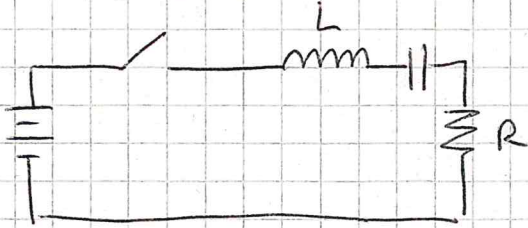


CIRCUITO LCR



$$V = V_C + V_L + V_R$$

$$i_C = i = C \frac{dV_C}{dt}$$

$$\frac{i_C}{C} dt = dV_C$$

$$\int_0^t \frac{1}{C} i_C dt = \int_{V_C(0)}^{V_C(t)} dV_C = V_C(t) - V_C(0)$$

$$V = L \frac{di_C}{dt} + \underbrace{V_C(0^+) + \int_0^t \frac{1}{C} i_C dt}_{V_C(t)} + R i_C$$

Applico la derivata

$$0 = L \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{i}{C} + R \frac{di}{dt} = \frac{d^2 i}{dt^2} + \frac{R}{L} \frac{di}{dt} + \frac{i}{LC} = 0$$

$$s^2 + \frac{R}{L} s + \frac{1}{LC} = 0$$

$$s_{1,2} = \frac{-\frac{R}{L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{L}\right)^2 - \frac{4}{LC}}}{2} = -\frac{R}{2L} \pm \sqrt{\left(\frac{R}{2L}\right)^2 - \frac{1}{LC}}$$

Se  $s_1, s_2 \in \mathbb{R}$  e  $s_1 \neq s_2$

$$i(t) = A_1 e^{s_1 t} + A_2 e^{s_2 t}$$

~~Se~~

$s_1 = s_2$

$$i(t) = A_1 e^{s t} + A_2 t e^{s t}$$

$s_1 = s_2^* \in \mathbb{C}$

$$i(t) = (B_1 \cos(\omega t) + B_2 \sin(\omega t)) e^{-\gamma t}$$

dove  $\omega = \sqrt{\gamma^2 - \omega_m^2} = \gamma A$

e  $s_{1,2} = -\gamma \pm \sqrt{\gamma^2 - \omega_m^2} \Rightarrow \frac{1}{LC} = \omega_m^2$



$$i(t) = i_0 + i_p = \text{per esempio: } [B_1 \cos(\omega t) + B_2 \sin(\omega t)] e^{-\gamma t} + \frac{V_{in} \cos(\omega t)}{|Z|}$$

$$Z = j\omega L + \frac{1}{j\omega C} + R$$

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

$$\angle Z = \arctan\left(\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}\right)$$

$$V = V_{in} e^{j\omega t}$$

$$I = \frac{V}{Z}$$

Se c'è il perno per una oscillazione, ma questa è smorzata e si sovrappone alla sinusoidale che resta, che risulta essere la soluzione particolare (vedi elettrot. per determinazione della soluzione dato lo studio e analisi per risoluzione eq. diff., tipo eq. omogenea smorzata con influenza del valore iniziale della sol. particolare più sol. particolare)

## - POTENZA -

- Istantanea (non comunemente usata)

$$P(t) = v(t) \cdot i(t)$$

$$- P_{ATTIVA} = \text{POTENZA MEDIA SUL PERIODO} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt$$

Nel caso di sola R (perché altrimenti diventa non conduttore)

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

$$= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{v^2(t)}{R} dt = \frac{1}{RT} \int_0^T v^2(t) dt$$

## - ROOT MEAN SQUARE

Definisco  $\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt = \text{Vars}^2$  (pot. comunemente usata media  $\langle v^2(t) \rangle$ )

come  $\text{Vars}^2$

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

$\Rightarrow P_{ATT} = \frac{V_{RMS}^2}{R}$  (se solo resistor, altrimenti non conduttore e parte reale)



Senza effetti di propagazione nelle linee e quindi in condizioni di quasi stazionarietà (connessione non eme in adattamento (siccome l'avevo stazionaria, ma la potenza del cavo è molto vicina al generatore e suo sottoposto quasi alle stesse tensioni).

In questo corso si lavora con basse frequenze e comunque in quasi stazionarietà.

Esempio

$$Z = R + i\omega L$$

$$V = V_{IN} \cos(\omega_{int} t)$$

$$I = \frac{V_{IN}}{|Z|} \cos(\omega_{int} t - \phi)$$

$$P_{ATT} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{IN} \cos(\omega_{int} t) \cdot \frac{V_{IN}}{|Z|} \cos(\omega_{int} t - \phi) dt$$

In questo caso  $\omega$  è fissa abbiamo riparametrizzato  $I$  con modulo

$$\cos(\alpha \pm \beta) = \cos \alpha \cos \beta \mp \sin \alpha \sin \beta$$

$$\sin(\alpha \pm \beta) = \sin \alpha \cos \beta \pm \sin \beta \cos \alpha$$

$$\Rightarrow \cos(\omega_{int} t - \phi) = \cos(\omega_{int} t) \cos \phi + \sin(\omega_{int} t) \sin \phi$$

$$P_{ATT} = \frac{1}{T} \frac{V_{IN}^2}{|Z|} \int_0^T [\cos^2(\omega_{int} t) \cos \phi + \cos(\omega_{int} t) \sin(\omega_{int} t) \sin \phi] dt$$

$$\cos(2\alpha) = \cos^2 \alpha - \sin^2 \alpha = \cos^2 \alpha + \cos^2 \alpha - 1 = 2\cos^2 \alpha - 1 \quad \text{e} \quad \cos^2 \alpha = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(2\alpha)$$

$$\cos^2(\omega_{int} t) \cos \phi = \frac{1}{2} [\cos(2\omega_{int} t) + 1] \cos \phi = \frac{1}{2} \cos(2\omega_{int} t) \cos \phi + \frac{1}{2} \cos \phi$$

$$\sin(2\alpha) = \sin \alpha \cos \alpha + \sin \alpha \cos \alpha = 2 \sin \alpha \cos \alpha$$

$$\Rightarrow \sin \alpha \cos \alpha = \frac{\sin(2\alpha)}{2}$$

$$\cos(\omega_{int} t) \sin(\omega_{int} t) \sin \phi = \frac{\sin(2\omega_{int} t)}{2} \sin \phi$$



$$P_{ATT} = \frac{1}{T} \frac{V_{IN}^2}{|Z|} \int_0^T \left[ \frac{1}{2} \cos \phi + \frac{1}{2} \cos(2\omega_{int}) \cos \phi + \frac{1}{2} \sin(2\omega_{int}) \sin \phi \right] dt$$

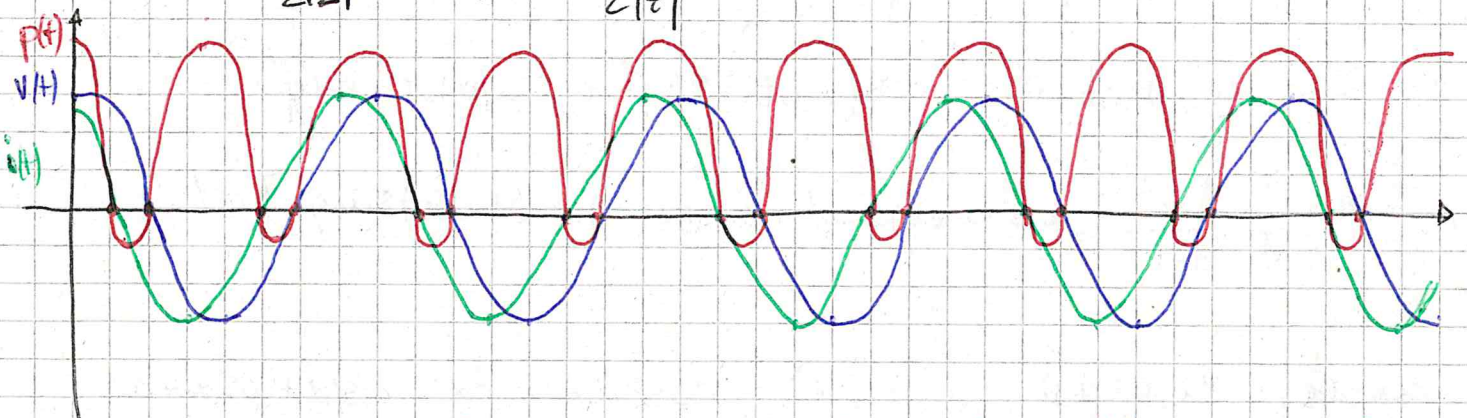
$$= \frac{1}{2T} \frac{V_{IN}^2}{|Z|} \left[ \int_0^T \cos \phi dt + \int_0^T (\cos(2\omega_{int}) \cos \phi + \sin(2\omega_{int}) \sin \phi) dt \right]$$

$$\cos(2\omega_{int}) \cos \phi + \sin(2\omega_{int}) \sin \phi = \cos(2\omega_{int} - \phi)$$

$$\Rightarrow \frac{1}{2T} \frac{V_{IN}^2}{|Z|} \left[ \cos \phi \int_0^T dt + \int_0^T \cos(2\omega_{int} - \phi) dt \right]$$

L'integrale del secondo membro è  $= 0$  perché è un integrale fatto su due volte il periodo della funzione in questione ( $\cos(2\omega_{int} - \phi)$ ) e il ~~seno~~ seno sul periodo risulta essere zero.

$$\Rightarrow P_{ATT} = \frac{V_{IN}^2}{2|Z|} \cos \phi \frac{T}{T} = \frac{V_{IN}^2}{2|Z|} \cos \phi$$



Il periodo delle  $p(t)$  è il doppio di quello originale

La media temporale sul periodo è la potenza attiva, cioè il contributo positivo. È quindi legato al  $\cos \phi$ .

$$\frac{V_{IN}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{|Z|} \cdot \frac{V_{IN}}{\sqrt{2}} \cdot \cos \phi$$

Potenza apparente:  $\frac{V_{IN} \cdot I}{2}$

con  $\cos \phi = 0$  la media temporale è 0  

 pot apparente.



$$P_{\text{complessa}} = \frac{1}{2} V^* \cdot I = \frac{1}{2} |V| e^{j(\angle V)} |I| e^{j\angle I} = \frac{1}{2} |V||I| e^{j(\angle I - \angle V)}$$

$$P_{\text{Att}} = \text{Re}\{P_{\text{complessa}}\} = \frac{1}{2} |V||I| \cos(\angle I - \angle V)$$

$$P_{\text{Reatt}} = \text{Im}\{P_{\text{complessa}}\} = \frac{1}{2} |V||I| \sin(\angle I - \angle V)$$

Per qualunque segnale Fourier trasformabile è possibile esprimerlo come somma di sinusoidi.

$$v(t) = V_0 + V_1 \cos(\omega_1 t - \phi_1) + \sum_{n=2}^{\infty} V_n \sin(\omega_n t - \phi_n) \quad \text{per esempio}$$

$$= A_0 + \sum_{i=1}^{\infty} a_i \cos(\omega_i t) + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \sin(\omega_m t)$$

$\omega_i = \omega_0 \cdot i$   
dove le armoniche

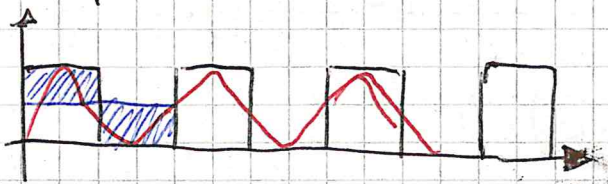
dove

$$A_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \cos(\omega_n t) dt$$

$$b_m = \frac{2}{T} \int_0^T v(t) \sin(\omega_m t) dt$$

Esempio:



Essendo dispari e fatta di soli seni.

Se il segnale è a mezza onda, cioè si ripete ribaltato nella seconda metà del periodo, ha solo i termini dispari. Con un segnale a mezza onda e dispari basterà di solo  $\frac{1}{4}T$  per conoscere tutto il segnale.

Se posso farlo con soli seni o cos, allora è reale perché non c'è sfasamento.



$$\text{Perdite } P_{ATT0} = \frac{1}{T} \int_0^T V_0 \cdot \{ I_0 + I_1 \cos(\omega_1 t - \phi_1) + I_2 \cos(\omega_2 t - \phi_2) \} dt$$

$$P_{ATT0} = V_0 I_0$$

$P_{ATT2} = \dots$  Resta soltanto  $1 e 1, 2 e 2 \dots$  termini  
incrociati nel periodo si annullano.

$$\frac{1}{T} \int_0^T \frac{V_1 I_2}{2} \left( e^{j\omega_1 t} e^{-j\phi_1} + e^{-j\omega_1 t} e^{j\phi_1} \right) \left( e^{j\omega_2 t} e^{-j\phi_2} + e^{-j\omega_2 t} e^{j\phi_2} \right) dt$$

$$\frac{V_1 I_2}{T4} \int_0^T \left[ e^{j(\omega_1 + \omega_2)t} e^{-j(\phi_1 + \phi_2)} + e^{j(\omega_1 - \omega_2)t} e^{-j(\phi_1 - \phi_2)} + e^{-j(\omega_1 - \omega_2)t} e^{j(\phi_2 - \phi_1)} + e^{-j(\omega_1 + \omega_2)t} e^{j(\phi_1 + \phi_2)} \right] dt = 0$$

$\omega_1 - \omega_2$  viene un numero che è multiplo del periodo, perciò su questo  
l'intervallo i termini diventano nulli.

$$P_{ATT} = V_0 \cdot I_0 + \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{2} V_1 \cdot I_1^* \right\} + \sum_{n=2}^{\infty} \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{2} V_n \cdot I_n^* \right\}$$

Dimostrazione per un caso esponenziale:

$$P_{ATT} = \frac{1}{T} \int_0^T V_m \cos(\omega_m t) \frac{V_m \cos(\omega_m t - \phi)}{|Z|} dt$$

$$= \frac{V_m^2}{4T|Z|} \int_0^T \left( e^{j\omega_m t} + e^{-j\omega_m t} \right) \left( e^{j\omega_m t} e^{-j\phi} + e^{-j\omega_m t} e^{j\phi} \right) dt$$

$$= \frac{V_m^2}{4T|Z|} \int_0^T \left( e^{j\omega_m t} e^{-j\phi} + e^{j\phi} + e^{-j\phi} + e^{-j\omega_m t} e^{j\phi} \right) dt = \int_0^T \frac{e^{j\phi} + e^{-j\phi}}{2} dt$$

$$= \frac{V_m^2}{24T|Z|} T \cos \phi$$

$$= \boxed{\frac{V_m^2}{2|Z|}} = P_{ATT(m)}$$

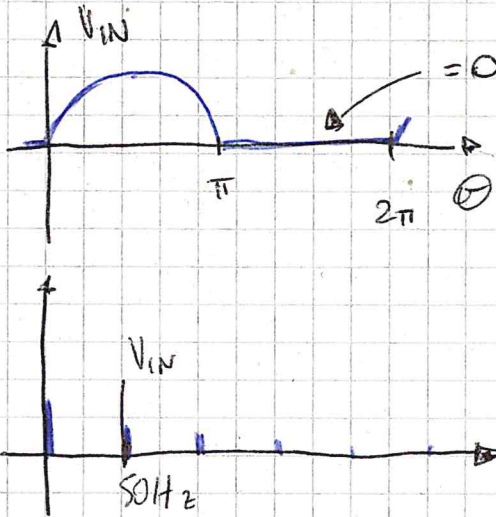
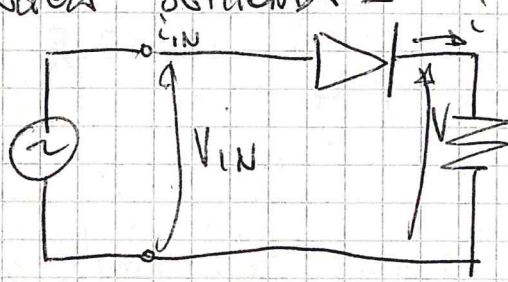


$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{V_0^2 + \frac{1}{2} V_1^2 + \sum_{k=2}^{\infty} \frac{1}{2} V_k^2}$$

- RADDRIFRATTORE A SINUSOIDE DISTONDA -



NON CONTINUO



= 0 a causa del raddrifratore, con un condensatore sarebbe differente, il diodo impone solo la condizione di tensione ai suoi capi positiva e quindi corrente positiva, almeno corrente nulla.

- Distorsione -

Quello indipendente

$$D = \frac{\Delta V_{RMS}}{V_{RMS}}$$

dependente

Distorsione continua D = RIPLE =  $\sqrt{\frac{\frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} |V_k|^2}{V_0^2}}$

$$= \sqrt{\frac{V_0^2 + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} V_k^2 - V_0^2}{V_0^2}} = \sqrt{\frac{V_{RMS}^2}{V_0^2} - 1}$$

Distorsione V<sub>1</sub> =  $\sqrt{\frac{V_0^2 + \sum_{k=2}^{\infty} \frac{1}{2} |V_k|^2}{\frac{1}{2} |V_1|^2}} = \sqrt{\frac{V_{RMS}}{V_{RMS}}}$

= THD  
Total Harmonic Distorsion

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\theta) d\theta = \frac{V_{IN}}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin\theta d\theta = \frac{V_{IN}}{\pi}$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (V_{IN} \sin\theta)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} V_{IN}^2 \int_0^{\pi} \sin^2\theta d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} V_{IN}^2 \left( \frac{\theta}{2} - \frac{1}{2} \cos(2\theta) \right) \Big|_0^{\pi}}$$



$$= \sqrt{\frac{1}{2\pi} V_{IN}^2 \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} d\theta} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} V_{IN}^2 \cdot \frac{\pi}{2}} = \sqrt{\frac{V_{IN}^2}{4}} = \boxed{\frac{V_{IN}}{2}}$$

$$D = \sqrt{\frac{\left(\frac{V_{IN}}{2}\right)^2}{\left(\frac{V_{IN}}{\pi}\right)^2} - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{4} - 1} = 121\%$$

Prima del diodo voglio la corrente sulle fondamentale e in uscita sulle continue.

	VALORE PICCO	$V_{RMS}$	$V_{RMS}$
$V_{PRM}$	$V_{IN}$	$\frac{V_{IN}}{\sqrt{2}}$	0
$V$	$V_{IN}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_{IN}}{\sqrt{2}}$	$\frac{V_{IN}}{\pi}$
$I$	$\frac{V_{IN}}{R}$	$\frac{V_{IN}}{2R}$	$\frac{V_{IN}}{\pi R}$

- POWER FACTOR -

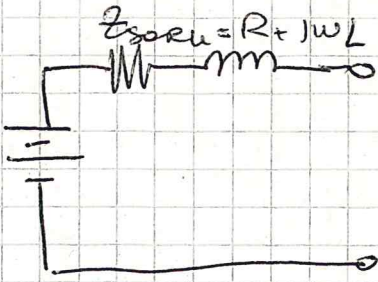
$$PF = \frac{P_{ATT}}{P_{IMP}} = \frac{\frac{1}{2} V_{IN} I_{IN} \cos \phi_1}{V_{IN RMS} \cdot I_{IN RMS}} = \frac{\frac{V_{IN}}{\sqrt{2}} I_{IN RMS} \cos \phi}{\frac{V_{IN}}{\sqrt{2}} \sqrt{I_0^2 + \frac{1}{4} I_{IN RMS}^2 + I_{2RMS}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nRMS}^2}}$$

$$= \frac{\cos \phi}{\sqrt{I_0^2 + I_{IN RMS}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nRMS}^2}} = \frac{\cos \phi}{\sqrt{I_0^2 + I_{IN RMS}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nRMS}^2}} = \frac{\cos \phi}{\sqrt{1 + \frac{I_0^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{nRMS}^2}{I_{IN RMS}^2}}}$$

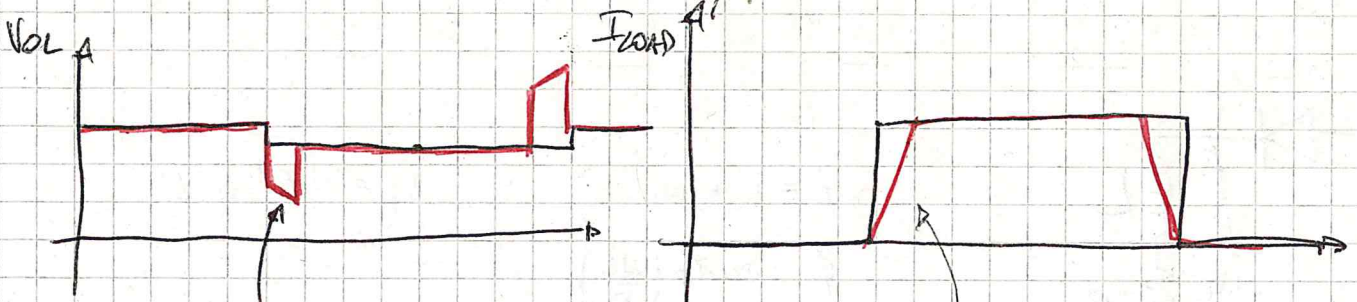
$$= \frac{\cos \phi}{\sqrt{1 + D^2}}$$



## SORRENTE DC -

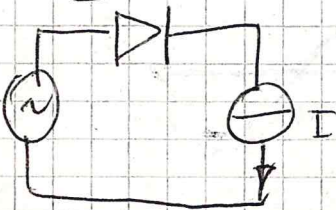


- ① Impedenza sorgente
- ② Esiste un limite alla  $I_{\text{eff}}$  erogabile e quindi alla  $P_{\text{imp}} = V_{\text{DC}} \cdot I_{\text{eff}}$  erogabile
- ③ Esiste una dissipazione dovuta alle componenti di distorsione.

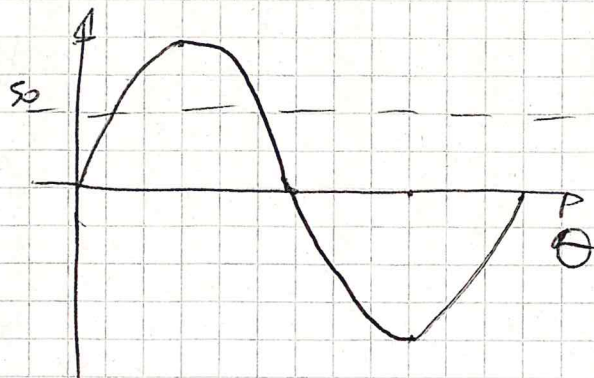
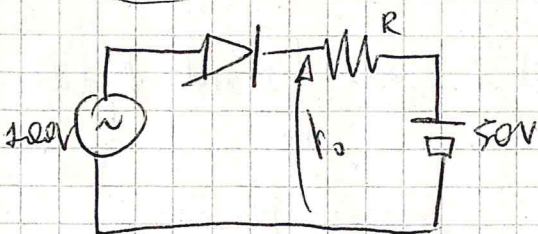


esce la corrente  $i_L$  costante (derivata cost), ma crescendo la corrente la  $R$  fa cadere la tensione dello step.

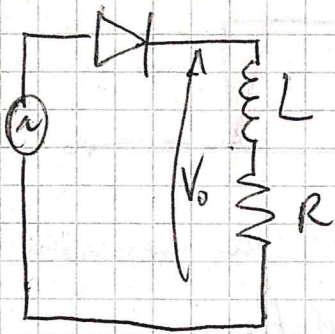
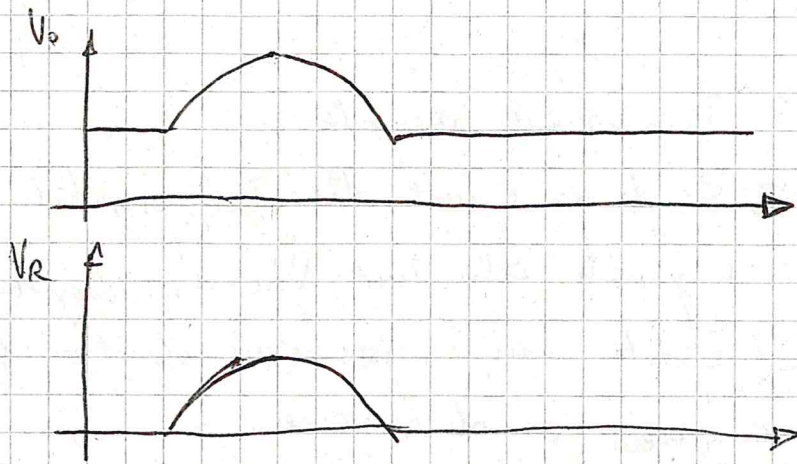
Nel risalire l'effetto è opposto.



