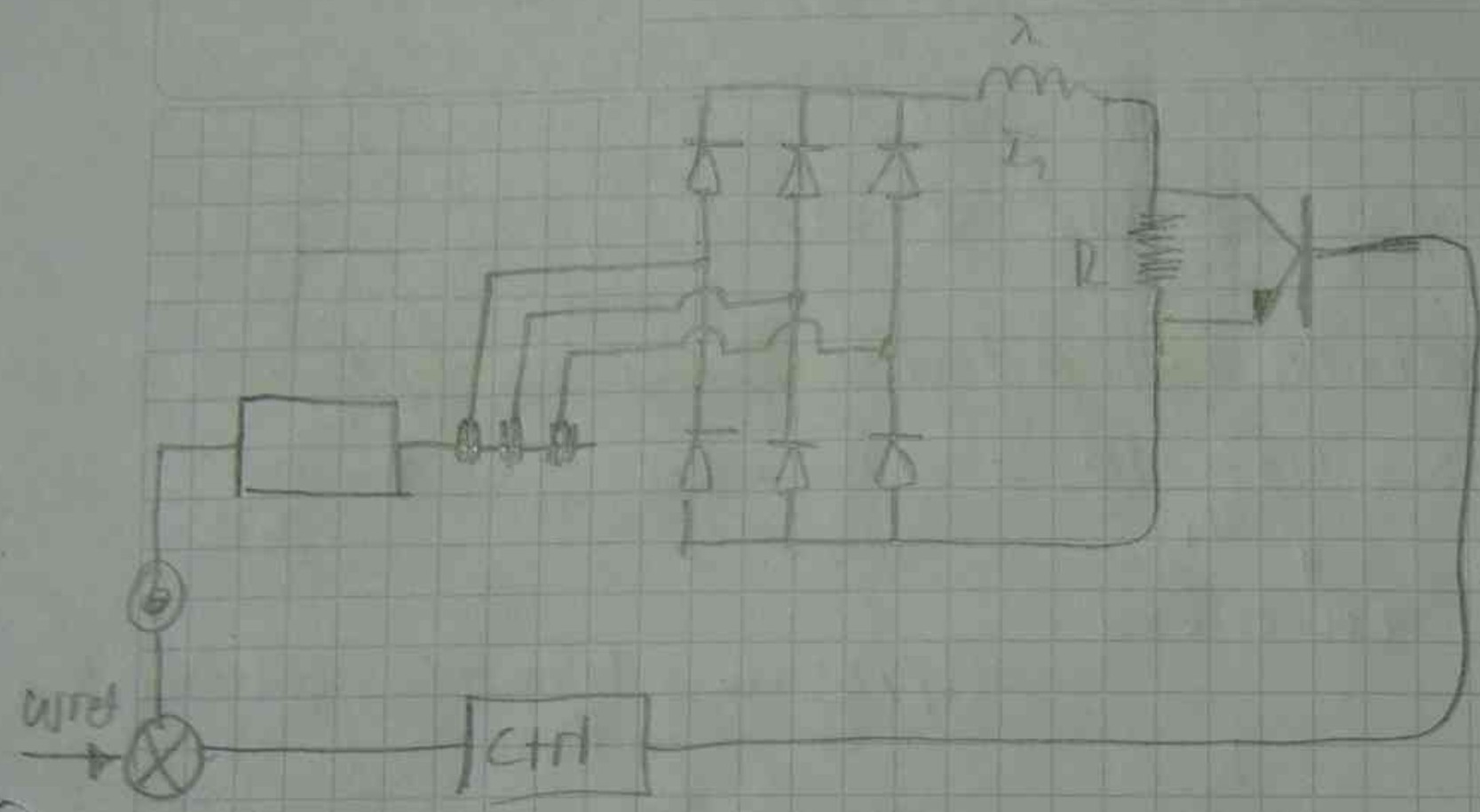
Si $r_2 \uparrow \therefore P_{perd} \uparrow \therefore \uparrow S \therefore \downarrow W_M \therefore \downarrow T_M$

$W_M = W_1(1 - S)$

$\eta = 1 - S$

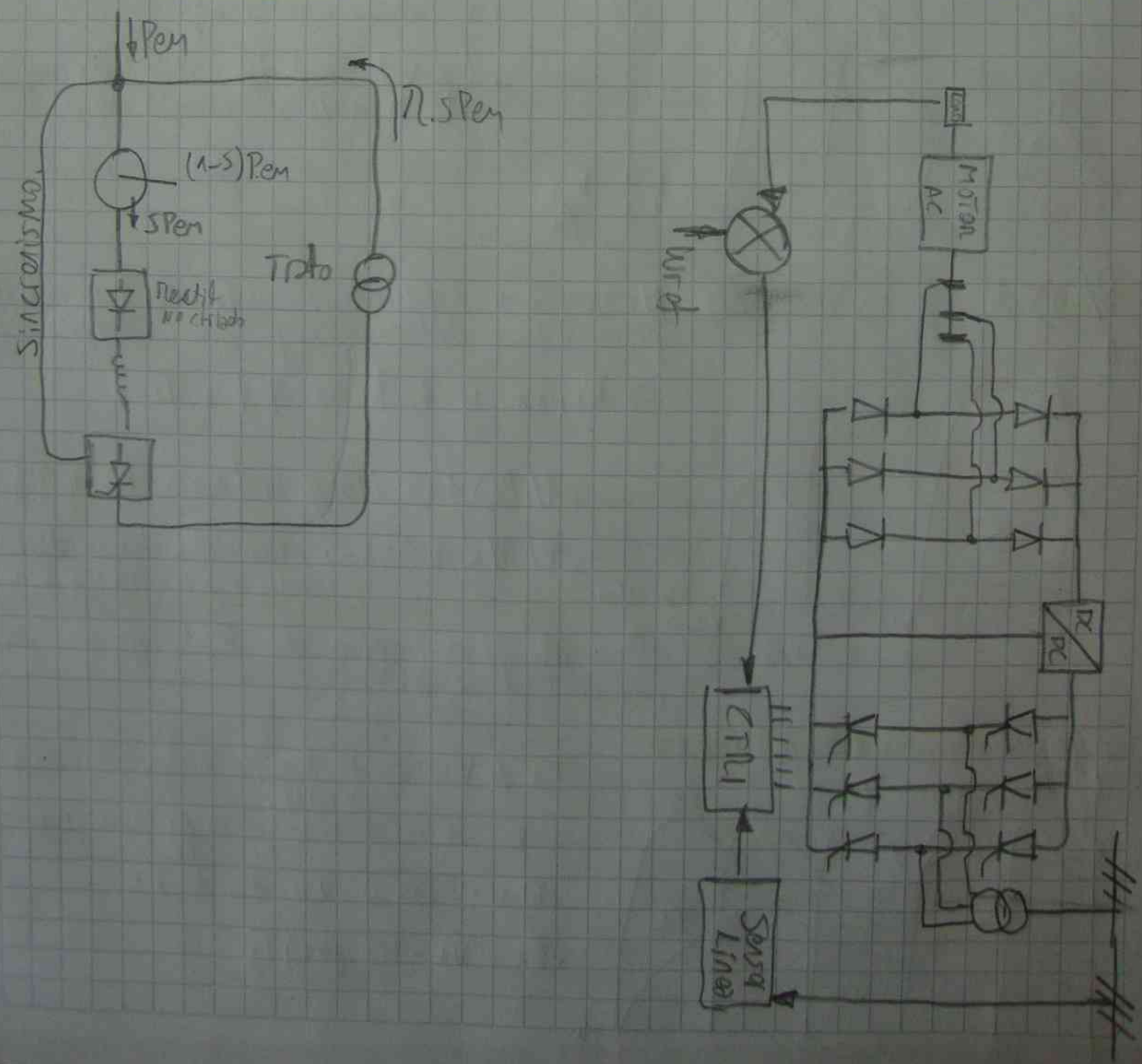
- No es una verdadera regulación de velocidad
- Perdidas.

Las perdidas debido al aumento del deslizamiento se disipan en la Resistencia



La R adicional se vecado tare es R/2.

RECUPERACION DE POT. EN EL SECUNDARIO, CAIDA ROTÓRICA

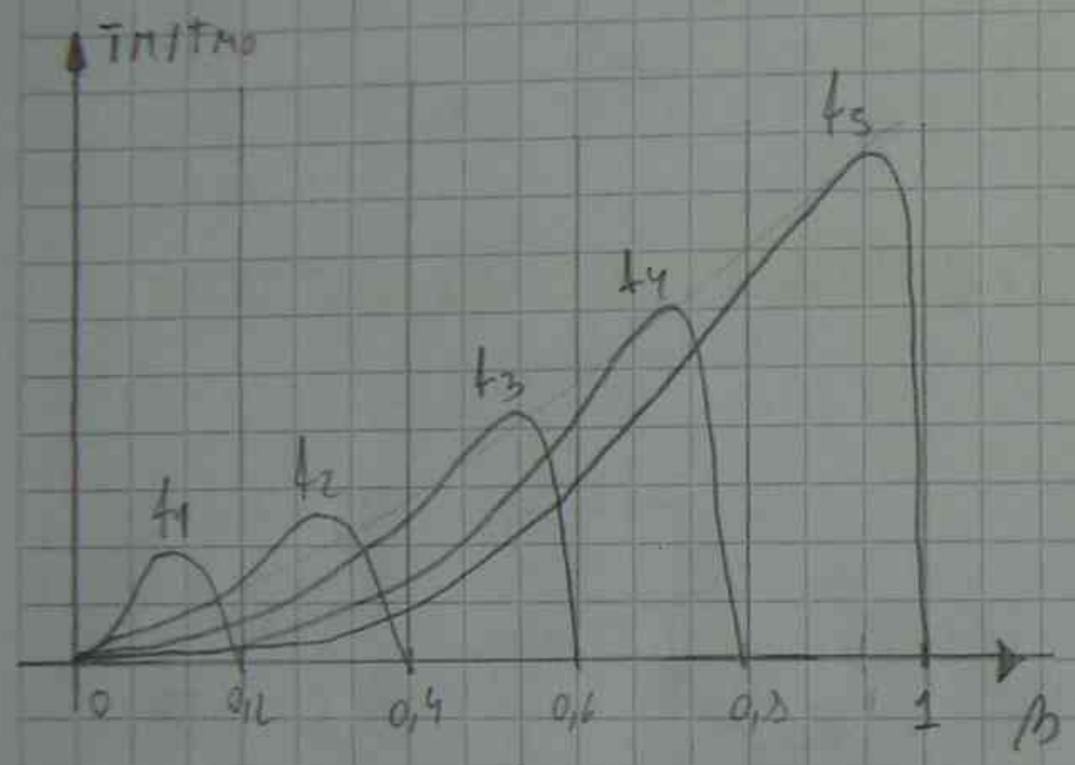


VARIACION DE LA FRECUENCIA DEL ESTATOR

Se utiliza p/ $\begin{cases} \text{Sincronos} \Rightarrow \omega_M = \omega_1 \\ \text{Asincronos} \Rightarrow \omega_M = \omega_1 (1-s) \end{cases}$

FUNCIONAMIENTO CON Tension/Frecuencia en el estator PROPORCIONAL $\beta < 1$

- $\beta = \omega_1/\omega_0$; $s = \dfrac{\omega_1 - \omega_M}{\omega_1} = \dfrac{\beta\omega_0 - \omega_M}{\beta\omega_0} \Rightarrow s = 1 - \dfrac{\omega_M}{\beta\omega_0}$
- $\Psi_{MAX} = K\left(\dfrac{E_1}{f_1}\right)$ • $K = \dfrac{1}{4{,}44 \times 2\pi \times K_{b1}}$

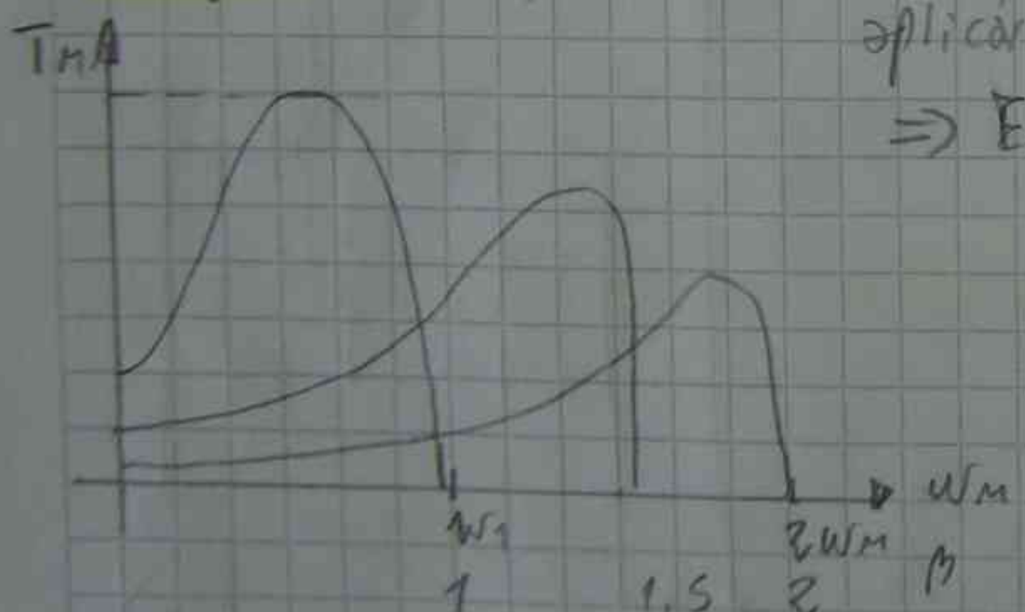


- P/ $\dfrac{E_1}{f_1}$ cte ⇒ Motor trabaja aproximadamente a flujo cte.
- P/ Bajas frecuencias, compensación de la tensión ⇒ 15% más (A bajas frec influye la resistencia rotórica.) → empeoramiento del par.
- La velocidad del motor varía proporcionalmente a la freq de alimentación ω_1.