La potenza è reattiva perché la corrente circola sempre nella stessa direzione (forzata e concorre con il diodo) mentre la tensione ruota e quindi può anche essere negativa (nota che sul diodo continua ad essere positiva)



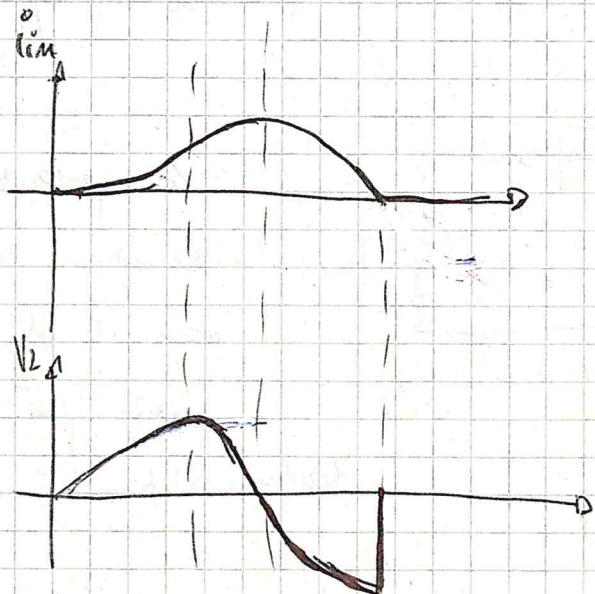
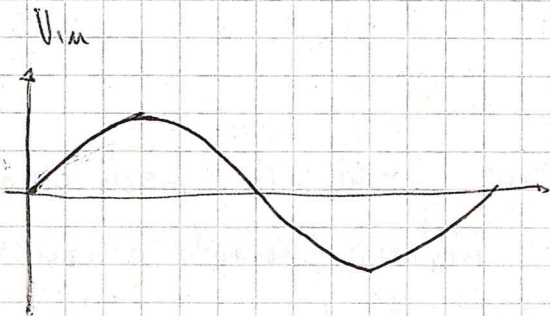




$$Z = R + j\omega L$$

$$\phi = \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$$

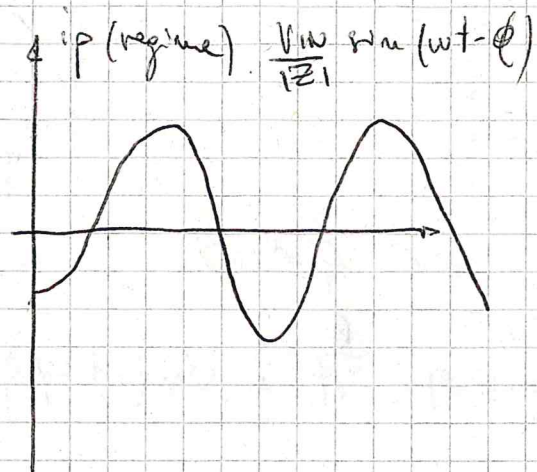
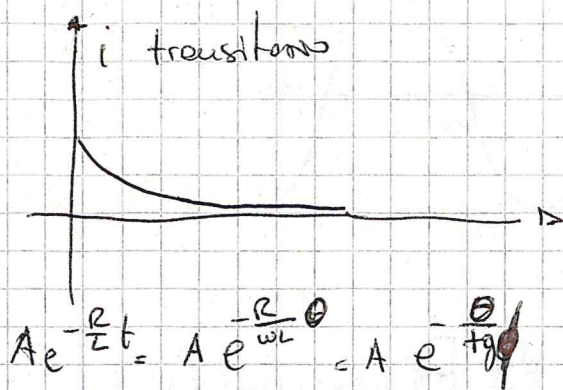


$$V_L = L \frac{di(t)}{dt} \Rightarrow \int_0^T V_L(t) dt = L \int_0^T di(t)$$

$$\int_0^T V_L(t) dt = L (i(T) - i(0)) = 0$$

Sul periodo l'area delle curve delle tensioni deve essere nulla, per cui sul periodo  $i(T) = i(0) = 0$





$$i = i_R + i_{\text{transitorio}} = \frac{V_{in}}{|Z|} \left[ \sin \phi e^{-\frac{t}{\tau}} + \sin(\omega t - \phi) \right]$$

valore di cui  
 riporta il punto iniziale del transitorio, cioè la cost. nulla  
 per  $\frac{V_{in}}{|Z|}$ , quindi  $i_{\text{iniz}} = \frac{V_{in}}{|Z|} \sin \phi$

Questa equazione è valida solo per la parte in cui è positiva. Quando diventa nulla in realtà è zero, per cui cicli successivi si ripetono partendo dallo zero (come la prima onda).

La  $i_{\text{transitorio}}$  è calcolata con i termini e corrispondenti alla soluzione se il disco non fosse presente, mentre  $i_R$  è la soluzione delle eq omogenee associate, quindi senza alimentazioni,

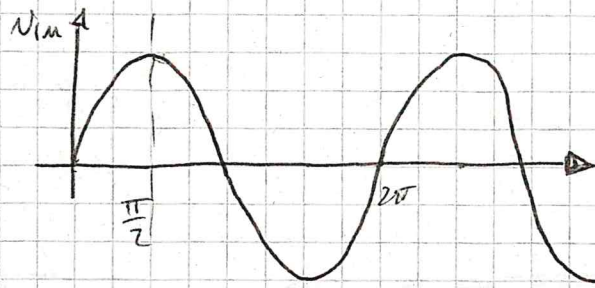
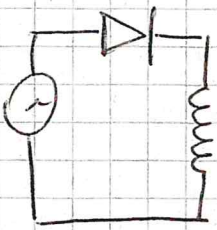
cioè  $Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} = 0 \Rightarrow i_R(t) = A e^{-\frac{t}{\tau}}$

per la corrente iniziale  $i(0) = 0 = \frac{V_{in}}{|Z|} \sin(\omega t - \phi) + A e^{-\frac{t}{\tau}} \Big|_{t=0}$

$$= \frac{V_{in}}{|Z|} \sin(\omega t - \phi) + A e^{-\frac{t}{\tau}} = \frac{V_{in}}{|Z|} \sin(0 - \phi) + A e^0 = \frac{V_{in}}{|Z|} \sin(-\phi) + A =$$

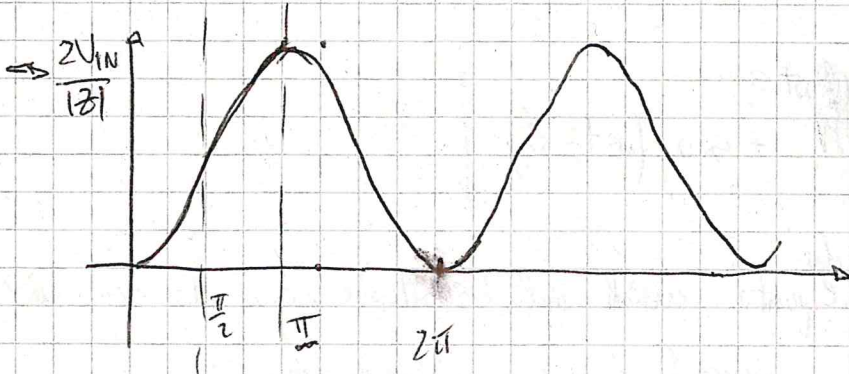
$$A = -\sin(-\phi) \frac{V_{in}}{|Z|} = \sin(\phi) \frac{V_{in}}{|Z|}$$



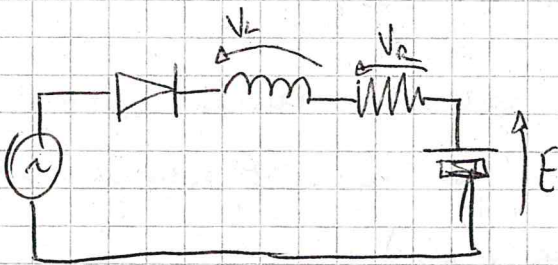


In questo caso  $\phi = +90^\circ$

$$\frac{V_{IN}}{|Z|} \left[ \sin(90^\circ) e^{+j\phi} + \sin(\omega t - \phi) \right] = \frac{V_{IN}}{|Z|} \left[ +1 + \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \right]$$



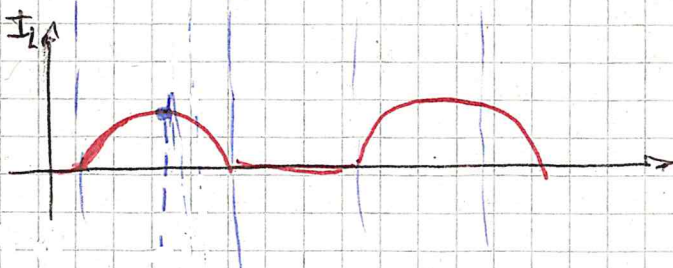
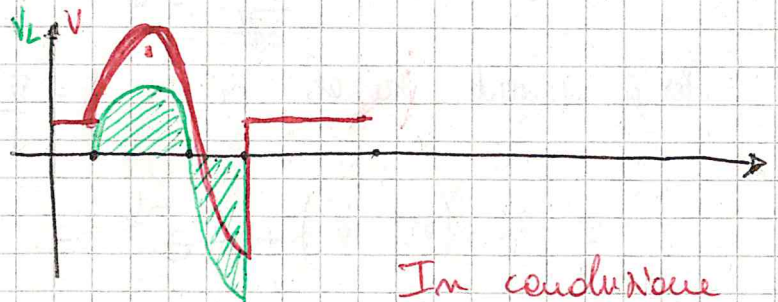
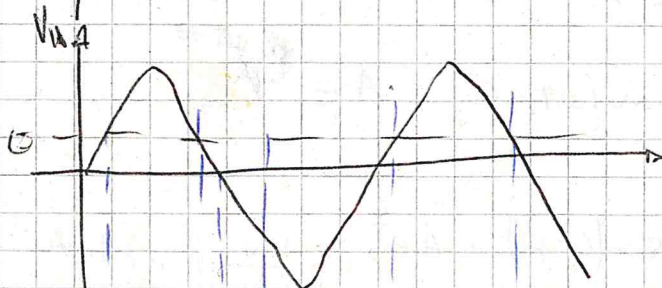
Essendo la corrente sempre positiva, il diodo è sempre acceso



$$V_{IN} = V_L + V_R + E$$

In un regime periodico la somma delle  $V_L$  sul periodo deve essere nulla.

Il picco di corrente corrisponde al nullo di tensione su  $V_L$ .  
Se stiamo controllando un motore, il valor medio di  $v$  regola la velocità del motore.



(uguali...)

In conduzione  
la  $v$  copia la  
 $V_{IN}$ , quindi  $-V_L =$   
 $Ri + E + V_{IN}$



Il diodo inizia a condurre quando  $V_m \sin \alpha = V_{dc}$   
 $\alpha = \arcsin\left(\frac{V_{dc}}{V_m}\right)$  Il diodo inizia a condurre  $\omega t = \alpha$ .

Quando il diodo conduce l'eq. di Kirchhoff diventa

$$V_m \sin(\omega t) = Ri(t) + L \frac{di(t)}{dt} + V_{dc}$$

La corrente totale si determina come somma  $i(t) + i'(t)$

$i'$  è determinata per sovrapposizione delle due sorgenti, cioè

$$i' = \frac{V_m \sin(\omega t - \theta)}{|Z|} - \frac{V_{dc}}{R}$$

$$i_m = A e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Per cui

$$i(\omega t) = \begin{cases} \frac{V_m}{Z} \sin(\omega t - \theta) - \frac{V_{dc}}{R} + A e^{-\frac{\omega t}{\tau}} & \text{con } \alpha \leq \omega t \leq \beta \\ 0 & \text{altrimenti} \end{cases}$$

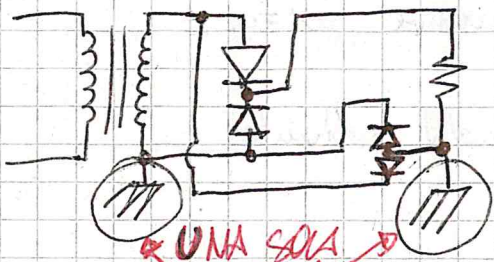
All'incirca  $i(\alpha) = 0$  si trova  $A = \left[ -\frac{V_m}{|Z|} \sin(\alpha - \theta) + \frac{V_{dc}}{R} \right] e^{\frac{\alpha}{\tau}}$

$$P_{ac} = I_{rms}^2 R + I_0 V_{dc}$$

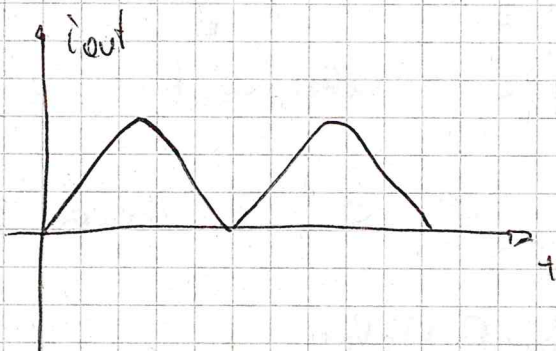
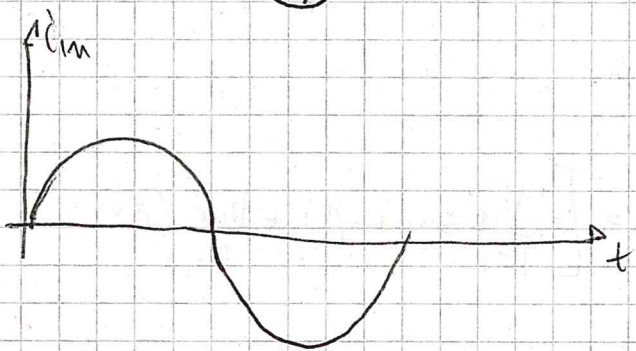
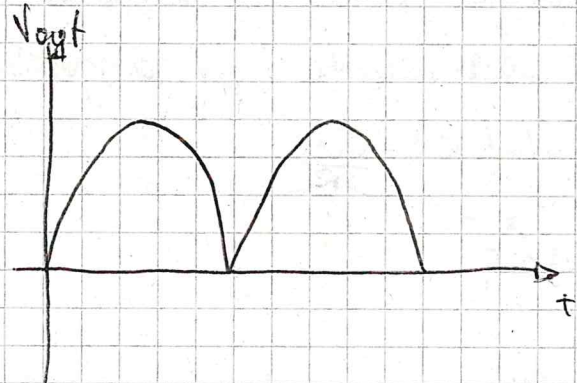
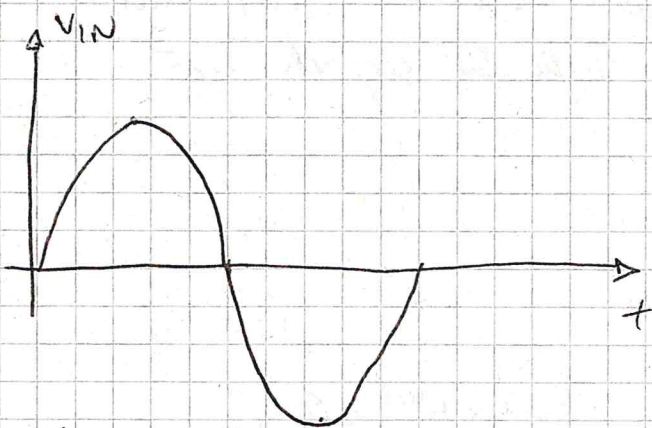
$$= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v(\omega t) i(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} (V_m \sin(\omega t)) i(\omega t) d(\omega t)$$



# TRANSFORMERS A PONTE NON CONTROLLATO, ONDA INTRINA, MONOPHASE, AC/DC

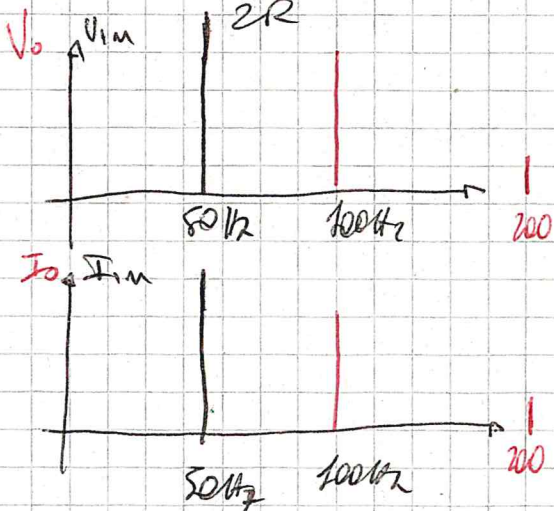


UNA SOLA MASSA!  
O SUL TRATTO O DOPO IL PONTE!



La corrente resta in fase e non presenta distorsioni, perché la componente di corrente rispetta la tensione. Il Power Factor è

$$1 \cdot \frac{V_{in}^2}{2R} = P_{acm}$$



Nell'onda in uscita si trovano anche le rive armoniche (la dist è creata dal comp non lineare che è il diodo).



$\eta_F = \text{efficienza energetica} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = 100\%$  (Dati ideali, nella realtà...)

$$\eta_C = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\frac{V_0^2}{R}}{\frac{1}{2} \frac{V_{in}^2}{R}} = \frac{2 \frac{V_0^2}{R}}{\frac{V_{in}^2}{R}} = \frac{8}{\pi^2} \approx 81\% \text{ cioè } \approx \frac{1}{5} \text{ è di ripple}$$

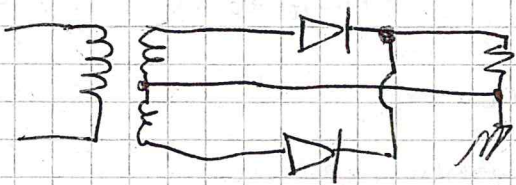
$$P_{out} = \frac{V_0^2}{R} + \sum_{R=1}^{\infty} \frac{1}{2} \frac{V_R^2}{R}$$

$$V_0 = \frac{1}{\frac{T_{in}}{2}} \int_0^{\frac{T_{in}}{2}} V_{in} \sin(\theta) d\theta = \frac{2V_{in}}{\pi}$$

Valore medio dell'uscita.

	$V_{pacco}$	$V_{RMS}$	DC	50Hz	100Hz	150Hz	200Hz
$V_{in}$	$V_{in}$	$\frac{V_{in}}{\sqrt{2}}$	0	$\frac{V_{in}}{R}$	0	0	0
$V$	$V_{in}$	$\frac{V_{in}}{\sqrt{2}}$	$\frac{2V_{in}}{\pi}$	0	?	?	?
$i$	$\frac{V_{in}}{R}$	$\frac{V_{in}}{\sqrt{2}R}$	$\frac{2V_{in}}{\pi R}$	0	?	?	?
$i_{in}$	$\frac{V_{in}}{R}$	$\frac{V_{in}}{\sqrt{2}R}$	0	$\frac{V_{in}}{R}$	0	0	0

- Raddrizzatore con trasformatore con presa centrale -



Svantaggi: tensioni breakdown doppie di

Costo tutto sta più alto

Vantaggi: Minimo numero di

minimo diodi

adatto ad alti correnti



$$D_{out} = \frac{\sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} |V_k|^2}}{V_0} = \sqrt{\frac{V_{RMS}^2}{V_0^2} - 1}$$

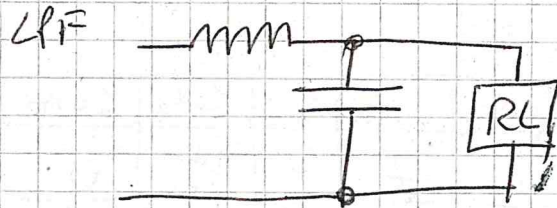
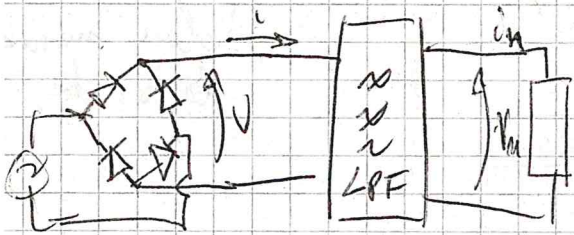
$$V_0 = \frac{2V_{in}}{\pi}$$

$$V_R = \pm \frac{4V_{in}}{\pi(4k^2-1)}$$

$$V_{RMS} = \frac{V_{in}}{\sqrt{2}}$$

$$D_{out} = \sqrt{\frac{\frac{V_{in}^2}{2}}{\frac{4V_{in}^2}{\pi^2}} - 1} = \sqrt{\frac{\pi^2}{8} - 1} = 48\%$$

La distorsione in un'unità è elevata, perciò bisogna filtrare. (ripple)



$$Y_{||} = G + j\omega C = \frac{1}{R_L} + j\omega C$$

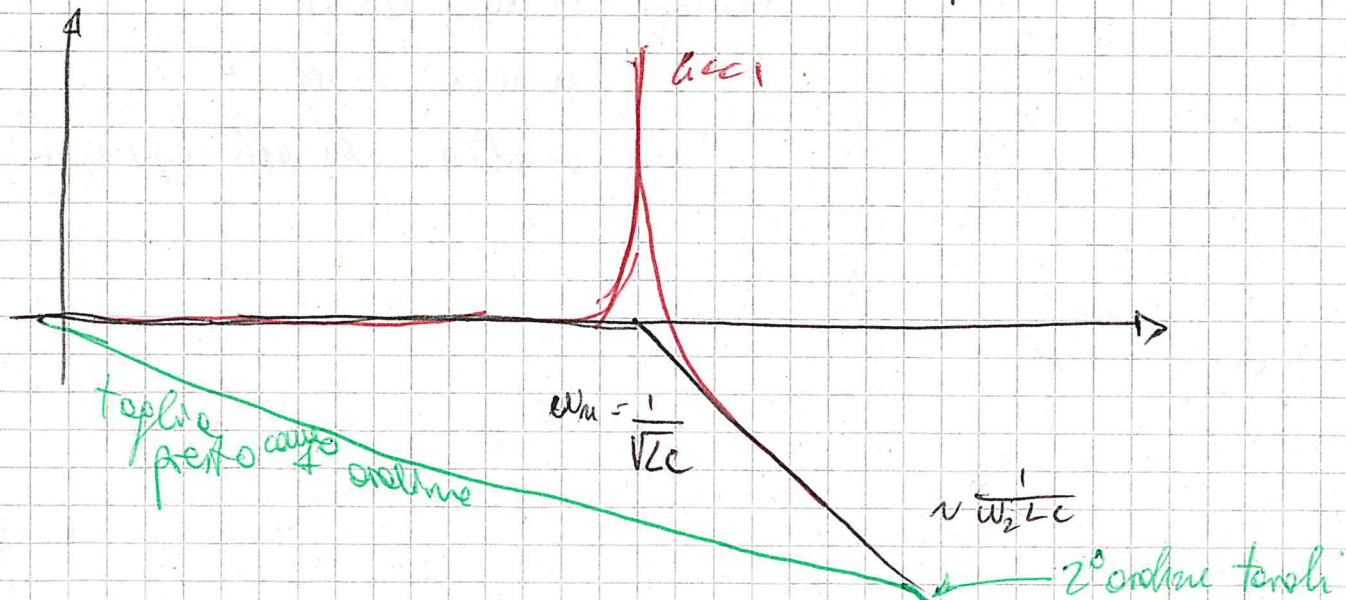
$$Z_i = j\omega L + \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}$$

$$V_u = Z_{||} \cdot I \quad V_i = Z_i \cdot I$$

$$\frac{V_u}{V_i} = \frac{Z_{||}}{Z_i} \quad H(\omega) = \frac{Z_{||}}{Z_i} = \frac{\frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}}{j\omega L + \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega L R - \omega^2 L C}$$

Se  $G \ll 1$  c'è un picco di risonanza

Se  $G \gg 1$  tende ad essere del primo ordine.





$$D_u = \frac{A_{VRMS}}{V_{mRMS}}$$

$$D_u^2 = \frac{\frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} |V_k|^2}{|N_{uo}|^2} = \frac{\frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} |H(\omega_k)|^2 \cdot |V_k|^2}{|H(0)|^2 \cdot V_0^2}$$

$$D_u^2 \approx \frac{\frac{1}{2} \left( \frac{1}{\omega_1^2 LC} \right)^2 \cdot \left( \frac{4}{3} \left( \frac{V_{in}}{\pi} \right) \right)^2}{V_0^2} = \frac{2\sqrt{2}}{3} \frac{1}{(4\pi f_{in})^2} \cdot \frac{1}{LC} \quad \omega_1 = 2\pi f_{in} \cdot 2$$

solo 1° armonica

L'induttore cerca di tenere ecceso il ponte e il condensatore  
 Lineare per l'uscita.

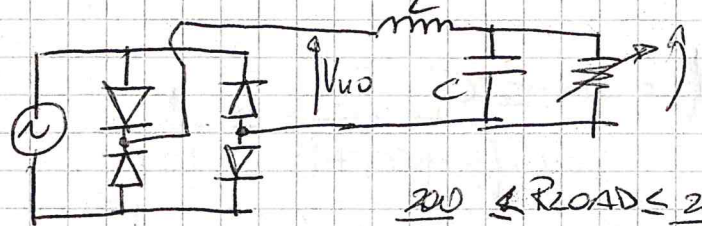
- AC/DC monofase e con funzionamento continuo -

Specifiche

$$V_{uo} = 200V \quad f_{in} = 50Hz$$

$$0.4A \leq I_{uo} \leq 4A$$

$$D_{out} = 5\%$$



$$\frac{200}{4} \leq R_{LOAD} \leq \frac{200}{0.4}$$

$$50 \leq R_{LOAD} \leq 500$$

$$V_{uo} = \frac{1}{T} \int_0^T V_u(t) dt = \frac{2V_{in}}{\pi} \Rightarrow \frac{200 \cdot \pi}{2} = 314V$$

Ora per dimensionare i diodi ed il rapporto spire

$$PONTE \Rightarrow V_{DRE DIODI} \quad 314V \Rightarrow \underline{600V}$$

$$PRESA CAPACITIVA \Rightarrow 314 \cdot 2 \Rightarrow 628V \Rightarrow \underline{1200}$$

$$H(\omega) \approx \frac{1}{\omega^2 LC}$$

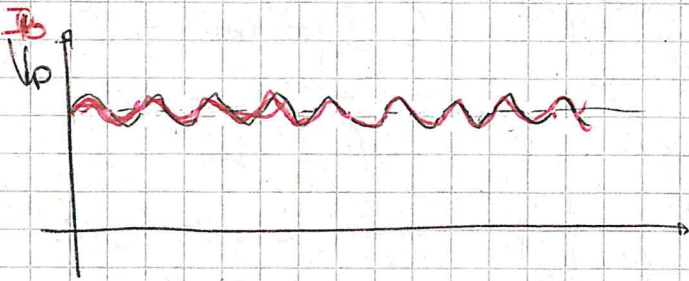
$$D = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{1}{(2\pi f_{in})^2 LC}$$

$$LC = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{1}{(2\pi f_{in})^2} \frac{1}{D_{out}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{1}{(4\pi 50)^2} \frac{1}{0.05} \approx 7.7 \cdot 10^{-5}$$

Conosco che il valore negli induttori è nullo.

Il riph di corrente è fatto maggiore al crescere del valore  
 del condensatore. Si vuole mantenere i diodi in funzionamento  
 continuo (è un ponte di freetz comunque! Con lo dist. e date del C!)  
 (9)





$I_0 + I_c = I_{uo}$      $I_c = I_{uo} - I_0$   
 $I_{uo} - I_0$  risulta la corrente nel condensatore, summa del ripple di corrente di quest'ultimo.

$I_0$  è la corrente media in uscita dal ponte.

$$i(t) = I_0 + I_c \sin(2\omega_{in}t - \phi) > 0$$

Fissa che la corrente debba essere > 0 per mantenere il funzionamento continuo

$$\Rightarrow I_a < I_0 = I_{uo}$$

La corrente  $i(t)$  è costituita dalla somma della corrente media  $I_0$  + il ripple  $I_c \sin(2\omega_{in}t - \phi)$ .

$$Y_1 = \frac{G + j\omega C}{j\omega L \cdot (G + j\omega C)} \approx \frac{1}{j\omega L}$$

La corrente alla prima armonica deve essere minore di  $I_{uo}^{min}$

$$|V_1| \cdot |Y_1| \leq I_{uo} \Rightarrow \frac{4V_{IN}}{3\pi} \cdot \frac{1}{4\pi f_{IN} L} \leq I_{uo}^{(min)}$$

(per evitare il funzionamento continuo).

$$\Rightarrow L \geq \frac{4V_{IN}}{3\pi 2\pi f_{IN} I_{uo}^{min}}$$

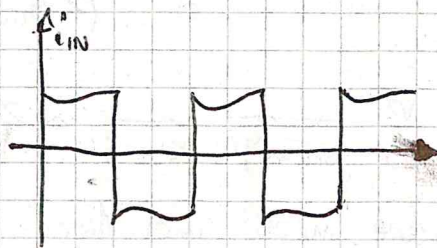
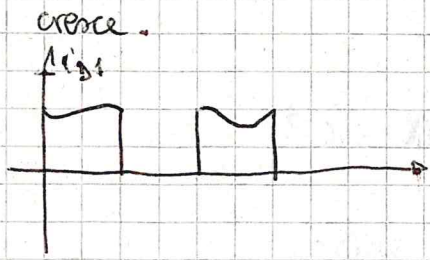
Poi dalle relazioni su LC trovo il valore di C.

Ritornando, si trova LC considerando la distorsione e poi L della corrente minima.

$$\text{Se } LC \geq 48 \mu H \cdot F \quad L \geq 0.53 H$$

$$\text{Scelgo } L = 1 H \quad C = 24 \mu F$$

Se il funzionamento diventa discontinuo, il valore medio della tensione



Questa è la corrente sui diodi quando il funzionamento è continuo

$$i = I_{uo} + I_c = I_{uo}^{max} + I_{uo}^{min} \quad (\text{per come è stato costruito})$$

Se usiamo 1H, diventa 4.2A

$$\text{La corrente media è } \frac{I_{uo}^{max}}{2} = 2 A$$



$$I_{RMS \max} = \sqrt{I_{U0}^{\max} + \frac{1}{2} I_1^2} = \sqrt{4^2 + \frac{I_{U0}^2}{2}} = \underline{4A}$$

$$i(t) = i_{D1}(t) + i_{D2}(t) \quad I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i_{D1} + i_{D2})^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_{D1}^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^T i_{D2}^2 dt}$$

$$= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T 2 i_{D1}^2 dt} = \sqrt{2} I_{RMS \text{ diode}}$$

$$I_{RMS} = \sqrt{2} I_{RMS \text{ diode}}$$

$$I_{RMS \text{ diode}} = \frac{I_{RMS}}{\sqrt{2}} \approx \frac{4}{\sqrt{2}} \approx 2.83$$

perché non considero  $i_{D2}$  perché  $i_{D2} = 0$

$$PF = \frac{P_{in}}{V_{in,RMS} \cdot I_{in,RMS}} \quad \eta = 1 \quad \text{considero } P_{in} \text{ come } P_{out}, \text{ prendo } \cos\phi = 1$$

$$\frac{P_{out}}{\frac{V_{in}}{\sqrt{2}} \cdot I_{RMS}} \stackrel{\eta = 1}{=} \frac{V_o I_o}{\frac{V_{in}}{\sqrt{2}} \cdot I_{RMS}} = \frac{\frac{2V_o}{\pi}}{\frac{V_{in}}{\sqrt{2}}} \cdot \frac{I_o}{I_{RMS}}$$

*non è lo stesso perché sparsa, cioè  $\eta < 1$*

$$\frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_o}{I_{RMS}} = 0.9 \cdot \frac{I_o}{I_{RMS}}$$

Quando la corrente in uscita sul ponte diventa costante (equivalente tipo onda quadra)  $\frac{I_o}{I_{RMS}} = 1$  e risultando 0.9. Quindi 0.9 è tipo un numero ragguardevole.

Il filtro, quindi, evita che vengono eliminate armoniche dell'alimentazione. Le potenze in uscita e quelle armoniche non vengono erogate.

$$I_{in1} = b_1 = \frac{2}{T_{in}} \int_0^{T_{in}} i_{in}(t) \sin(\omega_{in} t) dt \quad \theta = \omega_{in} t \quad d\theta = \omega_{in} dt \quad dt = \frac{d\theta}{\omega_{in}}$$

$$= \frac{2}{T_{in} \cdot \omega_{in}} \int_0^{2\pi} i_{in}\left(\frac{\theta}{\omega_{in}}\right) \sin(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{2\pi} I_{U0} \sin\theta d\theta + \int_{\pi}^{2\pi} (-I_{U0}) \sin\theta d\theta \right]$$

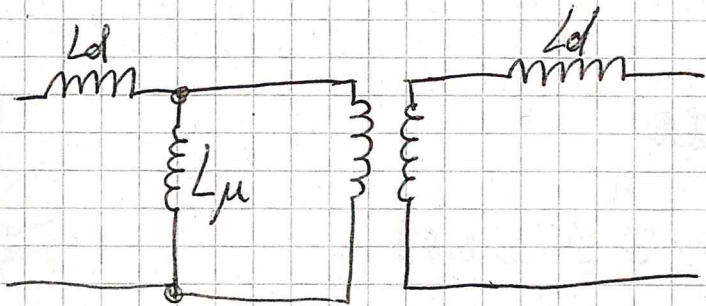
$$= \frac{2}{\pi} I_{U0} \cdot 2 = \frac{4}{\pi} I_{U0}$$

Quindi l'armonica, in ingresso prima del diodo, fondamentale della corrente risulta essere più elevata dell'onda quadra.



$$I_{w3} = b_3 = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i(\theta) \sin(3\theta) d\theta$$

Consideriamo ora gli effetti delle indutture contenute nel trasformatore

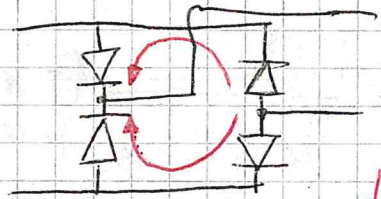


$L_d$  sono indutture dovute alla natura del transf. dovute agli avvolgimenti.  $L_p$  è una induttanza per la magnetizzazione del nucleo.

$$V_{IN} \sin(\omega t) = L_d \frac{di}{dt} + V_{d1} + V_{d2}$$

$$V_{IN} \sin(\omega t) d(\omega t) = \omega L_d di$$

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\theta_2} V_{IN} \sin(\theta) d\theta = \frac{1}{\pi} \int_{-I_{uo}}^{I_{uo}} \omega L_d di = \frac{\omega L_d}{\pi} 2 I_{uo}$$



Causa  $L_d$  tutti e quattro conducono.

$\frac{1}{\pi}$  perché è comunque fatto come mezzo su  $\pi$

$$V_{uo} = V_o = \frac{2 V_{IN}}{\pi} = \frac{2 I_{uo} X_d}{\pi}$$

p160 (Power Electronics D.W. Hart)

Quando la sorgente cambia polarità, la sua corrente non può cambiare istantaneamente, causa l'ind. ~~de~~ di sorgente. Questa deve essere gradualmente trasferita da una coppia di diodi all'altra in un tempo di commutazione  $\mu$ . Durante ciò, entrambi i diodi sono accesi e la tensione su  $L_s$  risulta essere  $V_m \sin(\omega t)$ .

Assumiamo che la corrente di carico sia costante e pari ad  $I_o$ .

Durante la commutazione che  $D_1, D_2$  e  $D_3, D_4$  queste posse da  $+I_o$  e  $-I_o$ . Questo inizia nel momento in cui la sorgente cambia polarità dove  $\omega t = \pi$



Per ciò

$$i_s(\omega t) = \frac{1}{\omega L_s} \int_{\pi}^{\omega t} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) + I_0$$

(vedi prec. per  $\frac{1}{\omega L_s}$ )

cioè

$$i_s(\omega t) = \frac{-V_m}{\omega L_s} (1 + \cos \omega t) + I_0$$

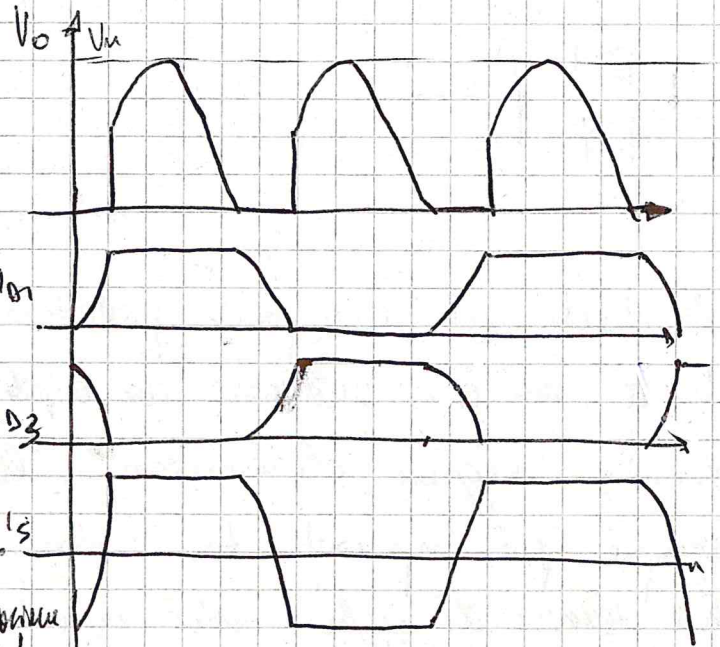
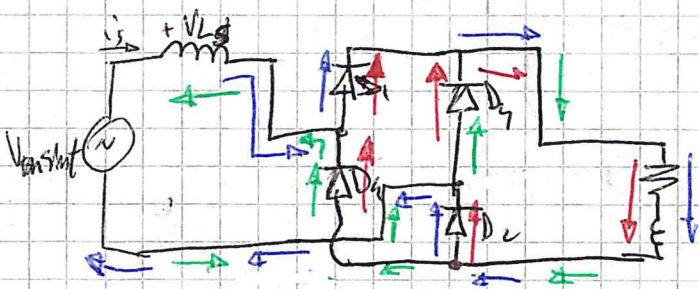
Quando la commutazione è completa,  $\omega t = \pi + u$

$$i(\pi + u) = -I_0 = \frac{-V_m}{\omega L_s} [1 + \cos(\pi + u)] + I_0$$

$$u = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{2I_0 \omega L_s}{V_m} \right) = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{2I_0 X_s}{V_m} \right)$$

$$V_0 = \frac{1}{\pi} \int_u^{\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos u)$$

$$V_0 = \frac{2V_m}{\pi} \left( 1 - \frac{I_0 X_s}{V_m} \right) = \frac{2V_m}{\pi} - \frac{2I_0 X_s}{\pi}$$



① Le correnti circolano con  $D_1, D_2$  accesi. Arriva il momento di commutare e l'induttore grazie al "carico" (meglio ancora se bene filtro LC) tende di mantenere la corrente nella parte DC (se LC eguosi costante).

② Per fare ciò, ci dovrebbe essere una variazione istantanea della corrente nell'induttore  $L_s$  ma a questo si oppone. Dato che l'induttore del carico vuole fare circolare la corrente, questa dovrà trovare modo di circolare e lo fa attraverso i diodi. Le tensioni del ponte di diodi sono perché sono accesi due diodi in serie, però diventa un corto. Tutta la differenza tra le correnti che vorrebbe l'induttore carico ~~o~~ delle sorgente meno quelle che effettivamente gli eroga la sorgente viene sopportata dal ponte.

③ Quando la corrente si è ~~invertita~~ invertita completamente, allora ~~il ponte~~ si spiegano i diodi precedenti.



l'effetto, da più emesso visto come una resistenza in serie di valore  $\frac{2 \times d}{\pi}$  ~~indipendente~~ ~~avere~~, forte col polo della tensione al crescere del carico. Nel caso ideale, dove i diodi hanno soglia nulla, la potenza persa è zero, altrimenti si continua a perdere la stessa potenza avendo una tensione più bassa e quindi le colose il rendimento.

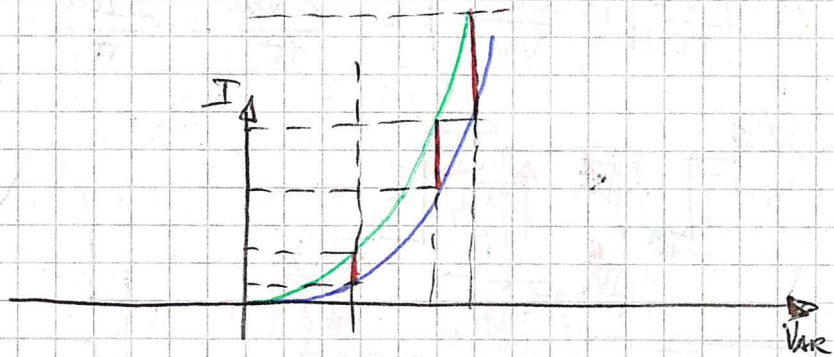
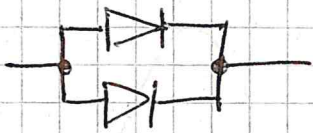


REALE è una pendenza approssimativa dovuta all'effetto dovuto all'ind. delle sorgenti.

La norma prevede di avere un induttore nel filtro di almeno 5 volte quello delle sorgenti.

Il sito Robey Engineering, di Robey Ray contiene diverse risorse sulle Power Electronics.

- DIODI IN PARALLELO -

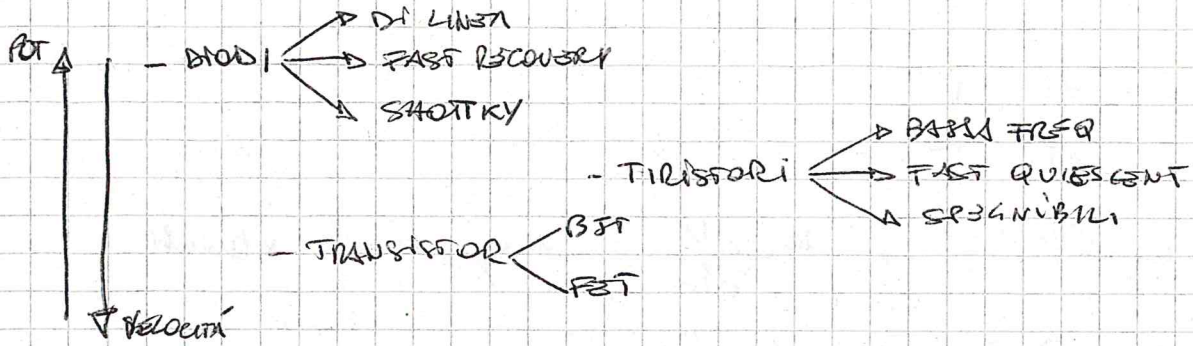


I diodi, nel loro processo produttivo, presentano delle differenze.

Questa, nel caso mettiamo due diodi in parallelo, si notano sempre in maniera maggiore all'aumentare delle corrente, creando una asimmetria sempre più importante tra i due. All'aumentare della temperatura, per, le loro tensioni di soglia colgono ancora di più e portando all'imbuto di uno di due. Per consentire all'equilibrio si aggiungono le resistenze di BALANZA due ante il CURRENT SHARING.







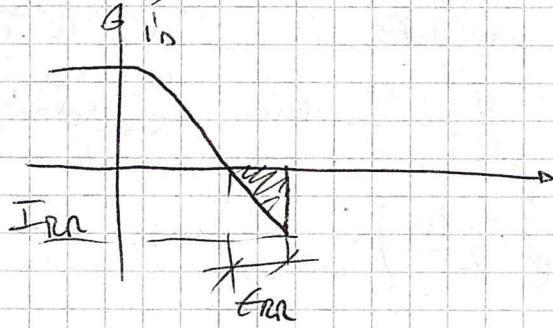
Il tempo di spegnimento (RECOVERY TIME) è il tempo necessario con corrente negativa

$$Q_{RR} = \frac{1}{2} I_{ER} t_{rr}$$

$$\frac{dI}{dt} = \frac{I_{ER}}{t_{rr}}$$

$$\frac{1}{2} t_{rr} \frac{dI}{dt}$$

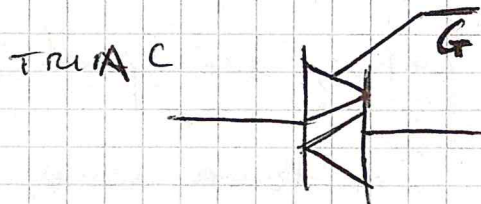
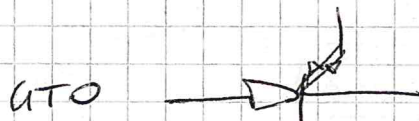
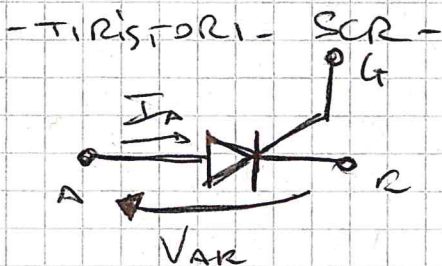
$$\frac{1}{2} \frac{I_{ER}^2}{\frac{dI}{dt}}$$



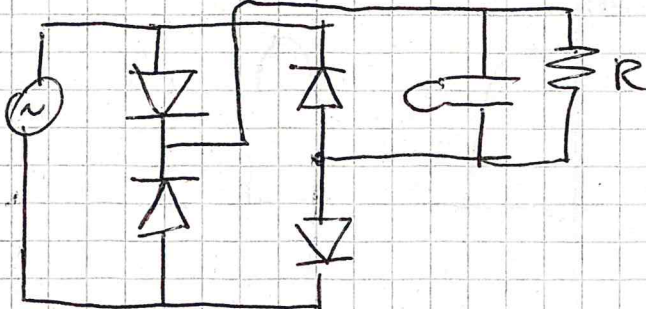
$$t_{rr} = \sqrt{\frac{2Q_{RR}}{\frac{dI}{dt}}}$$

$$I_{ER} = \sqrt{2Q_{RR} \cdot \frac{dI}{dt}}$$

Quando è il tempo necessario, date una corrente con una certa pendenza, a togliere la cond. Q<sub>RR</sub>.



- AC/DC con filtro solo capacitivo -





$$i = i_c + i_R = C \frac{dV}{dt} + \frac{V}{R}$$

Quando  $0 < \theta < 30^\circ$ ,  $C \frac{dV}{dt}$  è maggiormente rilevante

$30 < \theta < 60$  entrambi

$60 < \theta < 90$   $\frac{V}{R}$

$90 < \theta$  su  $C$  la corrente è negativa e costante, su  $\frac{V}{R}$  è positiva e costante, ma che come sul condensatore

$$V(t) = V(t_{off}) e^{\frac{-t - t_{off}}{RC}}$$

$$V = V_{IN} \sin(\omega_{in} t)$$

$$i = \omega_{in} C V_{IN} \cos(\omega_{in} t) + \frac{V_{IN}}{R} \sin(\omega_{in} t)$$

$$\omega_{in} C V_{IN} \cos(\omega_{in} t_{off}) + \frac{V_{IN}}{R} \sin(\omega_{in} t_{off}) = 0$$

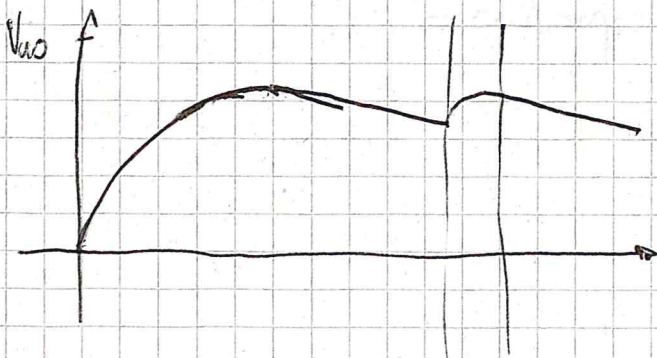
$$\frac{-\sin(\omega_{in} t_{off})}{\cos(\omega_{in} t_{off})} = \omega_{in} CR \Rightarrow \tan(\omega_{in} t_{off}) = -\omega_{in} CR$$

$$t_{off} = \frac{\arctan(-\omega_{in} CR)}{\omega_{in}}$$

Perché voglio il  $t$  positivo, cioè punto  $\frac{\pi}{2} \Rightarrow t_{off} = \frac{\arctan(-\omega_{in} CR) + \pi}{\omega_{in}}$

$$M = RC \Rightarrow \frac{T_{in}}{2}$$

$\Rightarrow$  Forma d'onda QUADRANGOLARE, CORRENTI QUADRANGOLARI, SCALELA LINEARE  $\Rightarrow i(t) = I_{in}$





$$\Delta Q = C \cdot \Delta V_{pp}$$

Scegliere la nuova tensione, significa sommare la corrente costante erogata da  $R_L$ , perciò  $V_{uo}$  costante.

$$-\Delta Q = I_{uo} \cdot \frac{T_{IN}}{2} \quad \text{corrente che fluisce nel semipulsato off}$$

$$\Delta Q = -\Delta Q$$

$$\Delta V_{pp} = \frac{I_{uo}}{C} \cdot \frac{T_{IN}}{2} = \frac{V_{uo}}{RC} \cdot \frac{T_{IN}}{2} = \frac{V_{uo}}{RC} \frac{1}{2f_{in}}$$

$$D_{pp} = \frac{\Delta V_{pp}}{V_{uo}} = \frac{1}{2RCf_{in}}$$

$$D = \frac{D_{pp}}{2\sqrt{3}} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{\Delta V_{pp}}{V_o} = \frac{\frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{\Delta V_{pp}}{2}\right)}{V_o}$$

per avere efficienza

$$D = \frac{1}{4\sqrt{3}RCf_{in}}$$



Il valore medio del ripple è nullo.