P/ $\beta > 1$

$\omega_1 > \omega_0$ ⇒ Si queremos seguir manteniendo cte $\dfrac{E_1}{f_1}$, tendríamos que aplicar valores de tensión mayor que los nominales ⇒ No es posible

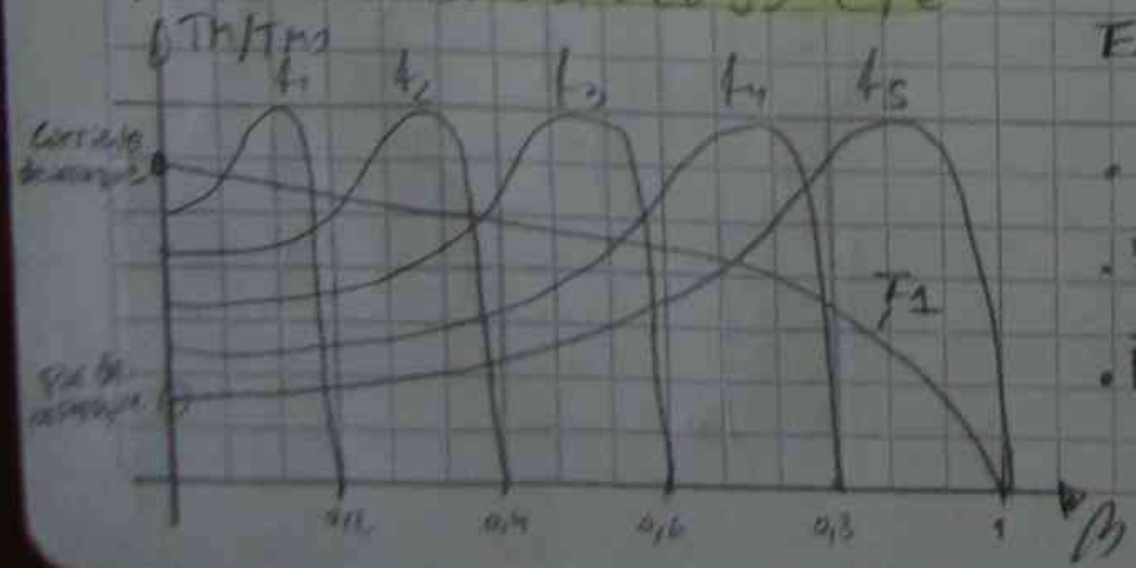
⇒ E_{1MAX} y $f_1 \uparrow$ ⇒ $\Psi \downarrow$ y $T_M \downarrow$



- P/ $\beta > 1$ ⇒ Motor en tensión cte y $\Psi \downarrow$ y $T_M \downarrow$
- P/ $1 < \beta < 1{,}5$ ⇒ Par máximo a velocidad base = T_{Mb} la caída entre T_{Mb} y β es lineal

En esta región de $\beta > 1$ operamos por debilitamiento de campo.