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{\frac{T}{2}} \int_0^{\frac{T}{2}} \left(\frac{V_{PP}}{\pi} t\right)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\frac{T}{2}} \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{V_{PP}^2}{\pi^2} t^2 dt}$$

$$= \sqrt{\frac{V_{PP}^2}{\frac{\pi^2}{2}} \cdot \left[\frac{t^3}{3}\right]_0^{\frac{T}{2}}} = \sqrt{\frac{V_{PP}^2}{\frac{\pi^2}{2}} \cdot \left(\frac{\pi^2}{48} \cdot 3\right)} = \sqrt{\frac{V_{PP}^2}{4 \cdot 3}} = \frac{V_{PP}}{2\sqrt{3}}$$

$$V_{uo} = V_{in} - \frac{I_{uo} T_{IN}}{4C}$$

$$\frac{4C}{2 \cdot 2C}$$

perché

$$\Delta V_{pp} = \frac{I_{uo}}{C} \frac{T_{IN}}{2}$$

$$\text{e } \frac{\Delta V_{pp}}{2} = \frac{I_{uo} T_{IN}}{4C}$$

$$R_u = \left. \frac{\partial V_{uo}}{\partial I_{uo}} \right|_{V_{uo}}$$

$$\Rightarrow R_u = \frac{1}{4Cf_{in}}$$



Esempio di progetto:  $V_{uo}^{min} = 300V$   $I_{uo,max} = 2A$   $f_{in} = 50Hz$   $D \leq 1\%$

$$C > C_{lim} = \frac{1}{4\sqrt{3} R D f_{in}} = \frac{1}{4\sqrt{3} \cdot 180 \cdot 50 \cdot 0,01} = 1900 \mu F$$

$$\Delta V_{pp}^{max} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_{uo} \frac{T_{in}}{2}}{C} = \frac{2 \cdot 0,01}{1900 \mu F} = 10,53 V$$

oppure  $\Delta V_{pp}^{max} = \underbrace{D \cdot V_{uo} \cdot 2\sqrt{3}}_{DPP} = 10,4 V$

$$V_{uo}^{min} = 300 = V_{in} - \frac{\Delta V}{2} \Rightarrow V_{in} = V_{uo} + \frac{\Delta V}{2} = 305 V$$

$$V_{in,rms} = \frac{305V}{\sqrt{2}} = 216 V$$

$$R_u = \frac{1}{4C f_{in}} = \frac{1}{4 \cdot 1900 \mu F \cdot 50} = 2,6 \Omega$$

Tutta l'area sotto la corrente *nel condensatore in  $T_{on}$*  deve essere uguale a quella che circola sul carico nel sempre in cui è spento.

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{i_p \cdot T_{on}}{2} &= I_{uo} \cdot \frac{T_{in}}{2} \\ \left| \frac{di_c}{dt} \right| &= V_{in} C \omega_{in}^2 = \frac{i_p}{T_{on}} \end{aligned} \right.$$

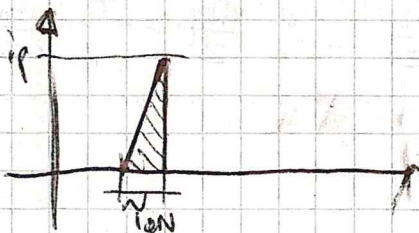
ottenuto da:

$$i_c = -C \omega_{in} V_{in} \sin(\omega_{in} t) \Rightarrow -C \omega_{in} V_{in} \omega_{in} \cos(\omega_{in} t)$$

$$\frac{di_c}{dt} = -C \omega_{in}^2 V_{in} \Rightarrow \left| \frac{di_c}{dt} \right| = V_{in} C \omega_{in}^2$$

Ma anche per  $i_c = \frac{V_{in}}{R} \cos \omega_{in} t \Rightarrow \frac{V_{in}}{R} (-\omega_{in} \sin \omega_{in} t)$

Da cui  $v_{in}(t) = V_{in} \cos \omega_{in} t$





$$P_{ON} = \sqrt{\frac{T^3 \cdot I_0}{4\pi^2 C V_{IN}}} = \frac{T}{\pi} \sqrt{\frac{\Delta V/2}{V_{IN}}}$$

$$i_p = \frac{I_{U0} \cdot T_{IN}}{2} \cdot \frac{2}{P_{ON}} = \frac{I_{U0} T_{IN}}{P_{ON}} = I_0 \pi \sqrt{\frac{1}{\frac{\Delta V/2}{V_{IN}}}}$$

per diminuire la distorsione diminuisce il tempo  $P_{ON}$  (più è più protetto)

$$V_{IN} C \omega_{IN}^2 = \frac{i_p}{P_{ON}}$$

$$\frac{V_{IN} C 4\pi^2}{T_{IN}^2} = \frac{i_p}{P_{ON}}$$

$$P_{ON} = \frac{i_p T_{IN}^2}{V_{IN} C 4\pi^2}$$

$$i_p = \frac{I_{U0} T_{IN}}{2} \cdot \frac{2}{P_{ON}} = \frac{I_{U0} T_{IN}}{P_{ON}}$$

$$P_{ON} = \frac{I_{U0} T_{IN} \cdot T_{IN}^2}{P_{ON} V_{IN} C 4\pi^2} =$$

$$P_{ON}^2 = \frac{I_{U0} T_{IN}^3}{V_{IN} C 4\pi^2}$$

$$P_{ON} = \sqrt{\frac{I_{U0} T_{IN}^3}{V_{IN} C 4\pi^2}} = \frac{T_{IN}}{\pi} \sqrt{\frac{I_{U0} T_{IN}}{V_{IN} C 4}}$$

$$\frac{I_{U0} T_{IN}}{4C} = \frac{\Delta V_{PP}}{2}$$

$$P_{ON} = \frac{T_{IN}}{\pi} \sqrt{\frac{\Delta V_{PP}}{V_{IN}}}$$

Moltiplicando per delle costanti ottengo qualcosa simile alla distorsione.

$$P_{ON} = 0.815 \text{ mS} \ll 10 \text{ mS} \quad i_p = 49 \text{ A}$$

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{\frac{T_{IN}}{2}} \int_0^{\frac{T_{IN}}{2}} i_D^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T_{IN}} \int_0^{P_{ON}} \left(\frac{i_p}{P_{ON}} t\right)^2 dt} = \sqrt{\frac{2}{T} \left(\frac{i_p}{P_{ON}}\right)^2 \frac{t^3}{3} \Big|_0^{P_{ON}}} = i_p \sqrt{\frac{2}{3} \frac{P_{ON}}{T}}$$

$$= 8.11 \text{ A}$$

$$PF = \frac{P_{IN}}{P_{OUT}} = \frac{V_{U0} I_0}{V_{IN RMS} I_{IN RMS}}$$

$$\frac{300 \text{ V} \cdot 2 \text{ A}}{216 \text{ V} \cdot 8.11 \text{ A}} = \frac{600}{1750} = 0.34$$

Il power factor è basso e perciò può essere usato solo con condensatori buoni.



Se vogliamo inserire un interruttore prima dei diodi, questo deve essere chiuso nel momento in cui c'è lo zero, altrimenti si induce dirompente i diodi. Oppure si possono indicare resistenze in serie al generatore per esempio, con  $R_s = 4 \Omega$   $i_{ne} = \frac{305}{4} \approx 76$

Allora esiste una tabella che fornisce il ripple e secondario del rapporto  $\frac{R_s}{R_{load}}$ . Per esempio se 2.7% e carico  $W_{CR}$

allora carico  $\frac{V_o}{V_H} \%$ . Poi sempre con  $W_{CR}$  e il ripple il tipo di convertitore ottenuto il ripple %. Queste tabelle sono tratte da "Analysis of rectifier operation" o.t. Shode. Da queste tabelle anche la corrente sui diodi, che è notevolmente diminuita ~~da  $\frac{V_o}{V_H}$  a  $\frac{V_o}{V_H}$~~  ~~da  $\frac{V_o}{V_H}$  a  $\frac{V_o}{V_H}$~~  ~~da  $\frac{V_o}{V_H}$  a  $\frac{V_o}{V_H}$~~  Il power factor risulta ridoppiato. Trovare una piccola induttanza permette togliere altri picchi. Il funzionamento anche con  $R_s$ , resta ovviamente identico.



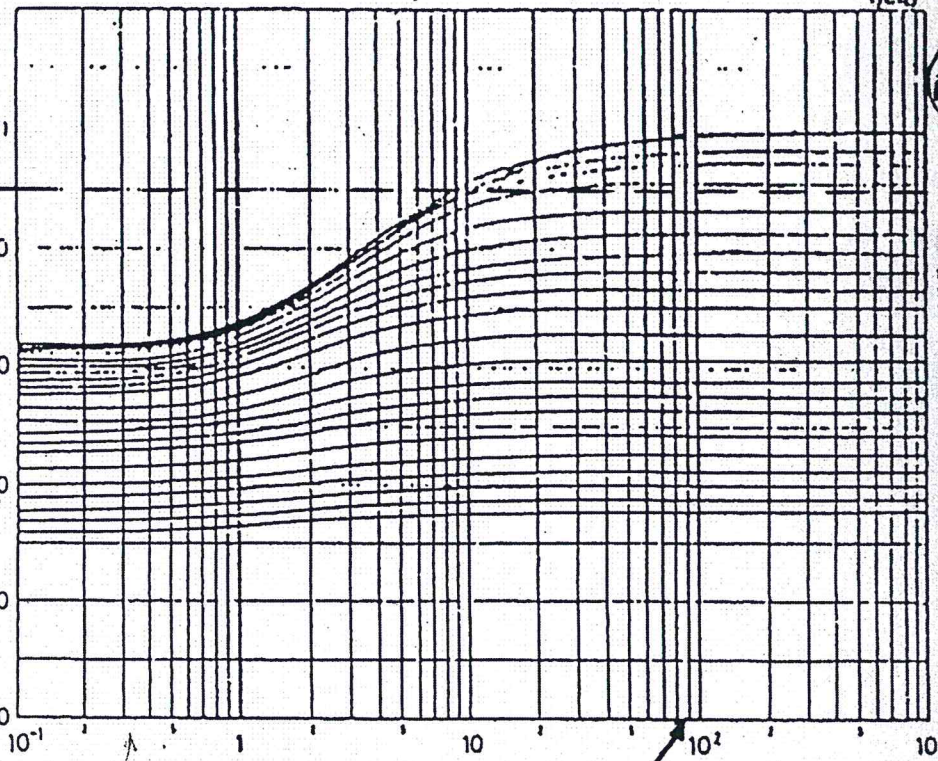
$V_o/V_M \%$

$V_M = V_{IN}$

90%

RL Load

1  
2  
3  
4  
5  
6  
7  
8  
9  
10  
12  
15  
17  
20  
25  
30  
35  
40  
50  
60  
70  
80  
90  
100



20

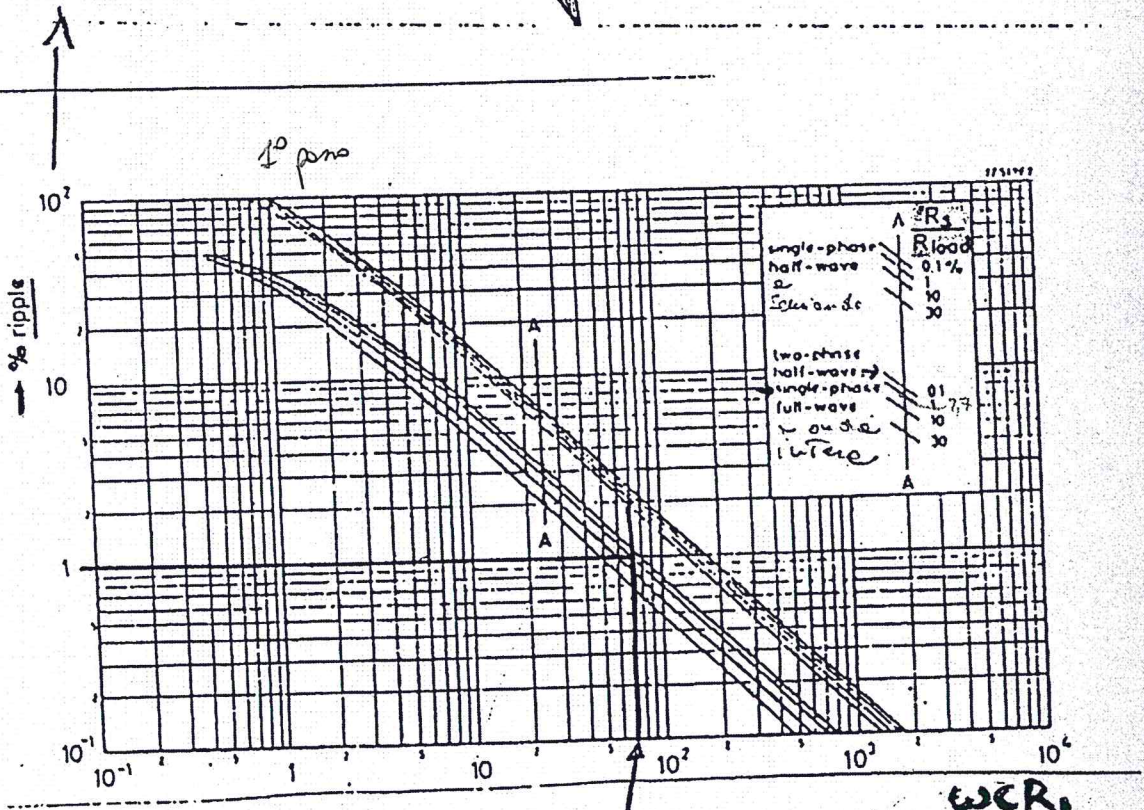
per il nostro caso  
una sola V<sub>in</sub> molto  
più elevata

$WCR_L \rightarrow \frac{V_o}{V_{in}}$

85 WCR\_L

Fig. 7

$\frac{\Delta V}{V_o}$   
 $\frac{\Delta V}{V_{in}}$



10

$R_{in} R \rightarrow WCR_L$

dato  $\frac{R_S}{R_L} \%$  (parametro) Fig. 6

70

WCR\_L



$$I_{DM}/I_{DO}$$

$$I_{DM} \equiv \hat{I}_R$$

peaks de  
corrente

$R_s$  a partir  
de 0.03

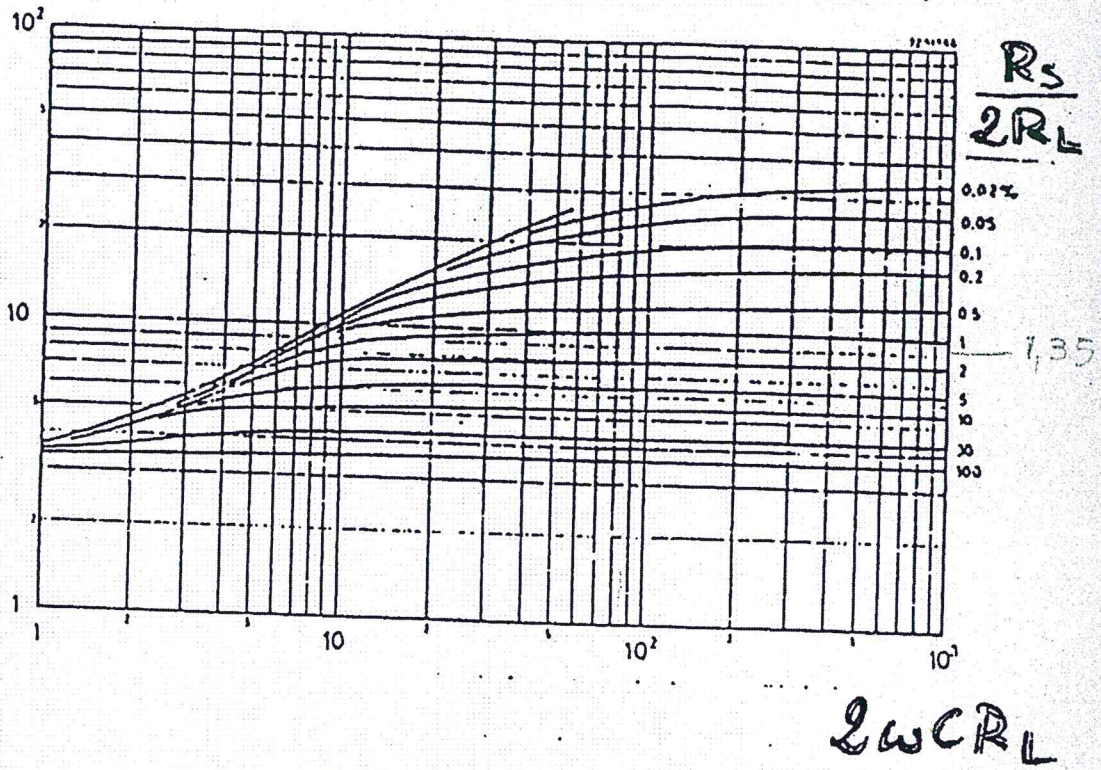


Fig. 8

$$\frac{I_d(RMS)}{I_{DO}}$$

ANALYSIS OF  
RECTIFIER OPERATION  
O. H. SCHADE 1943

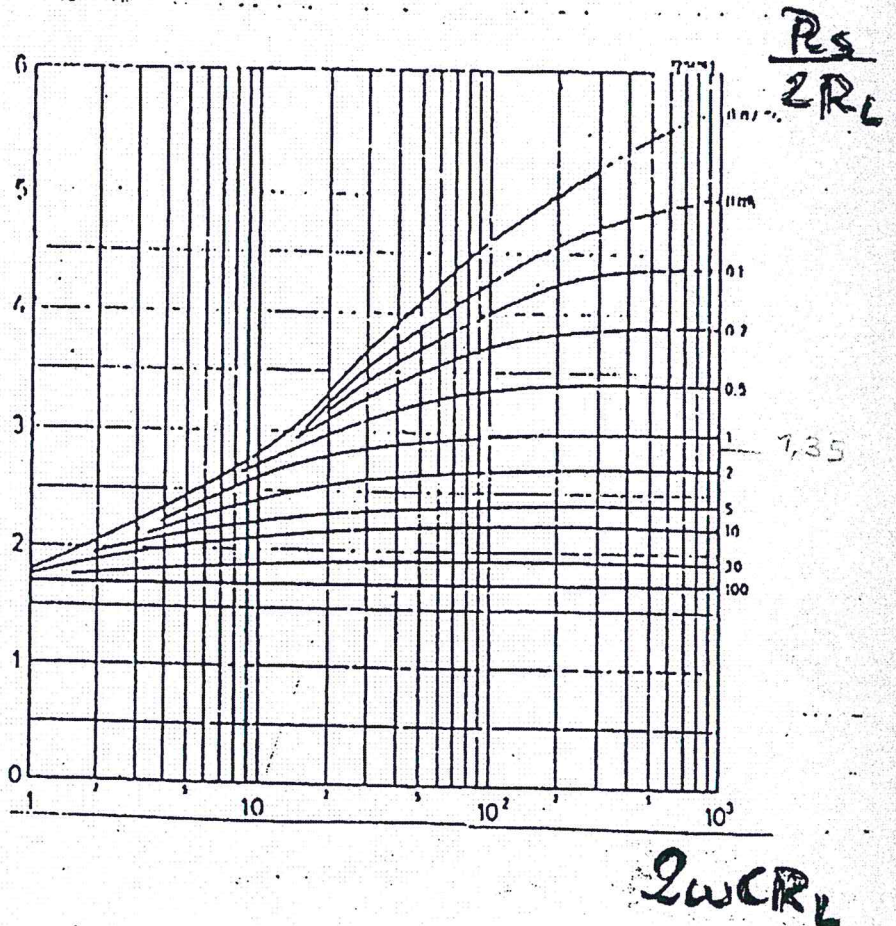
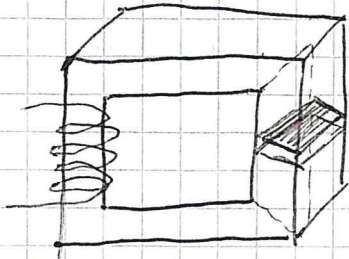


Fig. 9



- CIRCUITI MAGNETICI



$$\nabla \cdot \underline{D} = \rho$$

$$\nabla \cdot \underline{B} = 0$$

$$\nabla \times \underline{E} = - \frac{\partial \underline{B}}{\partial t}$$



$$\nabla \times \underline{H} = \underline{J} + \underline{J}_D$$

$$\underline{B} = \mu \underline{H} \quad \underline{D} = \epsilon \underline{E}$$

$$H_1 \cdot l_1 + H_2 \cdot l_2 = I_{\text{concatenato}} = Ni$$

$$\int_{x_1}^{x_2} \underline{E} \cdot d\underline{l} = FEM [V]$$

$$\int_{x_1}^{x_2} \underline{H} \cdot d\underline{l} = FMM [A]$$

Tubi di flusso



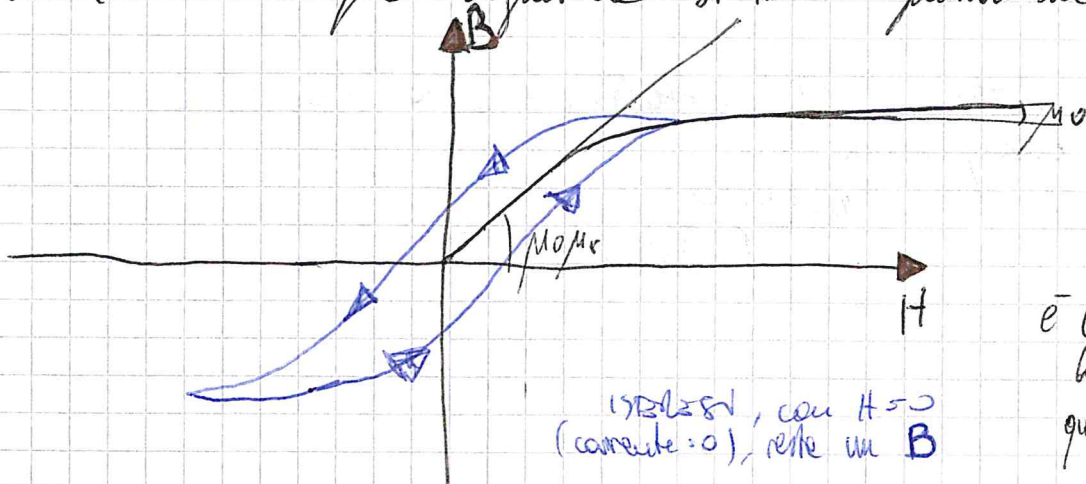
$$\phi_1 = B_1 A_1 \quad \phi_2 = B_2 A_2 \quad \phi_3 = B_3 A_3$$

$$\phi_1 + \phi_2 + \phi_3 = 0$$

Perché dato che si usano materiali ferromagnetici, quello del vuoto diventa trascurabile.

Nel punto dove c'è il troncamento, mantenendo la continuità di  $\underline{H}$  (componente parallela continua con  $\underline{H}$ , e meno di correnti superficiali).

Questo gap, regola il valore dell'induttore, perciò possibile attraverso questa relazione. L'energia magnetica si trova quindi sul gap.



$$B \text{ legato a } - \frac{\partial B}{\partial t} \text{ (Faraday)}$$

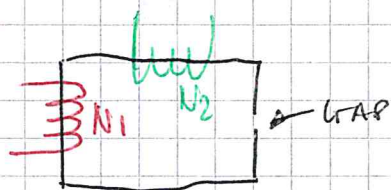
è legato alle leggi di Ampere e quindi alla corrente

Nel momento in cui satura, la permeabilità diventa  $\mu_0$



L'isteresi parte a delle perdite, perché deve essere data energia supplementare per fare il ciclo. Ovviamente quando è presente una tensione costante.

- Trasformatore -



$$\frac{V_1}{N_1} = \frac{V_2}{N_2} = \frac{d\phi}{dt}$$

$$V_2 = N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad V_1 = N_1 \frac{d\phi}{dt}$$

$$\frac{V_2}{N_2} = \frac{d\phi}{dt} = \frac{V_1}{N_1}$$

Per mantenere il rapporto sopra citato bisogna però tagliare l'air-gap. Perché con quest'ultimo, il flusso nel ferromagnetico è praticamente nullo, mentre è concentrato sull'air-gap.

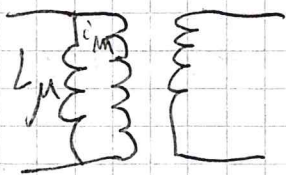
Quindi per regolare la riluttanza tramite il gap.

$$R_0 \phi = N_1 i_1 - N_2 i_2$$

$$\phi = \frac{N_1 i_1 - N_2 i_2}{R} = \frac{N_1 i_m}{R}$$

$$i_m = \frac{N_1 i_1 - N_2 i_2}{N_1} = i_1 - \frac{N_2}{N_1} i_2$$

$i_m$  = corrente di magnetizzazione riportata al primario



Questa riluttanza la voglio più grande possibile, quindi in teoria non voglio l'air-gap.

Perché se  $R=0$   $i_m = \frac{R\phi}{N_1} \Rightarrow \infty$  (scritte per  $\mu \rightarrow \infty$ )

Perdite

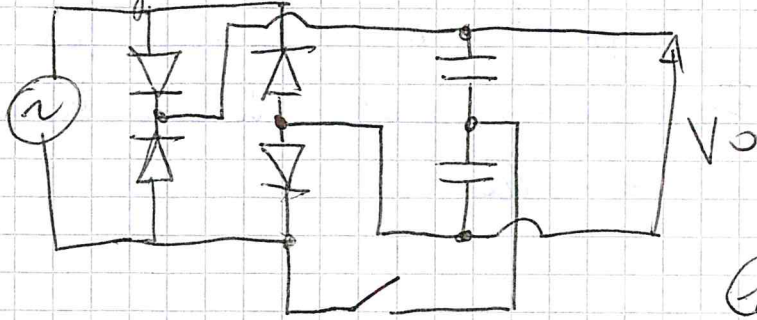
- ① Resistive conduttivi ② Effetti ad alta frequenza  
overheating

③ Effetto Joule

④ Isteresi



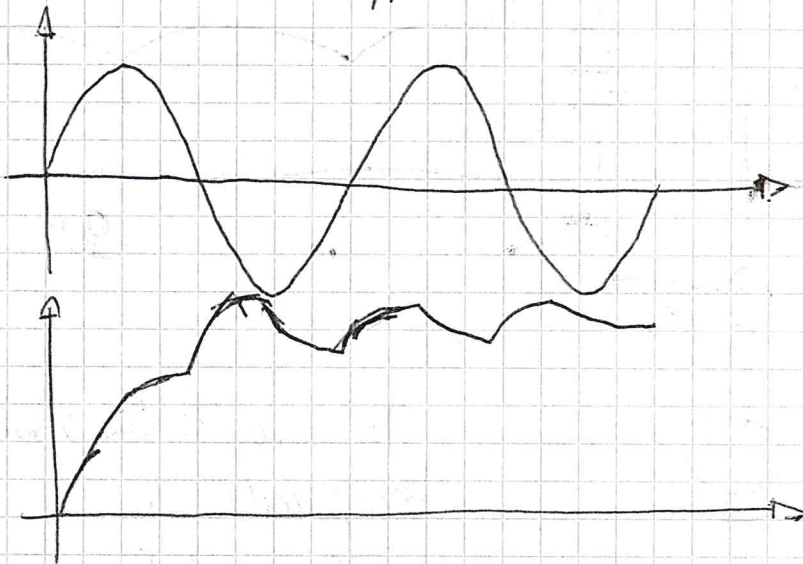
- Voltage doubler -



emette un doppio mezz'onda, e la tensione in uscita raddoppia

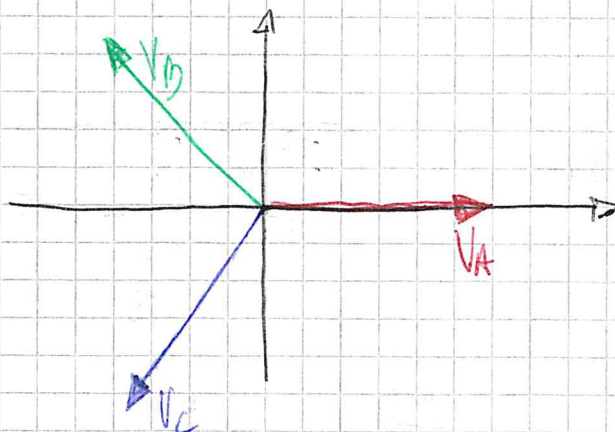
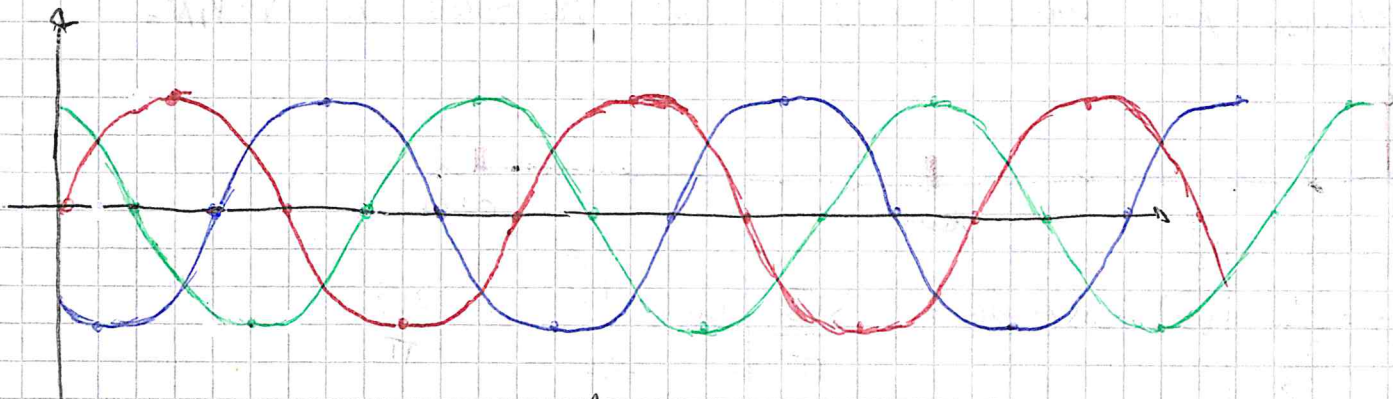
Con l'interruttore aperto, la  $V_o$  è quella che si trova al ponte di diodi.

Con l'interruttore chiuso risulta come un doppio mezz'onda, e la tensione in uscita raddoppia



10 appli e doppio grado  
6 uso come duplicatore

- TRIFASE -

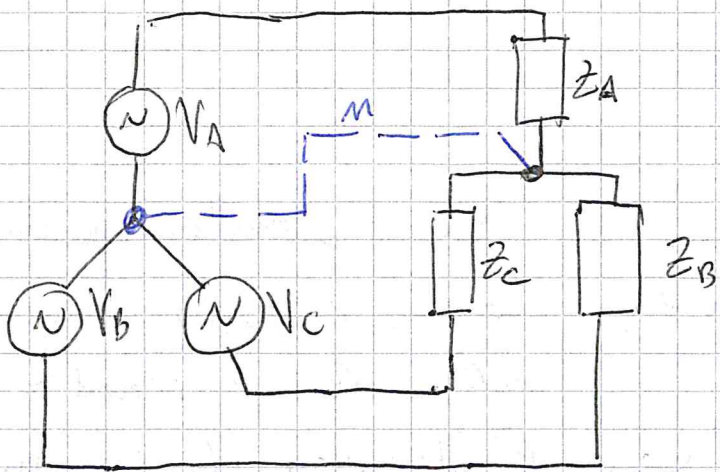


$$V_A = V_m \sin(\omega t)$$

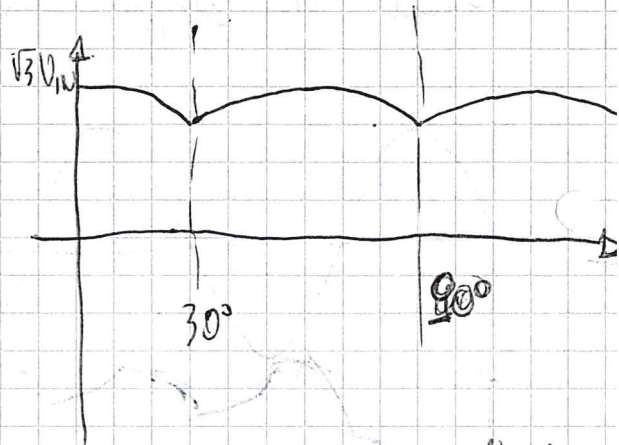
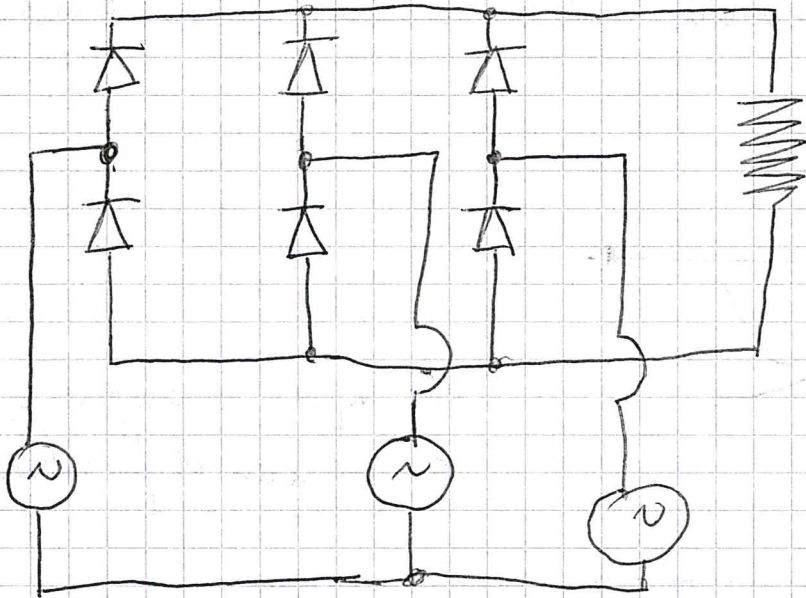
$$V_B = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_C = V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$



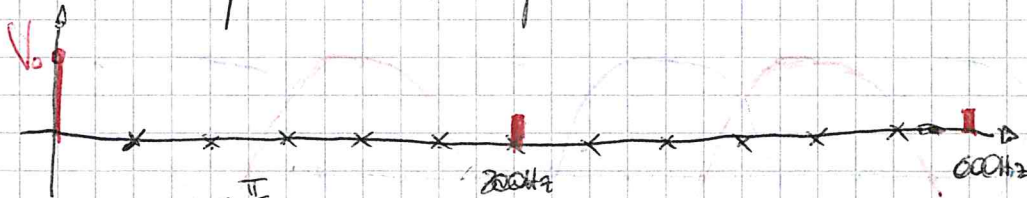


$n$  è il neutro, che può essere fornito o meno come cavo.  
 Se bilanciato, la sua tensione è nulla.



Ho una formula d'uscita  
 con periodo  $\frac{T_{in}}{6}$

La corrente esce dal generatore con tensione più alta e frequenza in quello contenente più rami, perciò il valore del solito è  $\sqrt{3} V_{in}$ .



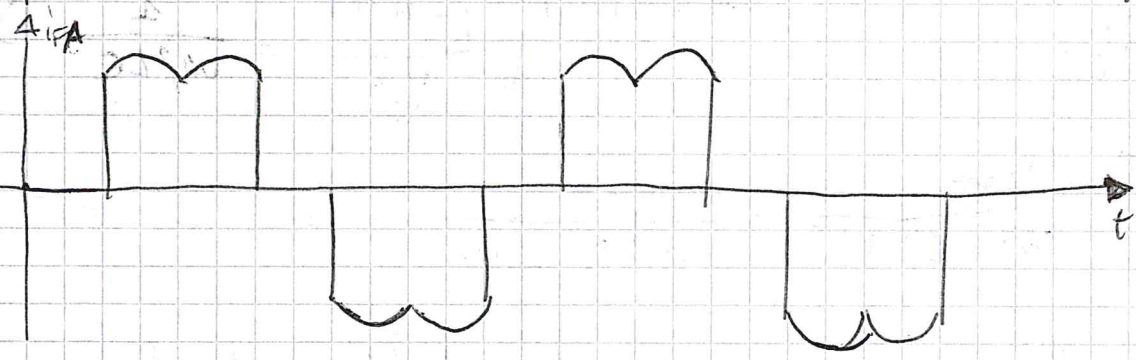
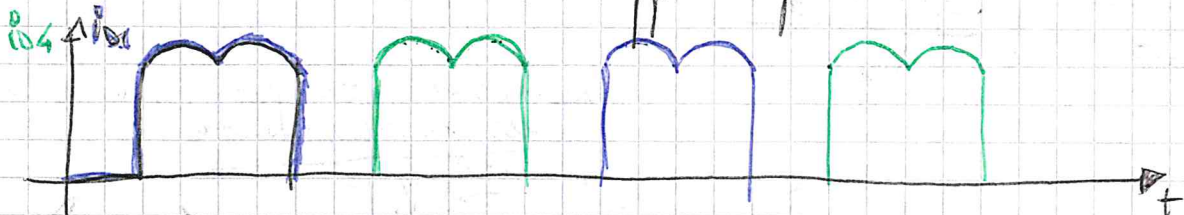
$$V_0 = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{3} V_m \cos \theta d\theta = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \left[ \sin \theta \right]_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}$$

$$V_{RMS} = \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} (\sqrt{3} V_m \cos \theta)^2 d\theta} = \sqrt{\frac{3^2 V_m^2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} \cos^2 \theta d\theta} = V_m \cdot 3 \sqrt{\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \frac{1}{6}}$$

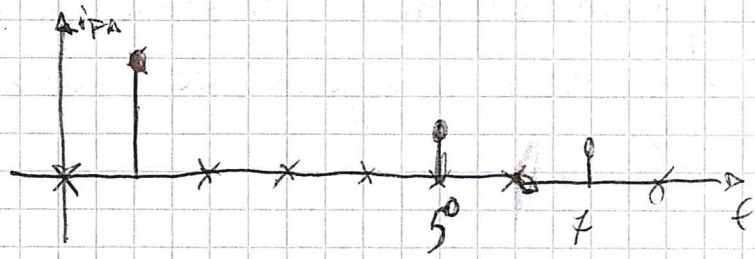
$$D_{EFF} = \frac{V_{RMS}}{V_0} = \sqrt{\frac{P_{RMS} \cdot V_0^2}{V_0^2}} = \sqrt{\frac{V_{RMS}^2}{V_0^2} - 1}$$



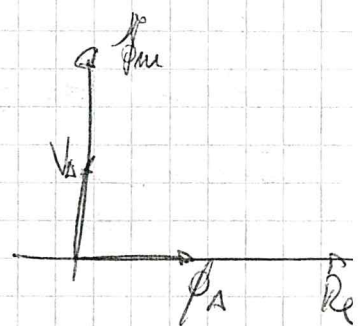
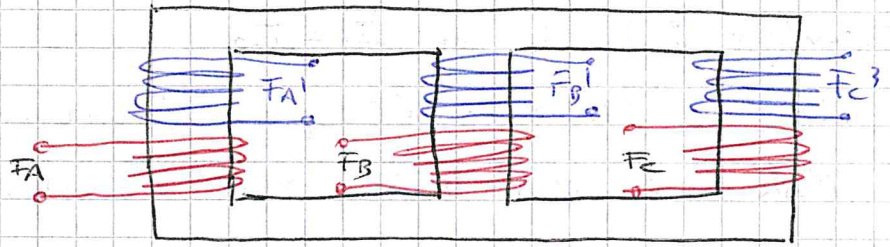
Inserendo un condensatore come filtro, non è detto che la tensione si sganci, se il carico è elevato può restare anche sempre in conduzione. Ogni diodo resta in conduzione per  $120^\circ$ , anche se cambia la coppia dopo  $60^\circ$ .



corrente sulla fase  $t_0$



TRASFORMATORI TRIPASSI A FLUSSI NON INDIPENDENTI



È trasformatore più utile anche per disaccoppiare le marna



Esercizio AC-DC TRIPASSI

$V_{uo} = 400V$      $2A \leq I_{uo} \leq 20A$      $f_m = 50Hz$      $D \leq 0.1\%$

$$D_u = \frac{\Delta V_{u RMS}}{V_{uo}} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{\infty} |H_k|^2 \cdot \frac{1}{2} |V_k|^2}{V_{uo}^2}}$$

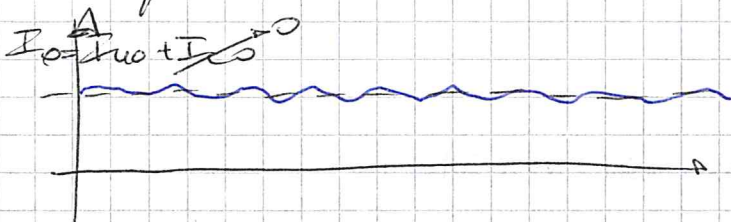
moltiplico tutte per  $H_1$ , anche se  $\rightarrow$  esce un moltiplicante

$$|H_k| \approx \frac{1}{(k\omega_1)^2 LC}$$

$$D_u \leq |H_1| \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2} |V_k|^2}{V_0^2}} = \frac{1}{\omega_1^2 LC} D_{FS}$$

$$LC \geq LC^{min} = \frac{D_{FS}}{(2\pi f_m \cdot 6)^2 \cdot D} = \frac{0.042}{(12\pi 50)^2 \cdot 0.001} = 11.6 \cdot 10^{-6} H \cdot F$$

La corrente sul ponte è quella presente sul filtro. Inoltre, dato il ripple sufficientemente basso, l'impedenza in ingresso vale proprio solo quella dell'induttore  $Z_1 \approx j\omega L$



$$i(t) > 0 \Rightarrow I_0 + I_1 \sin(\omega_1 t - \phi_1) > 0 \Rightarrow I_1 < I_0$$

$$|I_1| = \frac{V_1}{\omega L}$$

Se ipotizzo tutte l'energia dovuta alla distorsione distribuita sulle 1° armonica.

$$D_{SF} = \sqrt{\frac{\frac{1}{2} V_1^2}{V_0^2}} = \sqrt{2} D_{SF} \cdot V_0 = V_1$$

$$I_0 > \frac{\sqrt{2} D_{SF} V_0}{\omega_1 L}$$

$$L > L^{min} = 6,3 \text{ mH}$$

Scelgo  $10 \text{ mH}$  e  $C = 1.2 \text{ mF}$

Condiviso le correnti sui diodi con un elemento a rettifico, perché lo immagino continuo,



Le correnti nei diodi =  $I_D^{MAX} = \frac{I_{uo}^{MAX}}{3} = 6,7 \text{ mA}$

picco  $I_D \leq I_u^{MAX} + I_u^{MIN} \rightarrow 20 \text{ A}$

$$I_{FRMS} = \sqrt{I_0^{MAX^2} + \frac{1}{2} I_1} \approx \frac{I_0^{MAX}}{\sqrt{3}} = \frac{20}{\sqrt{3}} = 11,5 \text{ A}$$

$$V_D^{BR} = \sqrt{3} V_{IN}$$

$$V_{uo} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi}$$

$$V_D^{BR} = 612 \text{ V}$$

$$PF = \frac{P_{IN}}{P_{OUT}}$$

$$= \frac{V_{uo} \cdot I_{uo}}{3 \cdot V_{IN} \cdot I_{IN}}$$

$$= \frac{V_{uo} \cdot I_{uo}}{3 \cdot V_{IN} \cdot \sqrt{2} I_{FRMS}}$$

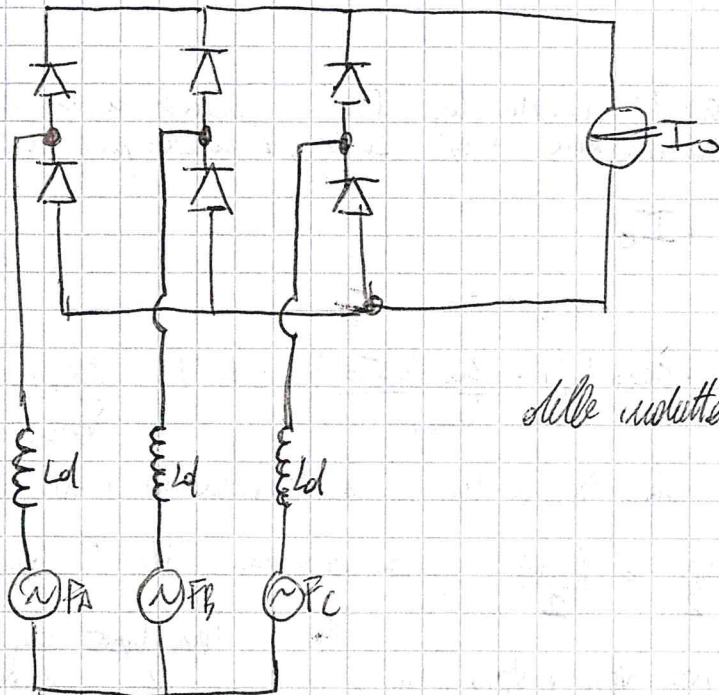
$$= \frac{\frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_{uo}^{MAX} \cdot V_{uo}}{3 \cdot \frac{V_{IN}}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{2} I_{FRMS}}$$

$$= \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot \frac{I_{uo}^{MAX} \cdot V_{uo}}{V_{IN} \cdot I_{FRMS}} = \frac{3}{\pi}$$

$$I_{FRMS} = \sqrt{2} I_{FRMS}$$

Per eliminare o ridurre il ripple si possono usare trasformatori con doppio avvolgimento ed ottenere più fasi.

- PROBLEMA IMPEDENZA DI INGRESSO -

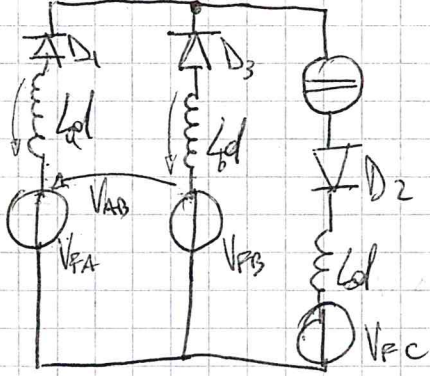


Uso un generatore di corrente perché il ripple è trascurabile

la corrente non può oscillare istantaneamente a zero, a causa delle induttanze parassite.



Nell'intervallo di commutazione



Considero anche l'altro diodo (quello in conduzione successiva, in modo da vedere come si comporta durante la commutazione).

$$i_{D1} + i_{D3} = I_{uo}$$

$$i_{D1} = I_{uo} - i_{D3}$$

(nella commutazione deve mantenersi costante la corrente dopo il ponte e cioè il transitorio in ingresso)

$$L_a \sim L_b \sim L_c \Rightarrow L_d$$

$$\left\{ \begin{aligned} V_a - V_b = V_{AB} &\Rightarrow V_{LA} - V_{LB} = 2V_{LA} \\ V_{LA} = L_d \cdot \frac{di_{D1}}{dt} \\ V_{LB} = L_d \cdot \frac{di_{D3}}{dt} \end{aligned} \right.$$

Perché in  $V_{LA}$  ho un transitorio decrescente, e in  $V_{LB}$  è il medesimo ma crescente, perciò causeguo opposto.

$$i_{D1} = I_{uo} - i_{D3} \Rightarrow \frac{di_{D1}}{dt} = -\frac{di_{D3}}{dt} \Rightarrow V_{LA} = L_d \frac{d(i_{uo})}{dt} \quad V_{LB} = -L_d \frac{d(i_{D3})}{dt} \Rightarrow V_{LA} = -V_{LB}$$

$$\Rightarrow V_{LA} = \frac{V_{AB}}{2} = L_d \frac{di_{D1}}{dt}$$

La corrente inizia da  $I_o$  e scivola a 0 nel periodo di commutazione. Vedi anche sul rinvio per le formule

$$i_{La}(\pi + u) = 0$$

$$= \frac{1}{\omega L_a} \int_{\pi}^{\pi+u} \frac{V_{mL-2}}{2} \sin(\omega t) d(\omega t) + I_o$$

risolvendo per  $u$   $u = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{2\omega L_o I_o}{V_{mL-2}} \right) = \cos^{-1} \left( 1 - \frac{2X_s I_o}{V_{mL-2}} \right)$

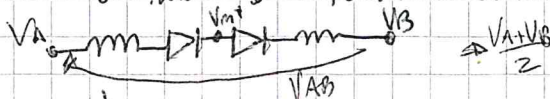
Durante la commutazione da  $D_1$  a  $D_3$ , la tensione in uscita è (intende al neutro)

$$V_{fm} = V_{AB} - \frac{V_{AB}}{2} = V_A - V_B - \frac{V_A}{2} + \frac{V_B}{2} = \frac{V_A + V_B}{2}$$

Si arriva direttamente a

cioè a  $V_{AB}$  che differisce tra  $V_{FA}$  e  $V_{FB}$ , in tutto il percorso tra i diodi porta a tutte le  $V_{AB}$ .  
 Perciò su metà topologie la metà di tensione come caduta.  $\frac{V_{FB} + V_{FA}}{2}$  significa che entrambi i diodi conducono e la tensione si impone, perciò media

$$V_o = \frac{3V_{mL-2}}{\pi} \left( 1 - \frac{X_s I_o}{V_{mL-2}} \right)$$



$$V_{AB} = 2V_{LA}$$

$$V_{AB} - V_{LA} = V_{AB} - \frac{V_{AB}}{2} = \frac{V_A + V_B}{2}$$



Oppure

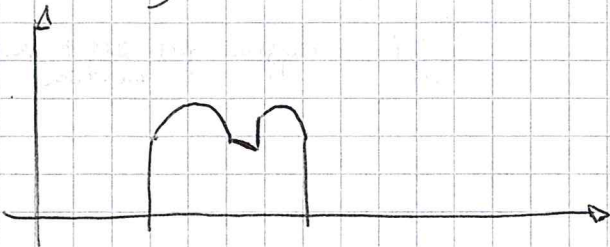
$$\Delta u = \int_0^{\theta_i} \frac{V_A - V_B}{2} d\theta = \int_{I_{uo}}^0 w_{in} L_s di = w_{in} L_s I_{uo}$$

$$V_o = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{FA}^{max} \Delta V$$

$$\Delta V = \frac{\Delta u}{\frac{\pi}{3}} \quad \text{un'ora eqm } \frac{\pi}{3}$$

$$V_o = \frac{3\sqrt{3} V_{FA}}{\pi} = \frac{3}{\pi} w_{in} L_s I_{uo}$$

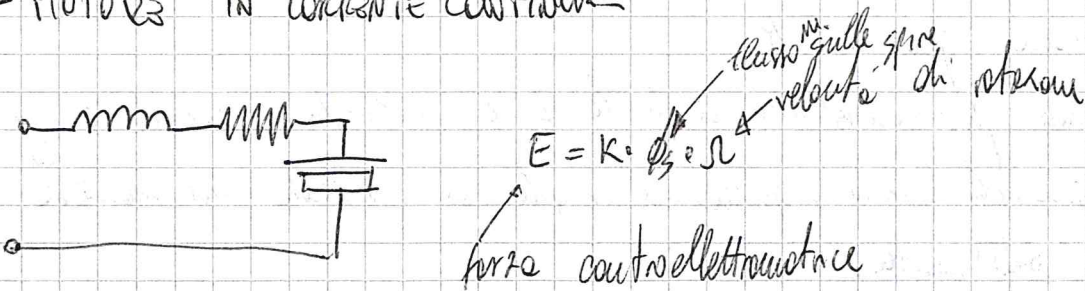
Causa una diminuzione dell'FF.