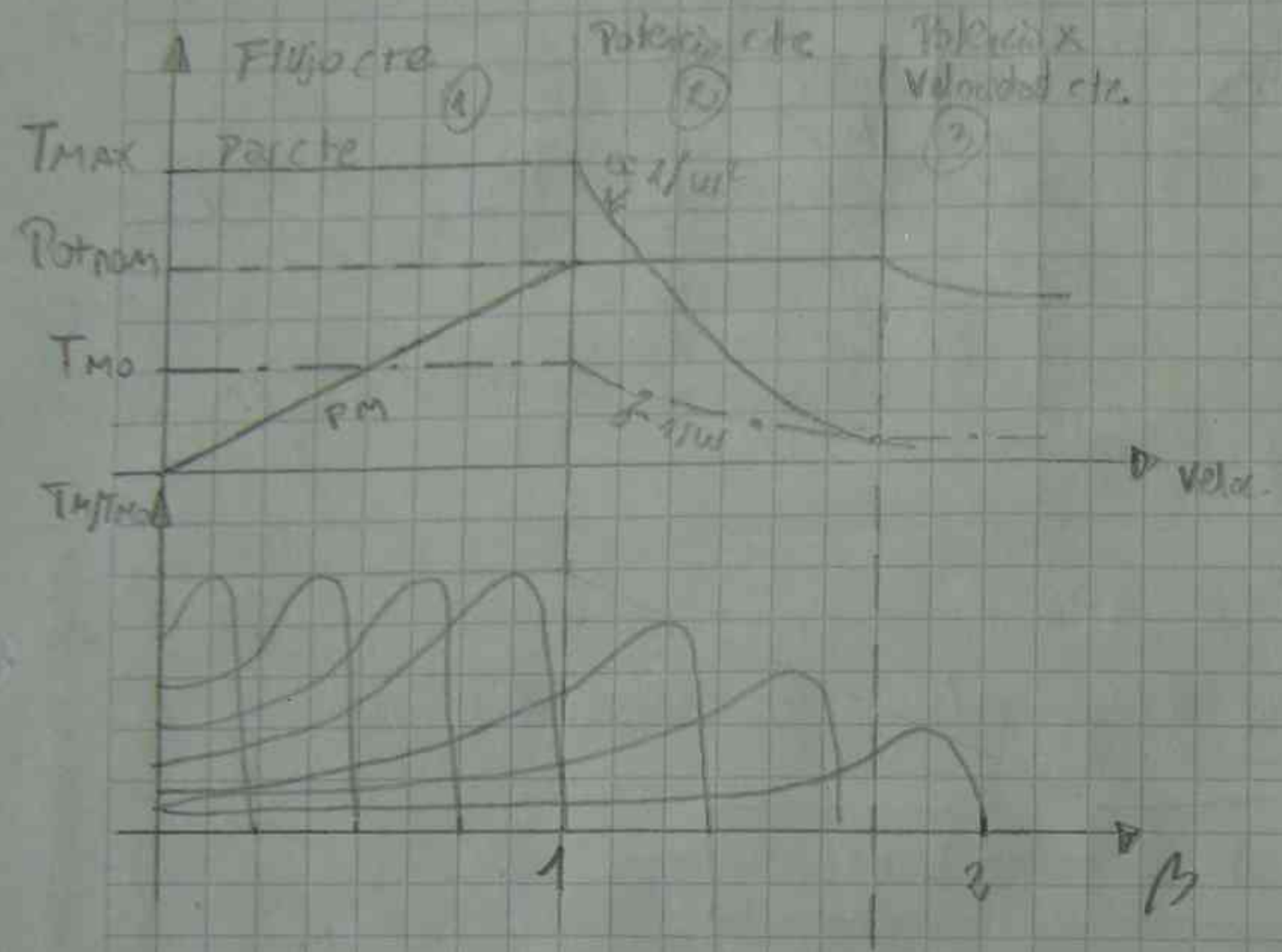
FUNCIONAMIENTO A FLUJO cte



$E_1 \neq V_1$ ⇒ Influye la reactancia de fuga y la resistencia del estator

- Esto hace q' el flujo en $\dfrac{E_1}{f_1}$ no sea rigurosamente cte.
- El sist ura un calculador de E_1:
- $\bar{E}_1 = \bar{V}_1 - (r_1 + jx_L)\bar{I}_1$

VARIACION POR METODO E_1/f_e, ψ cte extendido



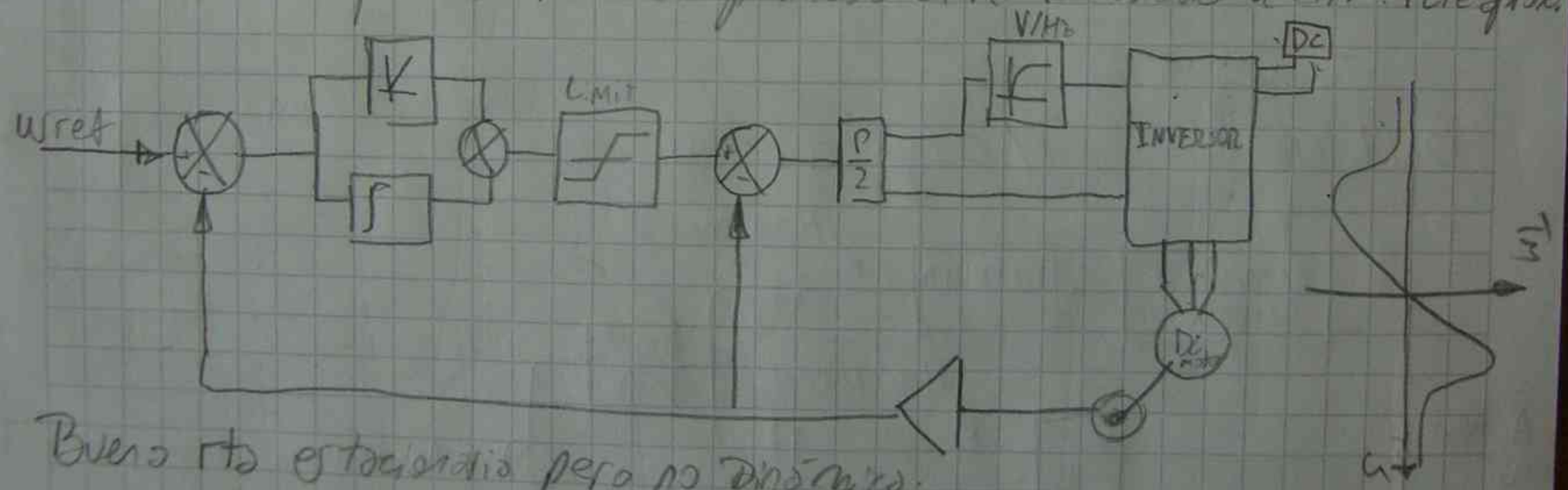
(1) Par cte hasta Vel nominal ψ cte

(2) Pot cte. $P_M = T_M \omega_M$

(3) Pot x Vel = cte

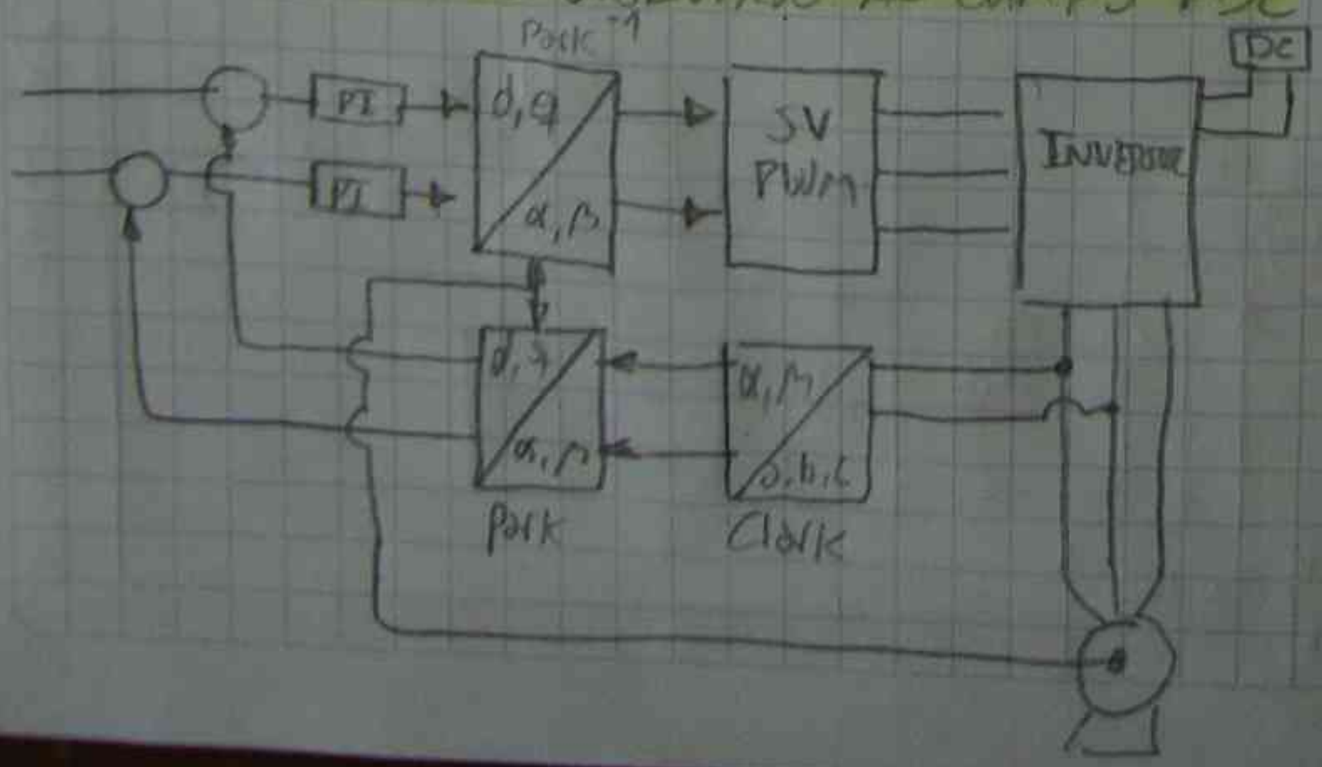
CONTROL ESCALAR ⇒ CONTROL Volts/Hertz CON LAZO CERRADO CON REG. DE S

Ctrl escalar desprecia el efecto de acoplamiento entre las variables de ctrl. ψ cte aprox.



Buena rta estacionaria pero no dinámica.

CONTROL VECTORIAL ORIENTADO AL CAMPO FOC



α y β = sistema ortogonal

a,b,c ⇒ sistema 3 fases

d,q ⇒ sistema de ref giratorio

Separa la corriente en dos componentes

Uno produce el flujo, otra el par.

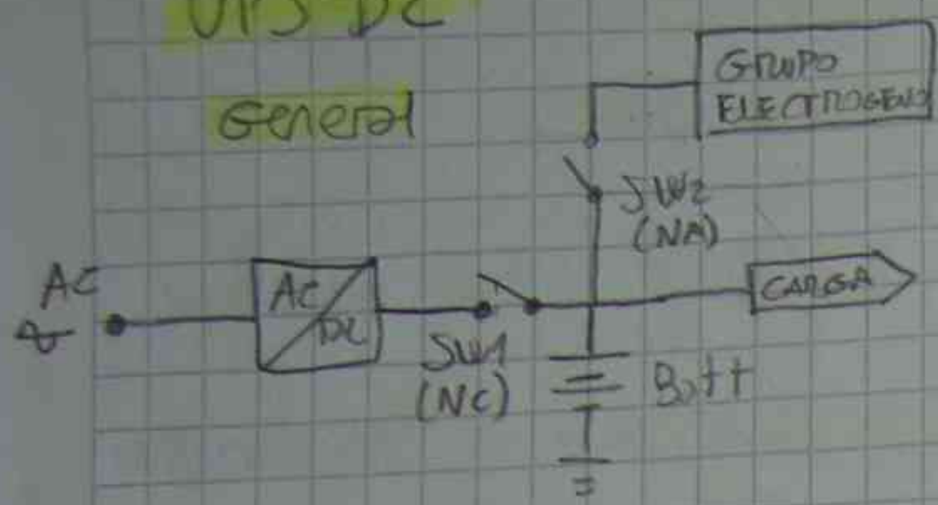
La clave del método es conocer el ángulo del vector de flujo del rotor, es decir, el ángulo θ del rotor.

UPS

• TOPOLOGIA
- UPS DC
- UPS AC
  - OFF LINE
  - ON LINE

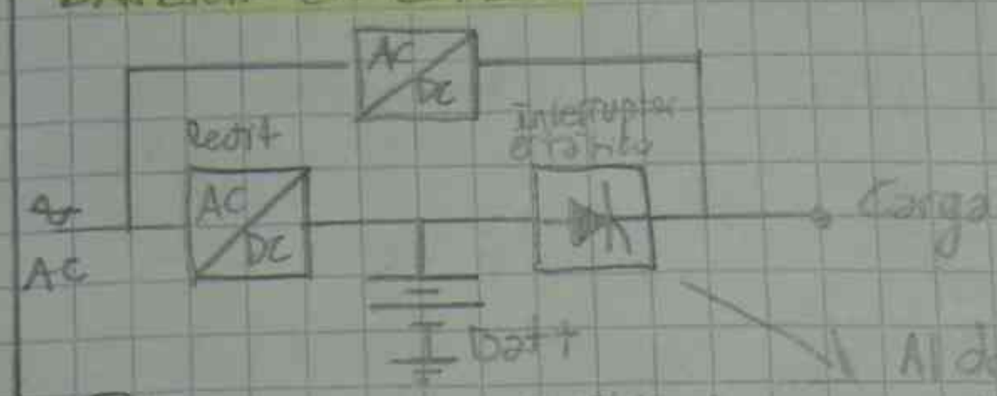
UPS DC

General



P/ Cargas Críticas

BATERIA EN ESPERA

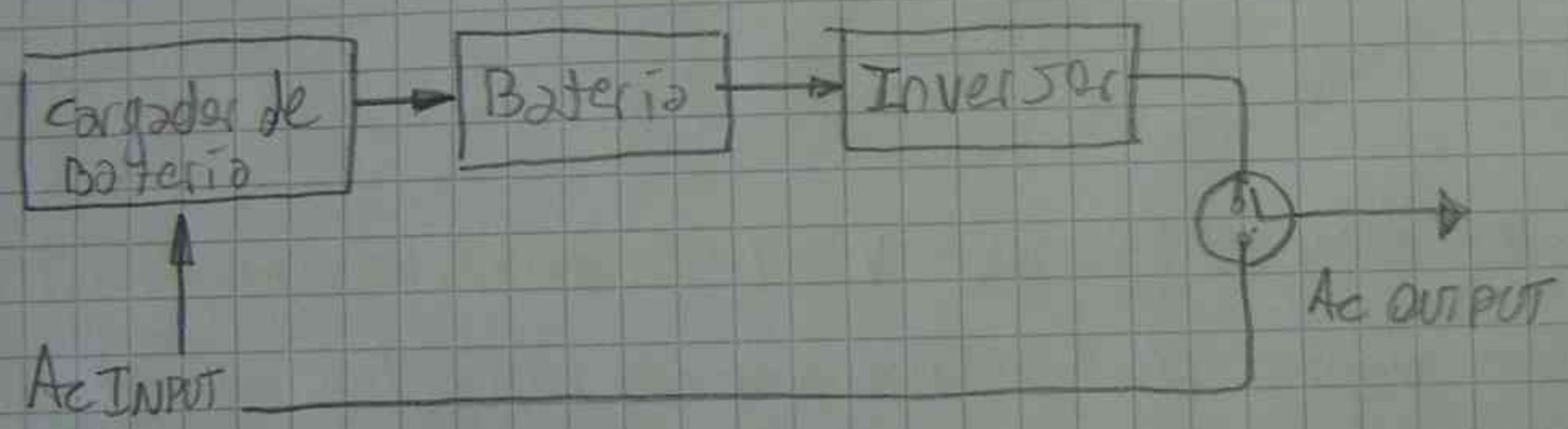


P/ cargas no críticas.