- CONVERTITORI CON DIODI CONTROLLATI - SCR -

Se ho interesse ad avere una tensione controllabile, l'unico modo è utilizzare degli SCR. Con questi posso, per esempio, controllare la velocità di un motore. Bisogna fare attenzione a non saturare gli altri utenti con le proprie armoniche.

- MOTORI IN CORRENTE CONTINUA



$$P_{AT} = V_o \cdot I_o \approx P_E = E \cdot I_o \quad \text{Potenza elettrica} \quad P_M = C \cdot \Omega$$

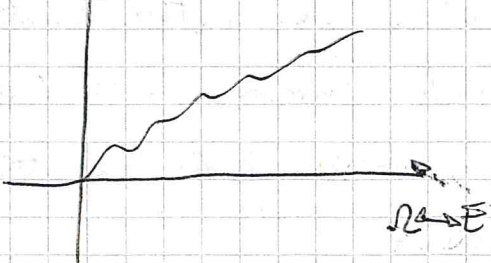
↑  
coppia

$$\text{Se } P_E = P_M \Rightarrow C \cdot \Omega = I_o \cdot E \Rightarrow I_o \cdot k \phi_s \Omega$$

$$I_o = \frac{C}{k \phi_s}$$

Dualismo tensione, velocità e corrente, coppia

$$\Delta C \leftrightarrow I_o$$



$$E = \frac{C \cdot \Omega}{I_o} = \frac{C \cdot \Omega}{\frac{C}{k \phi_s}} = k \phi_s \Omega$$

Cresce  $E \Rightarrow$  cresce  $\Omega$

Cresce  $I_o \Rightarrow$  cresce  $C$



Il motore quindi è assimilabile ad un dispositivo con resistenza variabile e tempo variabile.

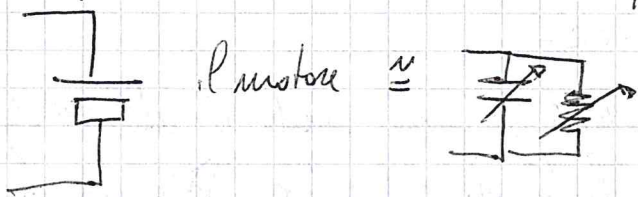
$$C_M = C_R(\Omega) + I_M \cdot \frac{d\Omega}{dt}$$

↑  
resistenza  
ottorta

$$k\phi_s I_0 = C_R \left( \frac{E}{k\phi_s} \right) + I_M \frac{d}{dt} \left( \frac{E}{k\phi_s} \right)$$

$$I_0 = \frac{C_R \left( \frac{E}{k\phi_s} \right)}{k\phi_s} + \frac{I_M}{(k\phi_s)^2} \cdot \frac{dE}{dt}$$

← funzione  
↑  
eq. resistenza  
↑  
eq. condensatore variabile



Il condensatore può avere tempo variabile e valore lineare (dipende dalle norme del motore), la resistenza che costituisce l'ottorta o una produzione di lavoro almeno con funzione quasi costante.

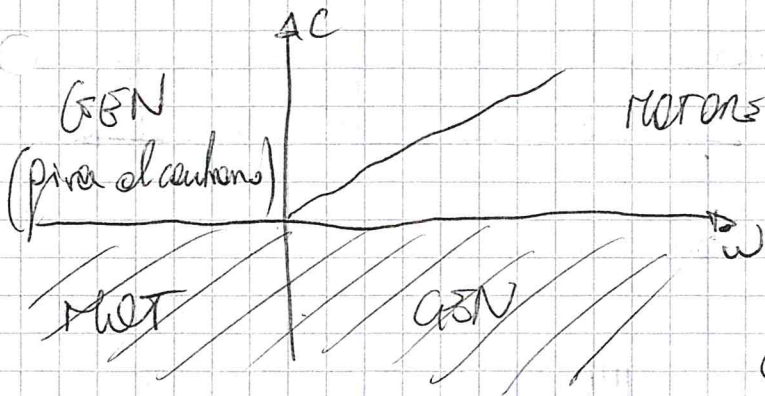
Se applichiamo variazioni più costanti, anche la  $L$  è influente, quindi comprendi ad un certo del secondo ordine, quindi il rpph si ripercute in maniera poco significativa sull'uscita.

Inizialmente applico la corrente massima e poi mantengo la tensione che consente il numero di giri voluto. La corrente limite è data da quella che non danneggia gli avvolgimenti del motore.

Applicando una coppia sul motore, ottengo un generatore.

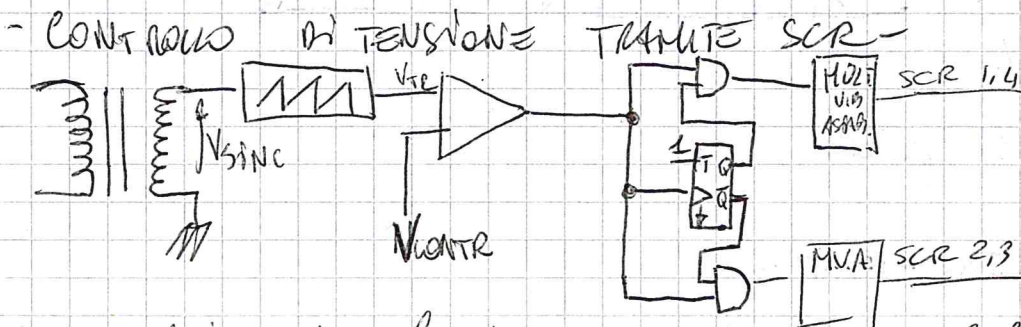
Per frenare è necessario una coppia negativa del motore, mantenendo la stessa polarità della tensione e corrente inversa, cioè la prodotta il parte precedente non è in grado di fornire tutte caratteristiche perché lavorare solo nel 1° e 2° quadrante.





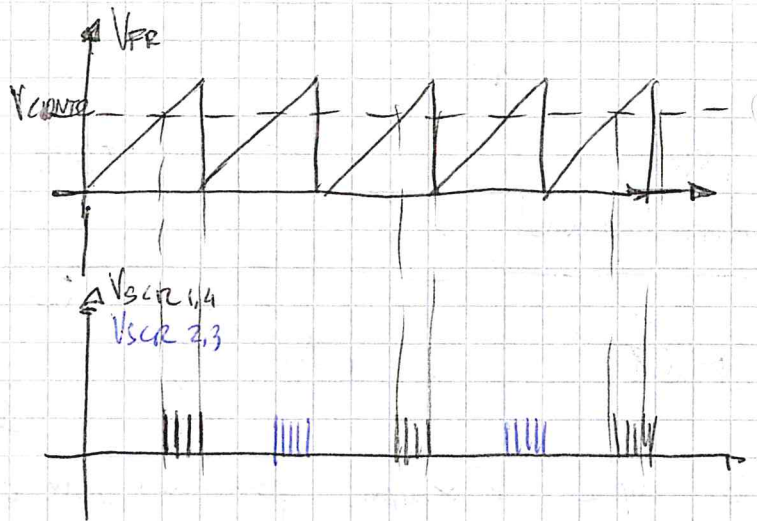
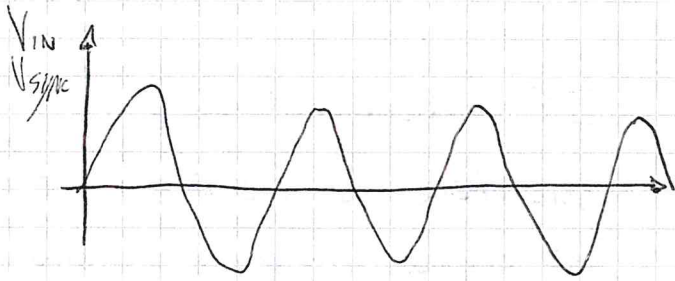
Il funzionamento  $G$  è il generatore che frena, infatti la coppia negativa è verso di rotazione positiva.

Considerando per esempio un motore, la coppia è sempre positiva (dove c'è un centro alla cui destra) mentre la rotazione è sia positiva che negativa, e succede che salga o scenda. (Tecnicamente visto dovrebbe tenere fermo il motore e dare la massima coppia in frenata, condotto da alla massima velocità la tensione era massima, bisogna fare attenzione comunque alla corrente massima). Il ponte precedente (six puln) non è in grado di fornire coppie negative, perché non fornisce correnti negative.

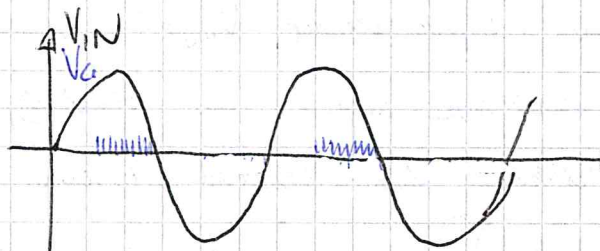
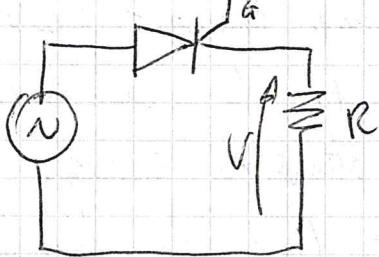


Un secondo parte la tensione in ingresso scolare ed un generatore di coppia. Questa viene quindi controllata con una coppia  $V_{MOTR}$ . Nel momento in cui l'uscita è alta i due ingressi agli AND rispondono secondo quanto deciso dal flipflop T questo ad ogni attivazione del controllo (ogni semi ciclo) attiva una parte oppure la simmetrica del part. Attivando i multivibr. stabili, in uscita ottengo un traino di impulsi per accendere gli SCR.

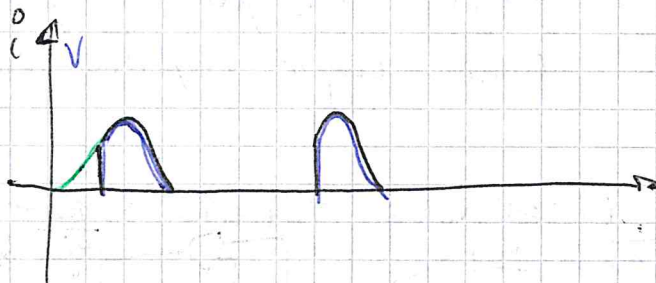




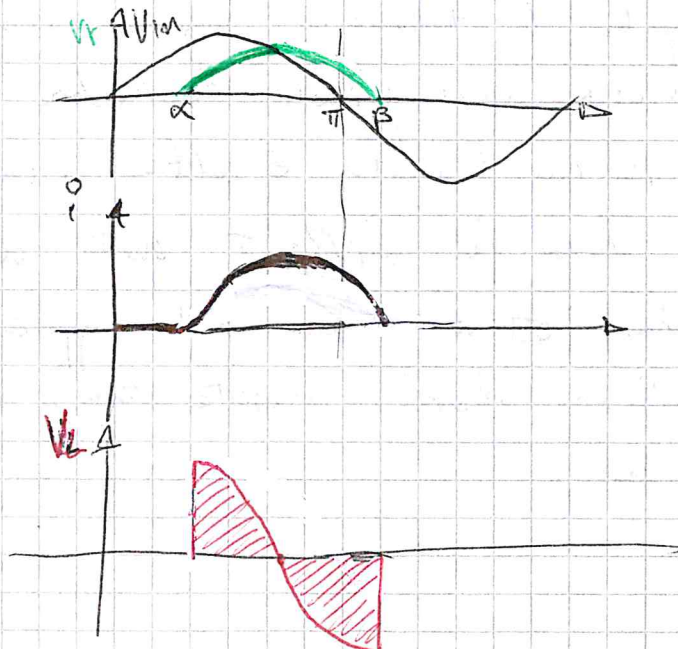
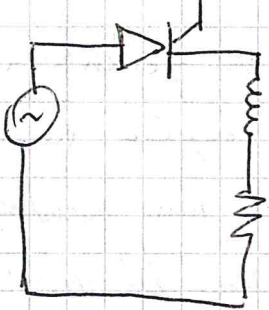
- FUNZIONAMENTO SCR -



Rispetto all'uso in serie, il valore medio sull'uscita risulta diminuito, poiché diminuisce l'area sul periodo.



SCR e carico induttivo-resistivo:





$$i(t) = A e^{-\frac{R}{L}t} + \frac{V_m}{|Z|} \sin(\omega t - \phi) - \frac{E}{R}$$

vedi sotto  
 Con l'induttore rischia di essere accorto nullo o zero  
 $i(t) = 0$  in  $t = \alpha$  per  $i(t) = i(t - \frac{L}{\omega})$

A seconda del momento di accensione dell'SCR, il funzionamento potrà essere continuo o discontinuo.

Bisogna suddividere i due casi.

Per primo esaminiamo quello discontinuo.

$$i_o(\omega t) = \frac{V_m}{|Z|} [\sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta) e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\tau}}] \quad \text{quando } \alpha < \omega t$$

$$\theta = \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad \text{e} \quad \tau = \frac{L}{R}$$

La corrente diventa nulla quando  $\omega t = \beta$ . Questo vale a zero fino a quando  $\omega t = 2\pi + \alpha$  (diodo singolo) o  $\omega t = \pi + \alpha$  (ponte di diodi).  $\alpha$  indica l'angolo di innescio.

Se  $\beta < \pi + \alpha$  (per il ponte), allora il funzionamento è detto con corrente discontinua.

Esaminiamo il caso RL per il singolo diodo.

La corrente è la somma della risposta forzata e della risposta naturale

$$i(\omega t) = i_f(\omega t) + i_n(\omega t) = \frac{V_m}{|Z|} \sin(\omega t - \theta) + A e^{-\frac{\omega t}{\tau}}$$

Si determina la costante  $A$  tramite le condizioni iniziali  $i(\alpha) = 0$

$$i(\alpha) = 0 = \frac{V_m}{|Z|} \sin(\omega \alpha - \theta) + A e^{-\frac{\alpha}{\tau}} \quad A = \left[ -\frac{V_m}{|Z|} \sin(\alpha - \theta) \right] \cdot e^{\frac{\alpha}{\tau}}$$

Sostituendo  $A$

$$i(\omega t) = \begin{cases} \frac{V_m}{|Z|} [\sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta) e^{-\frac{\omega t - \alpha}{\tau}}] & \text{altrimenti} \\ 0 & \end{cases}$$

L'angolo di spegnimento  $\beta$  è definito come l'angolo al quale la corrente torna a zero, come nell'esempio senza il diodo controllato.

$$\text{con } \omega t = \beta \quad i(\beta) = 0 = \frac{V_m}{|Z|} [\sin(\beta - \theta) - \sin(\alpha - \theta) e^{-\frac{\beta - \alpha}{\tau}}]$$



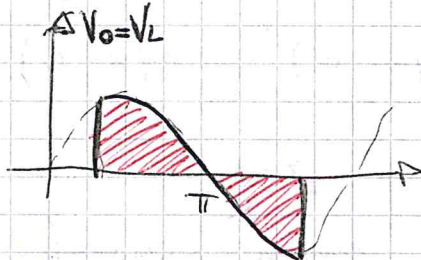
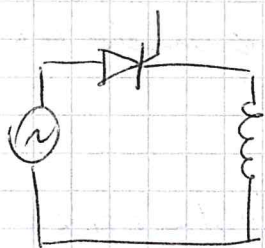
$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi} \cos(\alpha - \beta)$$

La corrente media  $I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i(\omega t) d(\omega t)$ ,  $I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i^2(\omega t) d(\omega t)}$

Quando nel circuito  $v$  è anche una sorgente,

$$i(\omega t) = \frac{V_m}{|Z|} \sin(\omega t - \theta) - \frac{V_{dc}}{R} + A e^{-\omega t / \omega \tau} \quad \text{e} \quad A = \left[ \frac{V_m}{Z} \sin(\alpha - \theta) + \frac{V_{dc}}{R} \right] e^{\frac{\alpha}{\omega \tau}}$$

NB! con  $\alpha$  solo l'induttore



L'area con diverse  
con la stessa per  
la funzione in modo  
da annullarsi.

Quindi il periodo in cui

è e così è  $2(\pi - \alpha)$   
e  $\pi - \alpha$  dopo il  $\pi$ .

speculare sul  $\pi$ . Cioè  $\pi - \alpha$  prima

- CIRCUITO RL, CORRENTE CONTINUA -

Se la corrente di circuito è ancora positiva quando  $\omega t = \pi + \alpha$ ,  
quando vengono eccesi gli eltri chiedi, i precedenti sono bruchi e spegnere

Siccome le condizioni iniziali per la corrente non si ripetono,  
queste non si ripete ed ogni nuovo periodo.

Il limite delle condizioni si ottiene quando  $\beta = \pi + \alpha$  presente  
una corrente che non si è estinta.

$$i(\pi + \alpha) \geq 0 \quad \sin(\pi + \alpha - \theta) - \sin(\pi + \alpha - \theta) e^{-(\pi + \alpha - \alpha) / \omega \tau} \geq 0$$

usando  $\sin(\pi + \alpha - \theta) = \sin(\theta - \alpha)$  e

$$\sin(\theta - \alpha) (1 - e^{-\frac{\pi}{\omega \tau}}) \geq 0$$

risolvendo per  $\alpha \Rightarrow \alpha \leq \theta$  con  $\theta = \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)$

$\alpha \leq \arctan\left(\frac{\omega L}{R}\right)$  per avere corrente continua.

Perché  $1 - e^{-\pi / \omega \tau} > 0$   $\forall \omega \tau > 0$



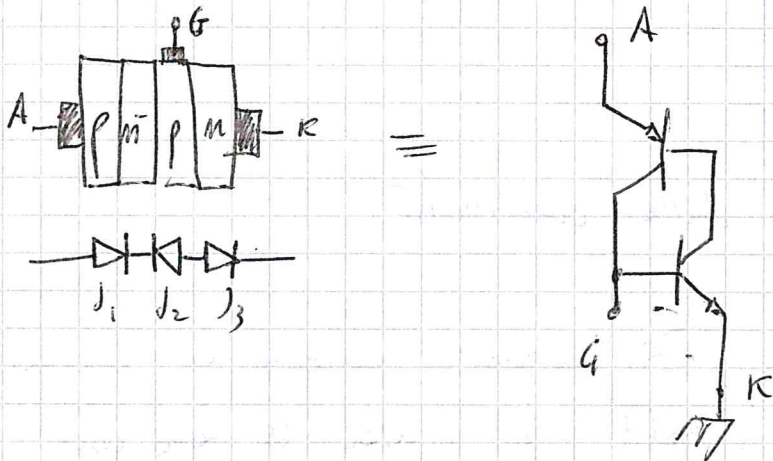




Questo convertitore comunque non lavora, perciò se era partito e mette  $\alpha = 90^\circ$ , la  $V_{out}$  diventa quella imposta dal motore e non zero. Non fa correnti negative.

Mentre invece con  $\alpha$  maggiore ma più avanti o in grado di lavoro, e con gli SCR decisa la tensione da dare. Se usato da generatore, con una coppia maggiore, e perciò corrente maggiore, i giri vanno (crescono in senso opposto). Consente tensioni negative. Se il funzionamento è discontinuo, a certi punti in cui non è controllato.

- SCR - strutture interne

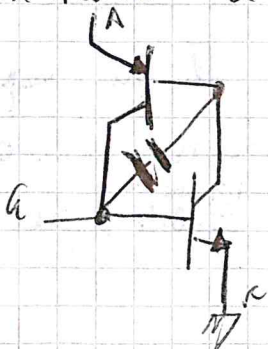


La velocità è sostenuta dal campo elettrico

$$E = \sqrt{\frac{2P}{E} \frac{\Phi_{B0} + V_r}{\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D}}}$$

Se il drogaggio è inferiore, si oltre la tensione di Breakdown, ma ce' meno di cristalli migliori.

In realtà le varie prestazioni presentano delle capacità interne, perciò se la commutazione è troppo veloce parte ad accendersi, ~~occorre~~ occorre solo se c'è una tensione interna tra anodo e catodo.



Queste possono essere dovute a:

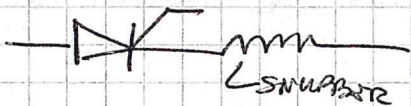
- (1) Gate
- (2) Breakover
- (3) Temperature
- (4)  $\frac{dV_{tr}}{dt}$  limite



Nel momento dell'accensione, se sono presenti carichi induttivi, si rischia di creare punti caldi all'interno e quindi di bruciare tutto perché alcuni punti non si sono prematuramente accesi.

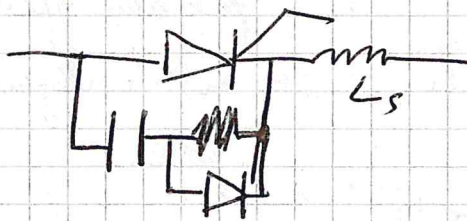
di conseguenza un limite quasi all'accensione.

Per limitare ciò, si usano delle induttanze di snubber, cioè



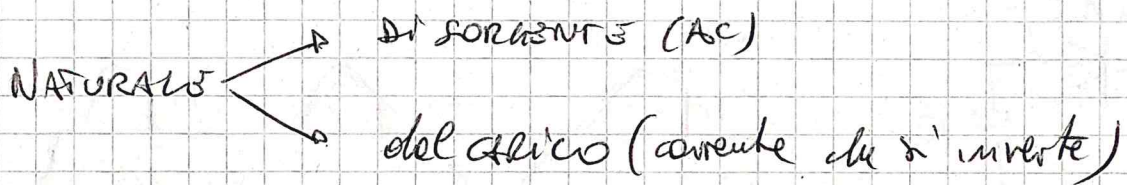
Inoltre, per minimizzare il problema, esistono SCR con gate multiplexato.

Lo snubber capacitivo, inoltre, attenua il problema degli innesci non voluti.

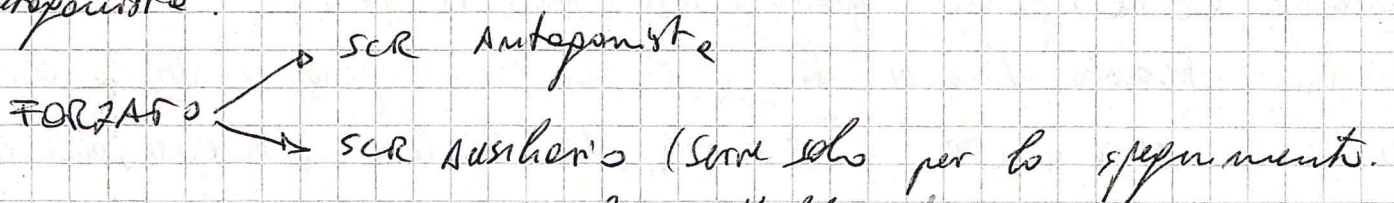


il condensatore anche i picchi di voltaggio in maniera istantanea, per si scarica lentamente sul carico.

## - Spegnimenti -

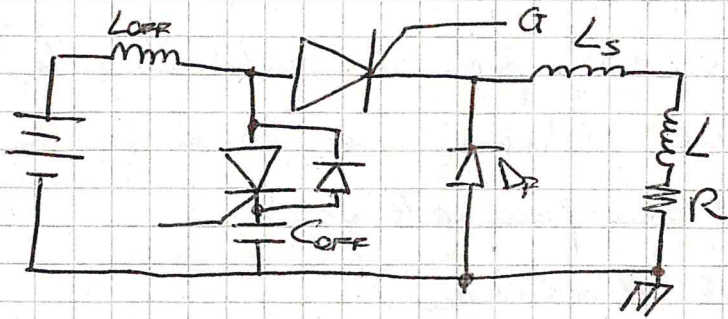


In un ponte, si ha lo spegnimento naturale se il funzionamento è discontinuo. Nel caso in cui è continuo, è forzato che quello antiparallelo.



Il fatto che una rete ha la possibilità di spegnere il componente serve circuiti apparati.





C'è il diodo di  
FREEWHEELING.

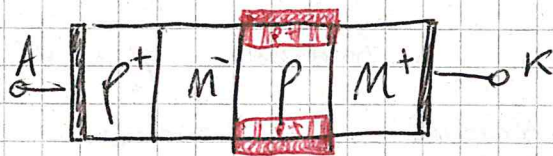
Tramite l'SCR per lo  
spegnimento con un circuito  
ritardante, per avere una corrente  
nulla ad ogni spegnimento, in questo modo quando la corrente si inverte  
questo si spegne.

Se il prodotto dei due  $\rho_0$  è molto alto, il tempo da attendere  
per lo spegnimento è elevato.

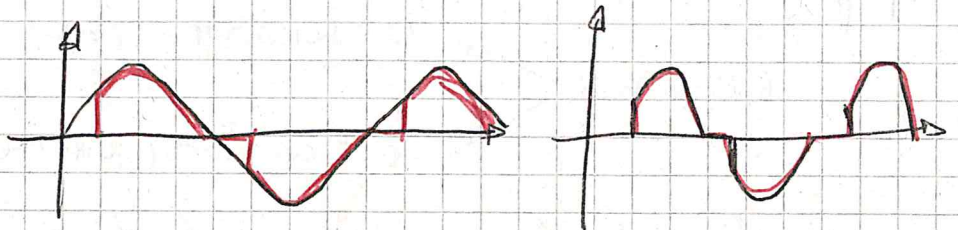
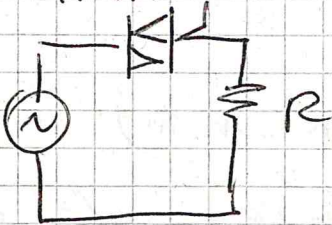
- GTO -  
Funzionamento simile all'SCR, ma può essere spento con una  
corrente inversa elevata sulle gate. Ha molti collegamenti per il  
gate.

- GTO -

Funzionamento simile all'SCR, ma può essere spento con una  
corrente inversa elevata sulle gate. Ha molti collegamenti per il  
gate.



- TRIAC -



Con un duty-cycle basso, l'armatura collegata alla corrente (con p.n.m.c.p.)  
diventa sfocata, perciò questo abbassa molto il PF.

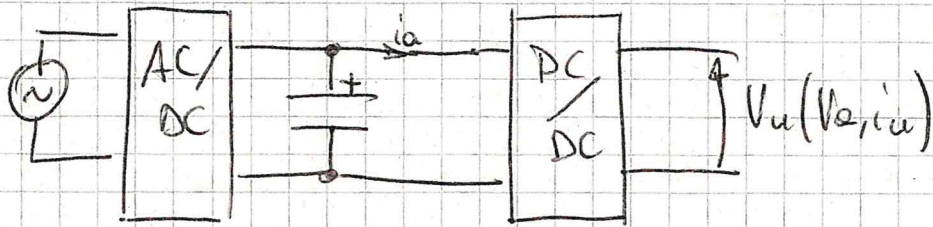
Per essere utilizzato efficacemente si devono usare frequenze multiple di  
onda in ON e in OFF. Per fare ciò, l'utilizzatore deve avere una certa  
memoria.







- STABILIZZATORI E REGOLATORI DI TENSIONE -



$$V_{uo} + \Delta V_u = \underbrace{V_u(V_{ao}, I_{uo}, T_0)}_{\text{STATICO}} + \underbrace{\frac{\partial V_u}{\partial V_a} \Big|_{P_0} \Delta V_a + \frac{\partial V_u}{\partial I_u} \Big|_{P_0} \Delta i_u + \frac{\partial V_u}{\partial T} \Big|_{P_0} \Delta T}_{\text{RIPPLE}}$$

$$V_a = V_{ao} + \Delta V_a \quad V_u = V_{uo} + \Delta V_u \quad i_u = I_{uo} + \Delta i_u \quad T = T_0 + \Delta T$$

- RIFERIMENTO A TENSIONE (ZENER) -



Per tensioni alte ( $> 5V$ ) prevale l'effetto volenpe, cioè gli elettroni eccitati con il campo elettrico, negli archi creano coppie elettrone-buca (si creano anche con l'apotevone termico).

Basse tensioni si ottengono per effetto Zener, cioè il campo elettrico agisce sulle giunzioni e strappa gli elettroni ai legami covalenti, lascian<sup>doli</sup> più liberi di muoversi.

Il ~~meccanismo~~ è causato da un aumento delle zone di smottamento fino ai bordi.

È possibile creare un modello alle variazioni della zener

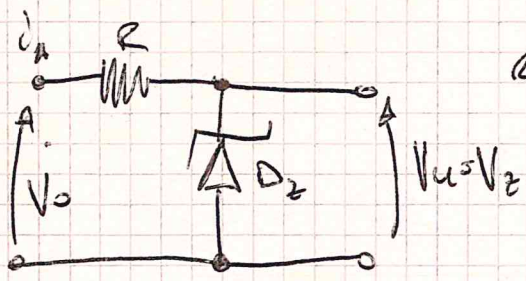
$$r_z = \frac{\partial V_z}{\partial I_z} \Big|_{P_0}$$



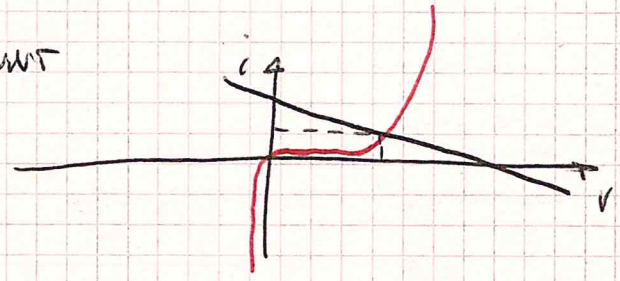
$$\Delta V_T = K_0 \cdot \Delta T = \frac{\partial V_z}{\partial T} \cdot \Delta T$$

$K_0$  è negativa quando predomina l'effetto Zener, per l'effetto volenpe. Invece  $K_0$  è positivo, dato che il tempo per una eccitazione è minore quando più esposti per la temperatura.

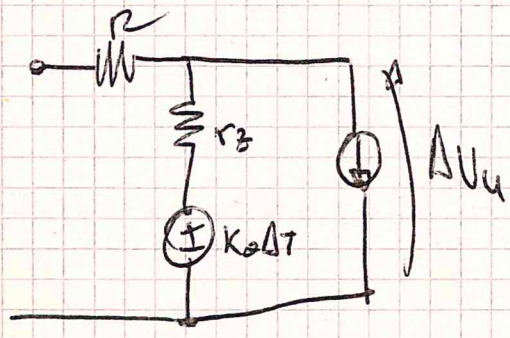




REG. SEMPLICE



S  
in



$$r = \left. \frac{\Delta V_u}{\Delta i_u} \right|_{\Delta V_o = 0, \Delta T = 0} = \frac{r_z}{R + r_z}$$

$$R_u = \left. \frac{\Delta V_u}{\Delta i_u} \right|_{\Delta V_o = 0, \Delta T = 0} = R // r_z$$

$I_u \sim \frac{r_z}{R}$      $R_u \sim r_z$   
 $K_T \sim K_0$

$$K_T = \left. \frac{\Delta V_u}{\Delta T} \right|_{\Delta V_o = 0, \Delta i_u = 0} = \frac{R K_0}{R + r_z}$$

Con  $R \gg 1$

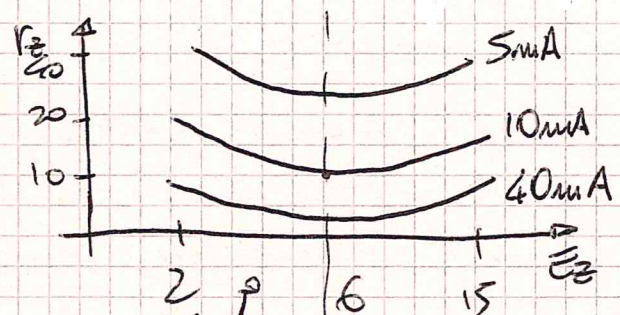
Devo garantire una  $i_z$  limite nella progettazione.

Esempio

$V_u = 6V$      $I_u^{max} = 100mA$      $i_u^{min} = 0A$      $10V < V_A < 12V$

Posso scegliere tra una famiglia di diodi con varie caratteristiche di resistenza al

variazione della tensione di tener e della dissipazione



prende effetto  
Zener

prende l'effetto voltaggi.

Se voglio  $R_u \leq 10\Omega$      $I_z$  limite = 10mA

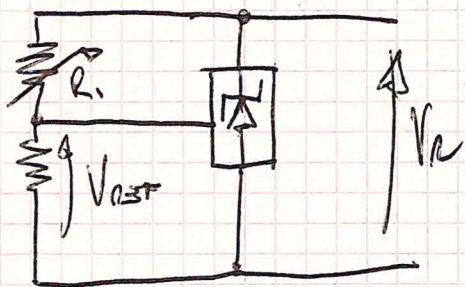
$$R_{max} = \frac{V_{Amin} - V_z}{I_z^{lim} + I_u^{max}} = \frac{10 - 6}{10mA} = 36\Omega$$

$$\xi = \frac{10}{36 + 0} = 0.22$$

$R_T \sim R_0$      $R_u = 10 // 36 \approx 7\Omega < 10\Omega$



Un altro momento, ma molto preciso è l'ADJUSTABLE VOLTAGE REFERENCE



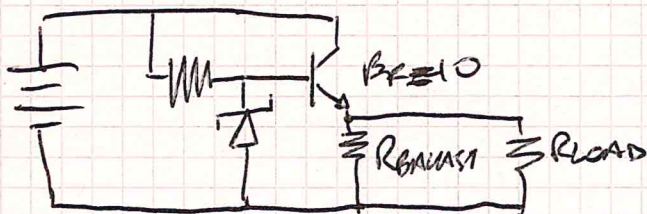
$$I_{REF} = \frac{2.5}{R_{REF}} \quad I_{R1} = \frac{V_R - 2.5}{R_1} \quad I_{R1} R_1 + 2.5 = V_R$$

$$I_{R1} = I_{REF} + I_{ZD} = \frac{2.5}{R_{REF}} + I_{ZD}$$

$$V_R = 2.5 + \frac{2.5 R_1}{R_{REF}} + I_{ZD} R_1$$

$$= 2.5 + R_1 \left( \frac{2.5}{R_{REF}} + I_{REF} \right) \quad I_{ZD} \approx 0 \Rightarrow = 2.5 \left( 1 + \frac{R_1}{R_{REF}} \right)$$

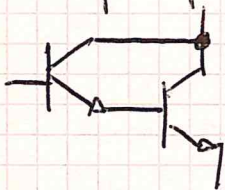
- REGOLATORE SERIE -



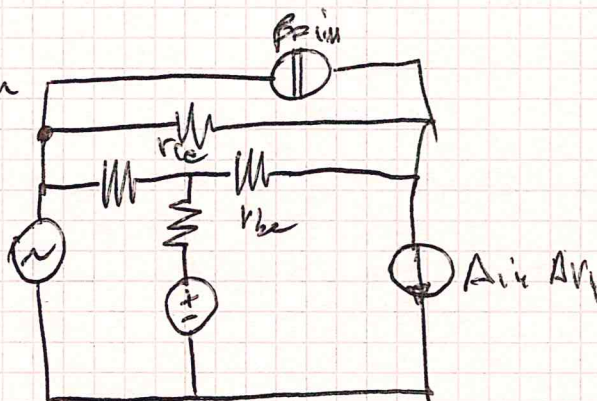
$$V_U \approx V_Z - V_{BEON}$$

$$R_{max} = \frac{10 - 6}{10mA + 10mA} = 200 \Omega$$

Oppure penso usare un diodino



$\beta_{FOT}$

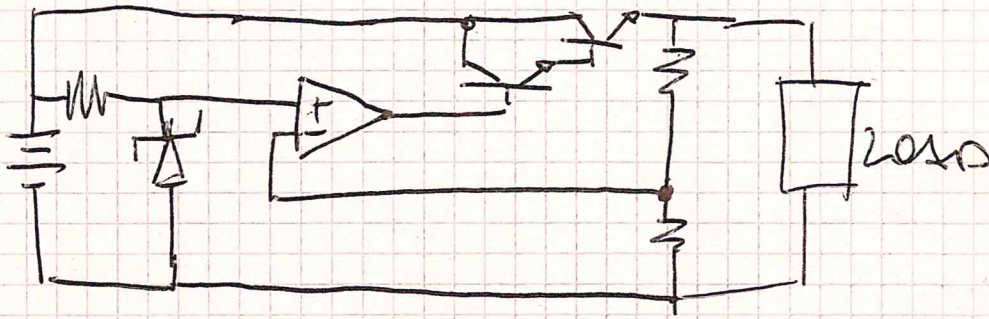


$$F = \frac{r_E}{R + r_E}$$

$$R_U = \frac{R/r + r_{BE}}{\beta + 1}$$

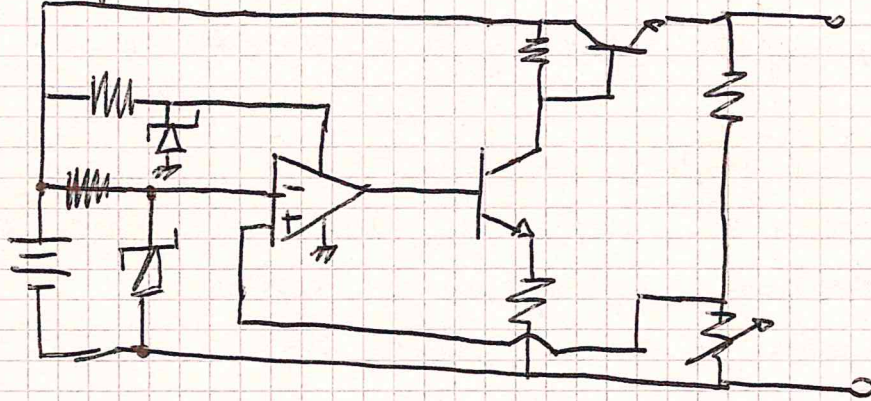
tipicamente resistenza di uscita  
ma peggio il coefficiente di regolazione  
con un regolatore serie





Attraverso  
 le due ventane  
 regolò il guadagno  
 dell'amplificatore  
 complementare.

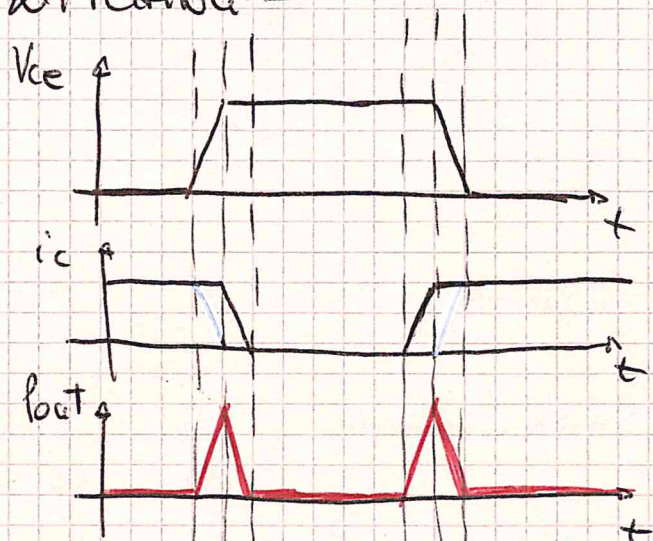
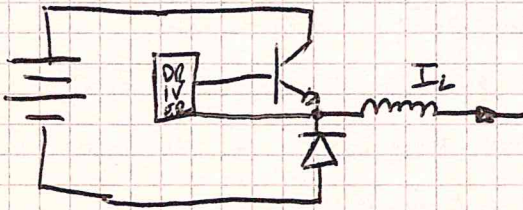
Si possono avere anche transistori di livello



È possibile anche aggiungere una protezione in uscita che separa  
 una certa soglia di tensione creata alla base e spegne il  
 transistor.



-DISPOSITIVI REGOLATORI SWITCHING-



Immagino  $i_c$  costante e  $I_{L0}$

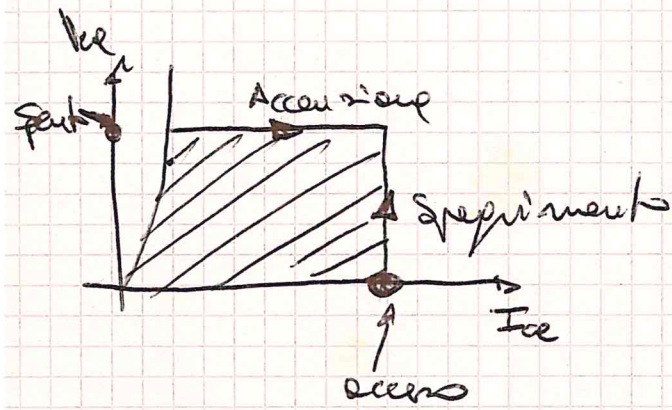
$$P_{dissipata} = V_{ce} \cdot I_c$$

Il transistor dissipa solo nella  
 commutazione e dovuto alle soglie.

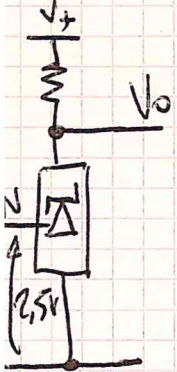
$P_{diss}$  è la potenza di spreco, mentre l'integrale di  $i_c$  e l'energia di spreco (o accuma,  
 sono potenze di commutazione

In conduzione, la potenza  
 dissipata è minima



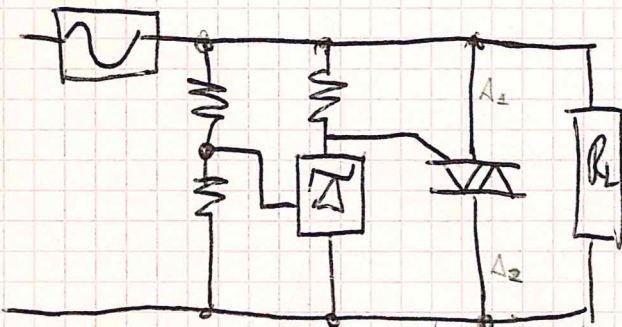


- Reference di tensione in ingresso per evitare sovratensioni -



la tensione di soglia è 2,5V  
 L'uscita va da  $V^+$  a valori più bassi fino allo 0.  
 Quando la tensione in ingresso è sotto 2,5V  
 la tensione in uscita è bassa, perché 2,5 diventa  $V^+$ .

il circuito Crowbar cortocircuita l'uscita se avvengono sovratensioni e brucia il fusibile.

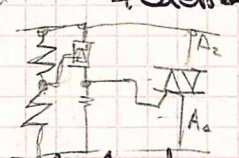


La resistenza del portatore deve essere trascurabile rispetto quella nei rami di ritorno.

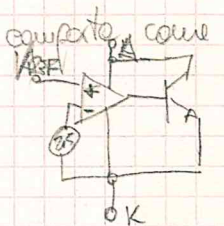
Ad esempio LM431

Quando sul  $V_{REF}$  supera 2,5V gli altri due terminali si dividono come fosse uno zener.

Il trasce la tensione si quando la gate e  $A_2$  probabilmente lo  $R_{DD}$  grande che dim 431 ma non sarebbe fine. Poi si accende e condna 3° quot.



Secondo me è questo perché LM431 è comparato come



- RETROAZIONE -

Pros:

- + Stabilizzazione dei disturbi
- + " " da eliminazione non regolata
- + modifica  $R_{in}$  e  $R_{out}$
- + modifica le risposte in frequenza
- + se uniamo poli dominanti per la compensazione, questi influenno poco dopo la retroazione
- + Immunità ai disturbi e diminuzione della distorsione

Cons:

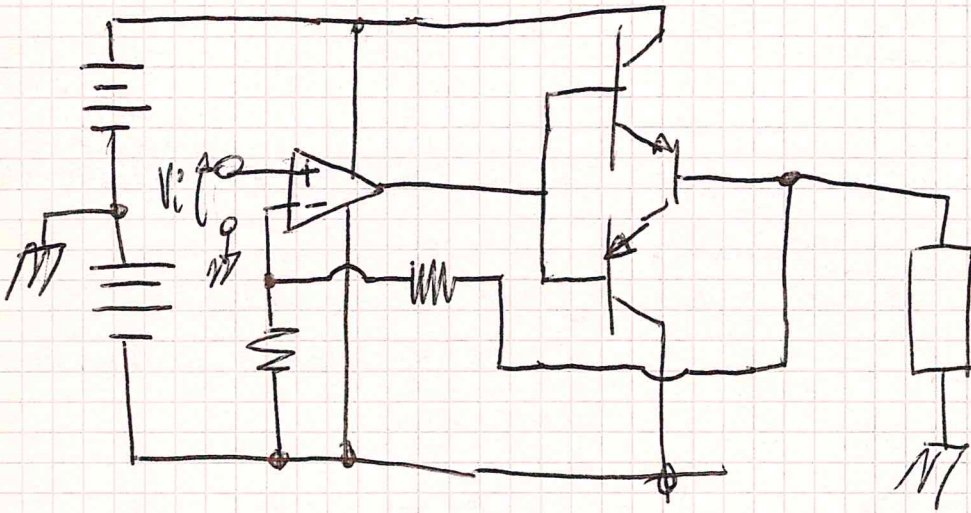
- deve verificare la stabilità



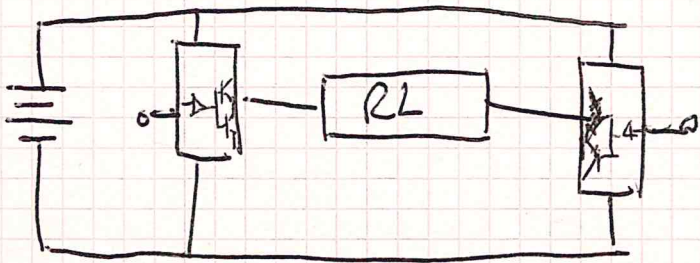




Per avere il funzionamento su 4 quadranti è necessario un alimentatore duale.

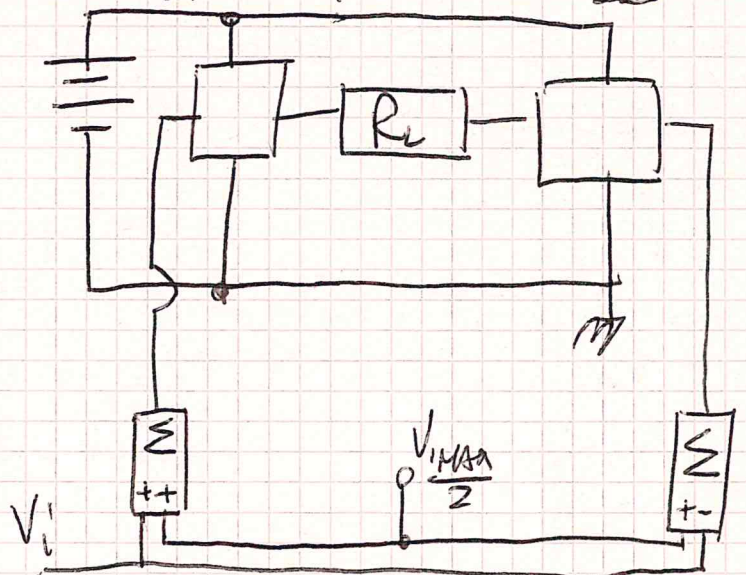
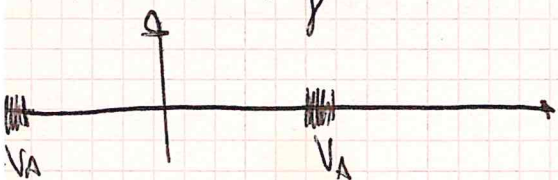


Oppure un funzionamento a ponte



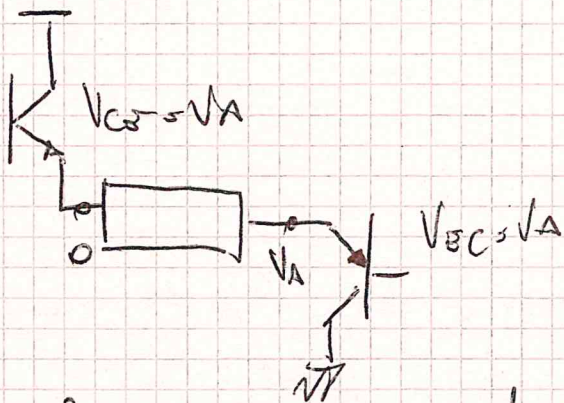
Quest'ultimo è utilizzabile quando l'alimentatore può stare fuori massa.

Resta da spiegare in meno delle tensioni minime ~~sub~~





Il circuito precedente non è in grado di mandare la corrente nell'alimentazione (2° quadrante e 4°)



Tutte le tensioni cadde su due transistor.  
Ognuno ha la tensione  $V_A$ .