Al desaparecer la energía de la línea se cierra y conecta la batt a la carga.

UPS AC

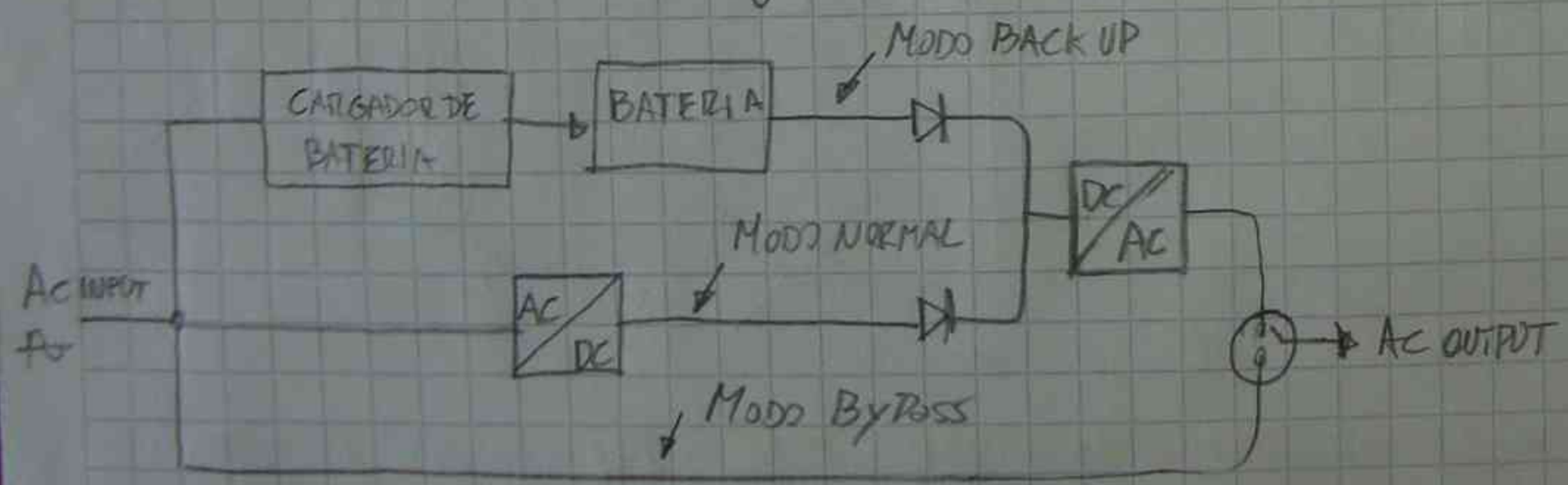
OFF LINE ⇒ El inversor está generalmente desconectado de la línea.



• Mayor rendimiento ⇒ Mah normal el inversor está desconectado.
• Mas propenso a fallas por el switch Mech.
• Para cargas críticas

ON LINE

P/ Cargas críticas.



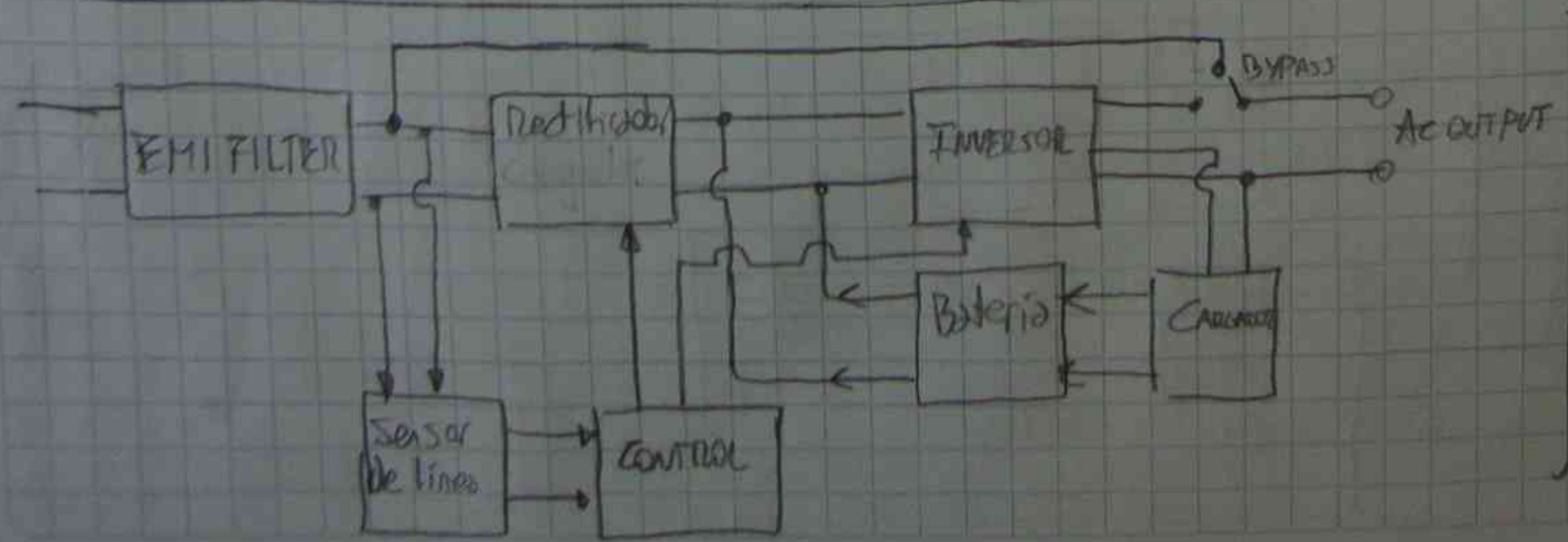
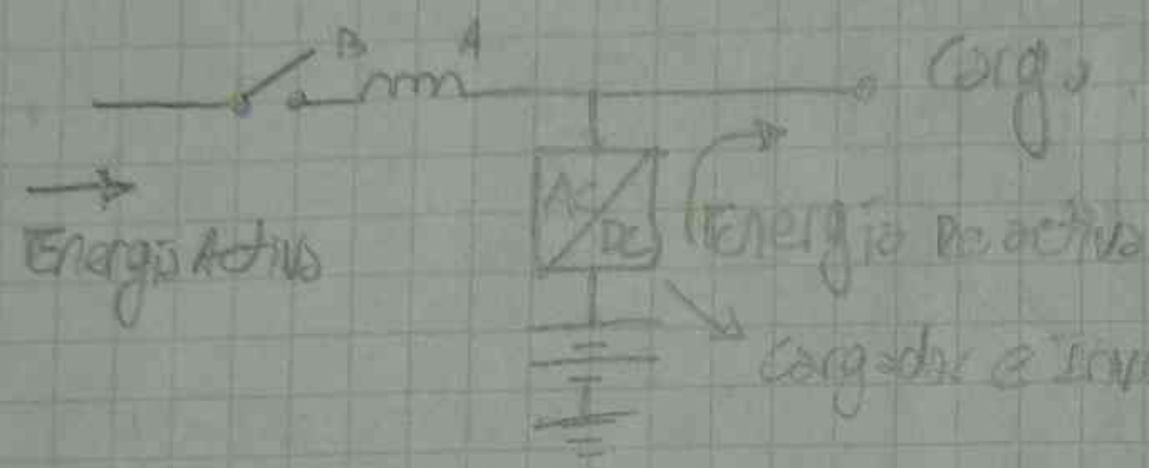


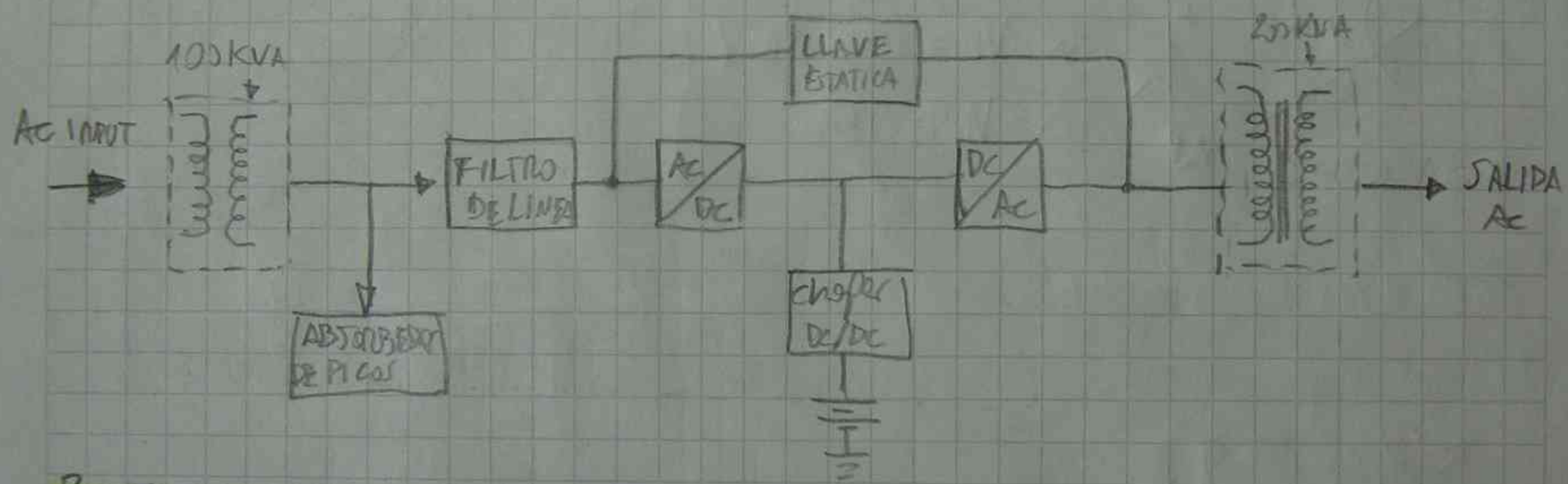
DIAGRAMA EN BLOQUES

INTERACTIVO CON LA LINEA

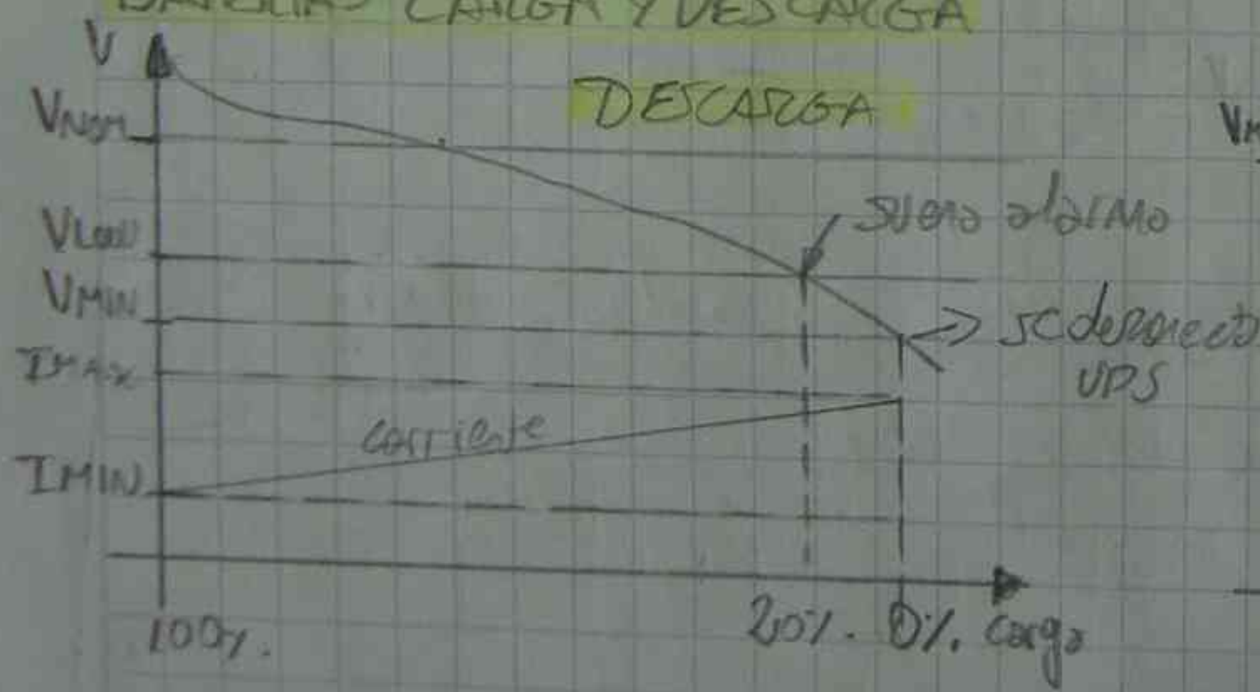


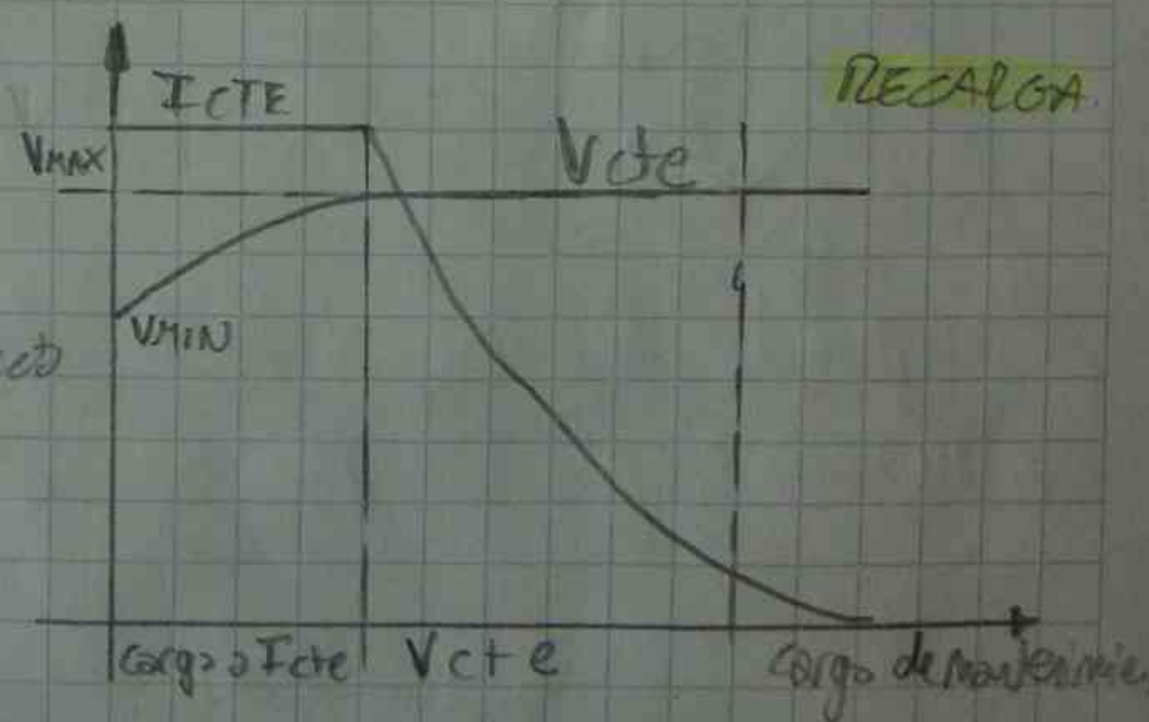
- Controlando la diferencia de tensión entre los puntos A y B, se puede hacer que la red provea toda la energía activa y el inversor la reactiva.
- UPS y Compensador de Cos φ.

UPS ON LINE AISLADO EN LA ENTRADA O SALIDA:



BATERIAS CARGA Y DESCARGA

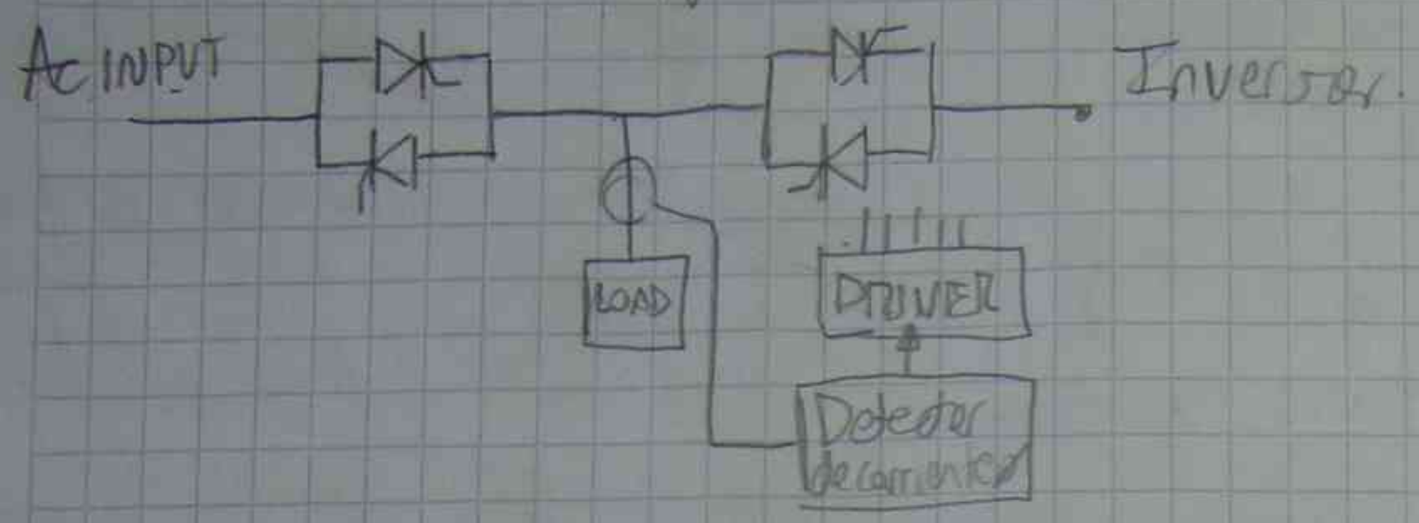




CARACTERISTICAS UPS

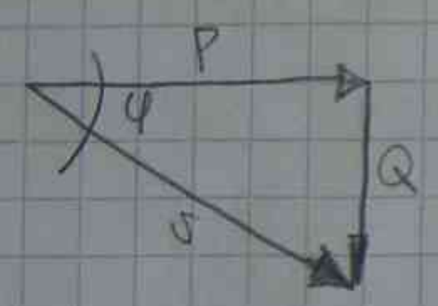
Factores p/ la elección:
- Autonomía
- Estabilización
- Forma de onda de la salida → Carga crítica ∿, → No crítica ⊓⊔
- Aislación eléctrica → Baja frecuencia ó Alta frecuencia ⇒ Menor volumen / peso.
- Paralelismo → p/ conectar varios UPS en paralelo.

Llave Estatica o bypass



FACTOR DE POTENCIA PF

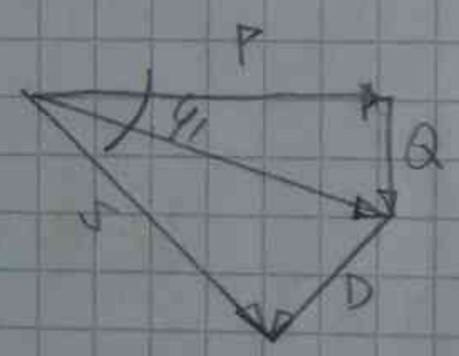
Señal Pura



$$\left.\begin{aligned} P &= V_{RMS} I_{RMS} \cos\varphi \\ Q &= V_{RMS} I_{RMS} \operatorname{sen}\varphi \\ S &= V_{RMS} \cdot I_{RMS} \end{aligned}\right\} PF = \cos\varphi$$

Señal No sinusoidal:

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



Se puede mejorar el factor de potencia con cualquier topología de conmutación, por lo general con el Boost.