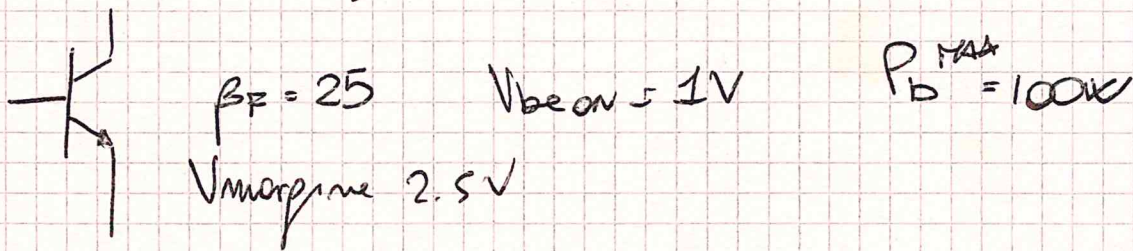
Nel caso in doppio alimentazione tutte le potenze cadde su un transistor e perciò  $2V_A \cdot I_{max}$ .  
Nel caso di ponte, ogni transistor si divide la tensione.

Esempio:

$$V_m \in [-10 \div 10] \text{ V}$$

$$i_m \in [-5 \div 5] \text{ A}$$

$$OA: i_{OUTMAX} = 20 \text{ mA}$$



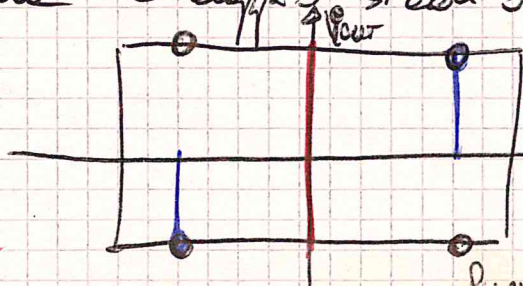
Della  $V_{beon}$  e  $V_{margin}$  dell'OA:  $V_{AZIM} = 13.5$  cioè  $10 + 2.5 + 1V$   
Devo avere SA, se ho  $\beta_F = 25 \Rightarrow \frac{5}{25} = 20 \text{ mA}$ , sono vicini al limite perciò uso un Darlington.

Faccendo con corrente l'alimentazione, perciò scelgo  $V_A = 15$   
Ora la dissipazione dei transistor sarà  $5 \cdot 5 + 10 \cdot 5 = 12.5$

$P_A$  è dato dall'alim. alimentare, mentre

$P_u$  è dato dal carico.

Se uso lo schema e dopo i studi, una ~~dissepe~~ si spartisce le potenze:



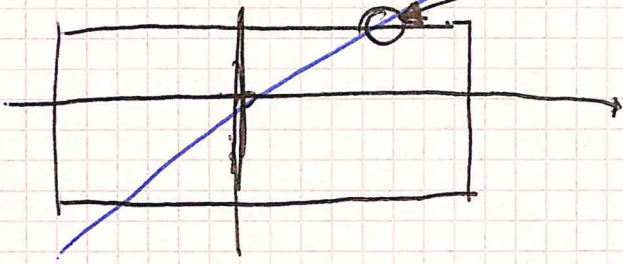
Transistor con  $V_{be}$  min e max, pot out max  
 $V_{OUT}$   $V_{OUTP}$

Il rendimento è zero, perché non circola corrente e perciò  $P_{OUT} = 0$

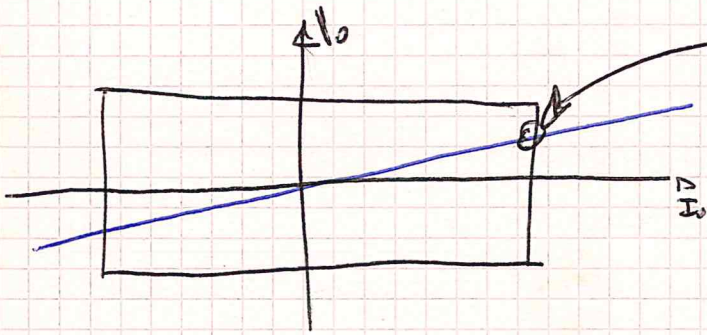
Punto di massima temperatura 29



Supponiamo che il carico sia una resistenza  
Non messo in corrente da questo punto

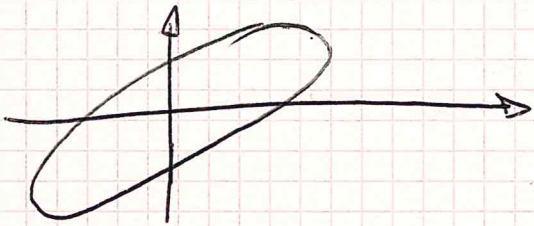


Nei rami più in tensione da questo punto.



Ora invece risulta con una resistenza e un condensatore in parallelo.

facendo la caratteristica momentanea ottengo un'ellisse invece che una retta. Se unisco una sinusoidale



$$v_u(t) = V_u^{\text{MAX}} \cos(\omega t) \quad i_u(t) = V_u^{\text{MAX}} \cdot |Y| \cos(\omega t + \varphi)$$

$$P_u = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) \cdot v(t) dt = \frac{V_u^{\text{MAX}} \cdot |Y| V_u^{\text{MAX}}}{T} \int_0^T \cos(\omega t) \cos(\omega t + \varphi)$$

$$V_u^{\text{MAX}^2} |Y| \frac{\cos \varphi}{2}$$

$$p_u(t) = v_u \cdot |i_u(t)|$$

$$= V_u |Y| V_u^{\text{MAX}} \cdot \frac{2}{\pi}$$

$$= \frac{\pi}{4} \cdot \frac{V_u^{\text{MAX}}}{V_A} \cos \varphi$$

$$P_A = \frac{1}{T} \int_0^T V_A \cdot |Y| V_u^{\text{MAX}} \cdot |\cos(\omega t + \varphi)| dt$$

$$\Rightarrow \eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{in}}} = \frac{V_u^{\text{MAX}} V_u^{\text{MAX}} |Y| \cos \varphi \cdot \pi}{2 \cdot 2 \cdot V_u^{\text{MAX}} |Y| V_A}$$

efficienza max  $e^{-\frac{\pi}{4}} = 78\%$



Infatti

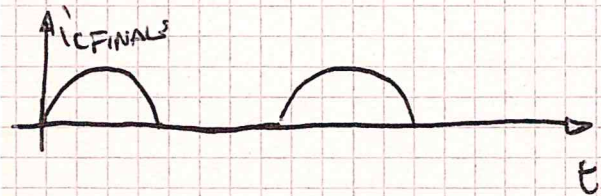
$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \cos(\omega st) \cos(\omega st + \varphi) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \frac{1}{4} \frac{e^{j2\omega st} e^{j\varphi} + e^{-j\varphi} + e^{j\varphi} e^{-2j\omega st}}{4} dt$$

$$= \frac{1}{4T_s} \int_0^{T_s} (e^{j\varphi} + e^{-j\varphi}) dt = \frac{1}{2} \cos(\varphi)$$

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |\cos(\omega st + \varphi)| dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |\cos(\omega st + \varphi)| d(\omega st)$$

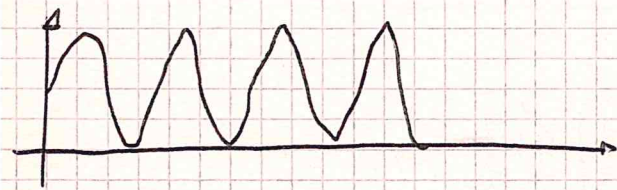
$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos(\omega st) d(\omega st) = \frac{2}{\pi}$$

- CLASSI AMPLIFICATORI -



CLASS B  
 $\eta_{MAX} = 78\%$

$\gamma = 180^\circ$   
 50% ON, 50% OFF



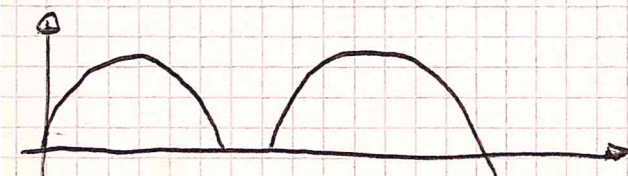
CLASS A  
 $\eta_{MAX} = 50\%$

$\gamma = 360^\circ$   
 100%



CLASS C  
 $> 50\%$  OFF  
 $\eta_{MAX} > 78\%$   
 infatti

$\gamma < 180^\circ$   
 $< 50\%$  ON  
 fino 100% con cusp.

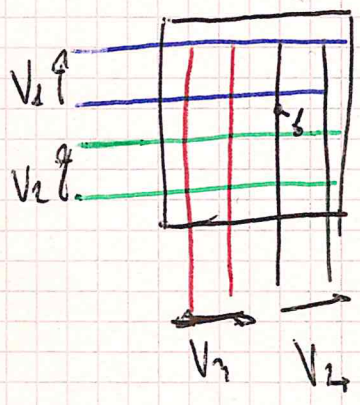


come AB,  $> 180$  ma  $< 360$   
 $50\% \eta < 78\%$



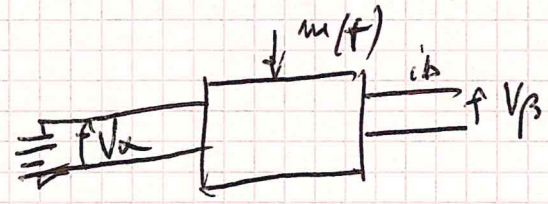
Gli amplificatori in switching sfruttano la saturazione.  
 Cioè l'oscillazione e poi filtro

- RETI DI COMBINAZIONE



Ci sono gli interruttori sulle combinazioni.  
 Se una parte controllata in tensione, deve  
 stare attento a quando commuta.

La legge di commutazione indica la relazione  
 con l'uscita.  $V_{\beta} = m(t) V_{\alpha}$

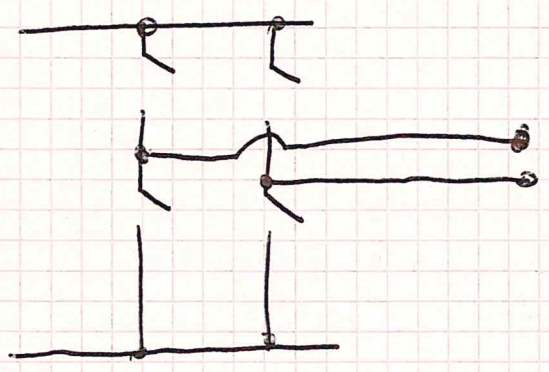


$m(t) = 0, 1, -1$

- 0: usate in corto
- 1: Collegato diretto con in
- 1: invertito, cioè invertito ~~XX~~

$i_{\alpha} = m(t) i_{\beta}$

si scopre che  $m_1 = m_2 \rightarrow m$

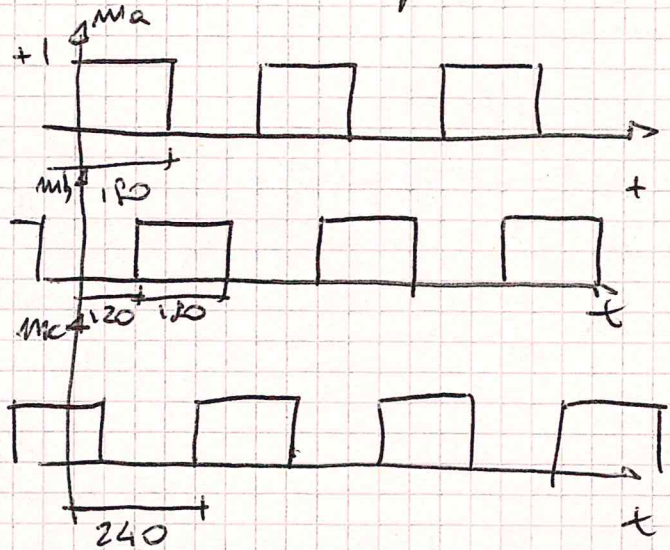
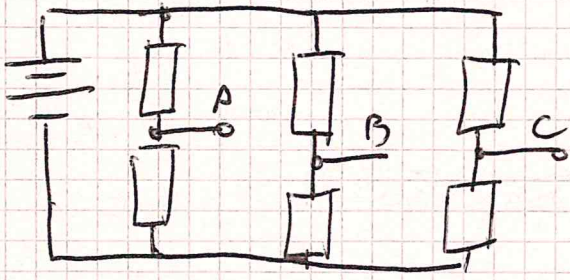


$m(t)$	$X_1$	$X_2$
1	1	0
0	0	0
-1	0	1
0	1	1

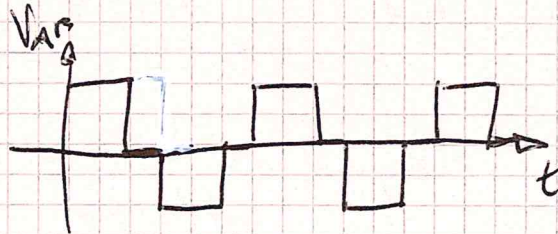
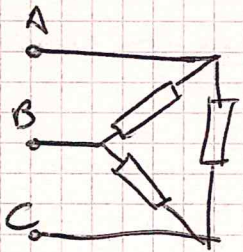
I due stati 0,0 e 1,1 si possono usare per  
 incrementare le frequenze, usando una delle volte le uscite  
 e le reti di quelle in uscite.



Usando le legiche e commutazione posso creare una pseudo-parte triacale



Se collego l'uscita a triangolo



Se collego un trasformatore triacale agli avvolgimenti, questo opera anche con un'onda rettangolare, ma si può anche molto simile ad un'onda sinusoidale triacale.

$\underline{V}_B = \underline{m} \underline{V}_\alpha$  oppure  $\underline{V}_B = \underline{\underline{m}} \underline{V}_\alpha$  con più parte commutata in tensione

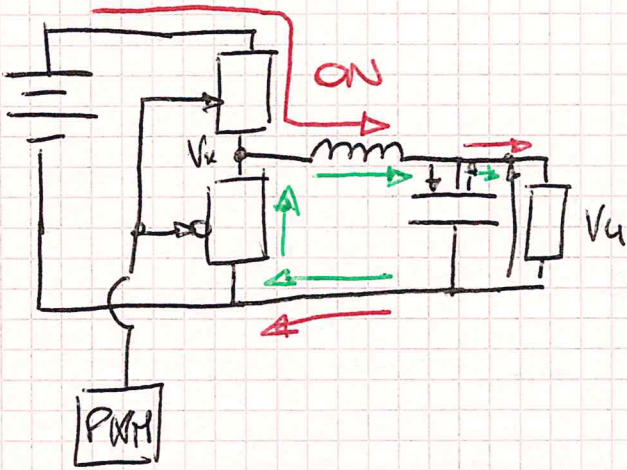
$$\underline{V}_B = [V_A, V_B, V_C] \quad \underline{i}_B = [i_A, i_B, i_C] \quad \underline{V}_B = \underline{\underline{m}} \cdot \underline{V}_\alpha$$

$$\underline{i}_\alpha = \underline{\underline{m}}^T \cdot \underline{i}_B = m_A(t) \cdot i_A + m_B(t) \cdot i_B + m_C(t) \cdot i_C$$

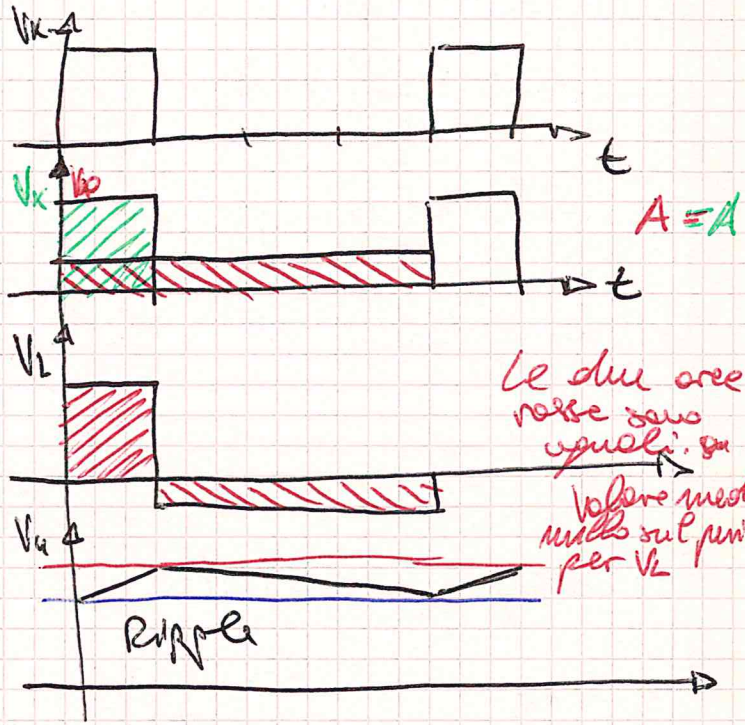
$$\begin{cases} \underline{V}_B = \underline{\underline{m}}(t) \cdot \underline{V}_\alpha \\ \underline{i}_\alpha = \underline{\underline{m}}^T(t) \cdot \underline{i}_B \end{cases}$$



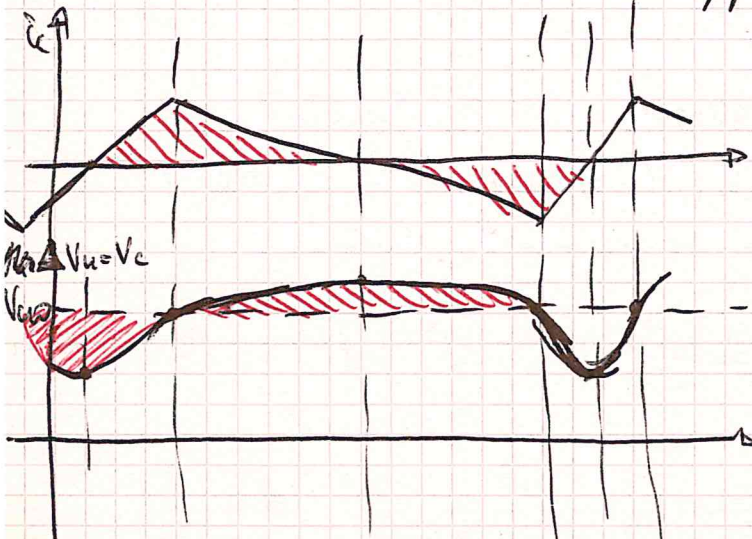
# - CONVERTITORE DC/DC IN COMPLETA ZIONE -



La corrente media sul condensatore deve essere nulla.  
 La tensione media sull'induttore deve essere nulla.

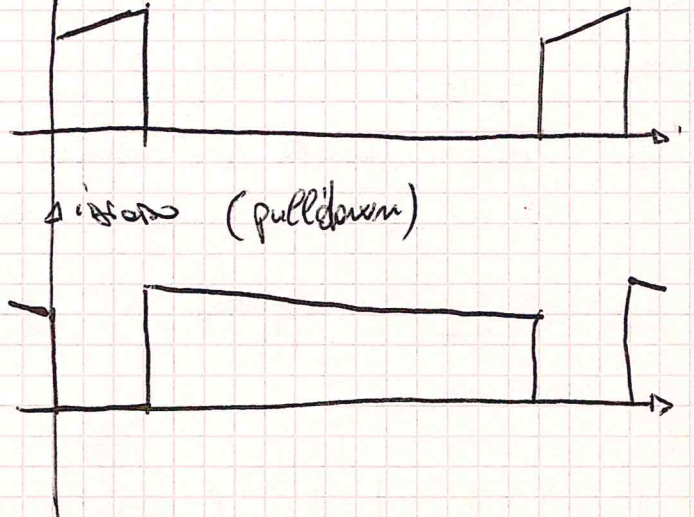


Se facciamo un buon feedback,



$$V_{in} - V_u \approx V_{in} - V_{uo}$$

$$\Delta V_i = i_{in}$$



$V_{uo} \pm \frac{\Delta V_{u_{ripple}}}{2}$  sono il massimo e il minimo.

Se guardo ~~il~~  $i_c = C \frac{dV_c}{dt}$ , però deve essere  $i_c$  e' positiva, la tensione cresce, e viceversa.

Tutte le varie aree in rosso tratteggiate, devono essere uguali per ogni periodo (uguali solo nello spazio delimitato dal grafico considerato in realtà, quando applichiamo tensione, si apre il condensatore, per essere si deve caricare.  
 la porta 1 è comandata in tensione, mentre la porta due lo è in corrente.



$$\begin{cases} V_2(t) = m(t) \cdot V_1 = m(t) \cdot V_{in} \\ i_1(t) = m(t) \cdot i_2 = m(t) \cdot i_2 \end{cases}$$

Equazioni costitutive della rete commutata.

Si nota che  $V_2$  si ottiene con  $m(t) V_1$ , per cui in tensione...

→ C'è a bassa frequenza delle equazioni costitutive sono

$$V_{uo} = \begin{cases} V_{20} = M_0 V_{10} \\ I_{10} = M_0 I_{20} \end{cases} \quad \text{dove } V_{10} = V_{in} \quad V_{uo} = V_{20}$$

$$M_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} m(t) dt$$

$$M_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{ON}} dt = \frac{T_{ON}}{T_s}$$

$M_0 = \text{duty cycle}$

$I_{10} = I_{in0}$  è la sola componente che entra nella sorgente DC.

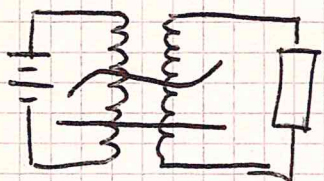
Ottengo un qualcosa con delle elosoni che emulano il trasformatore.

Del tipo: impiego  $V_1$  e ottengo  $V_2$  e secondo del rapporto (qui eq. e  $M_0$ ), per il carico anche  $i_2$  e quindi  $i_1$  ottiene sempre con il coeff.  $M_0$ .

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in0} = V_{in} \cdot M_0 I_{uo}$$

$$P_{out} = V_{uo} \cdot I_{uo} = M_0 V_{in} \cdot I_{uo}$$

Si può pensare come se fosse l'equivalente ad un "trasformatore DC-DC" (attenzione, è un convertitore! I trasformatori non funzionano in continua!)



Simbolo del convertitore.

Consideriamo ora le possibilità di un'induttanza parassita. Nel momento di interrompere l'alimentazione, questa si genera, rischiando di bruciare il primo switch. Si mette quindi un condensatore di bypass sulla switch il più vicino possibile allo switch.





Sono quindi necessari, med. PWM, switch, filtri (N per L presente e out per ripple).

Il ripple di corrente in uscita su  $i_L$ , deve essere limitato per fare ciò il condensatore out deve essere sufficiente.

Prendendo un elettrolitico, questo presenta una resistenza serie e induttanza serie, bisogna fare attenzione a questo.

Le capacità di bypass in ingresso deve essere veloce e con pochi parassiti. Però non va bene l'elettrolitico.

Le equazioni precedenti valgono se il funzionamento è continuo.

Con troppo ripple rischio che lo switch diventi discontinuo perché non porta correnti negative.

### - Specifiche di progetto -

- Distorsione
- $\Delta i_L$  massimo ammissibile
- Banda

Il tipo di DC-DC considerato è il chopper-buck

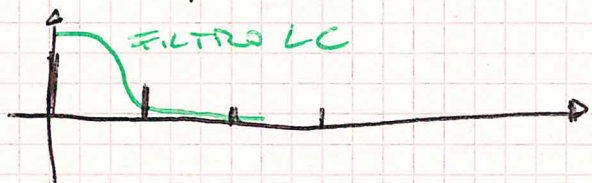
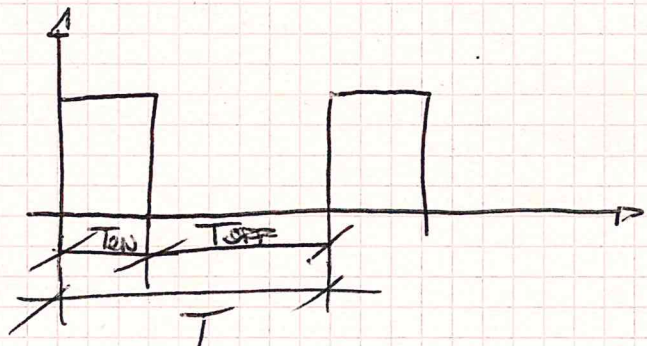
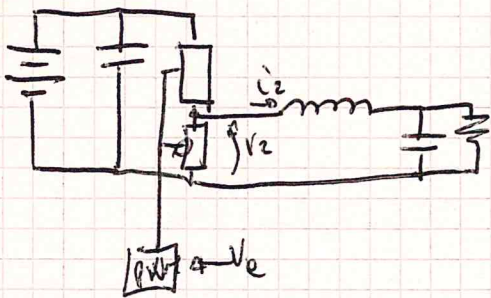
$$0 \leq D \leq 1 \quad \text{Se } V_{out} = d \cdot V_{in} \Rightarrow 0 < V_{out} < V_{in}$$

Questo convertitore opera in discesa e solo sul primo quadrante.

È ideale per fare alimentatori.

$D$  non è realmente fisso, varia nel tempo, ma modo da seguire le variazioni di carico, o però una funzione che viene limitatamente nel tempo.

CHOPPER-BUCK



$$V_{out} = V_2 = 0$$

$$I_2 = I_{L2} = I_{out}$$

$$v_2(t) = V_{out} + \Delta v_2$$

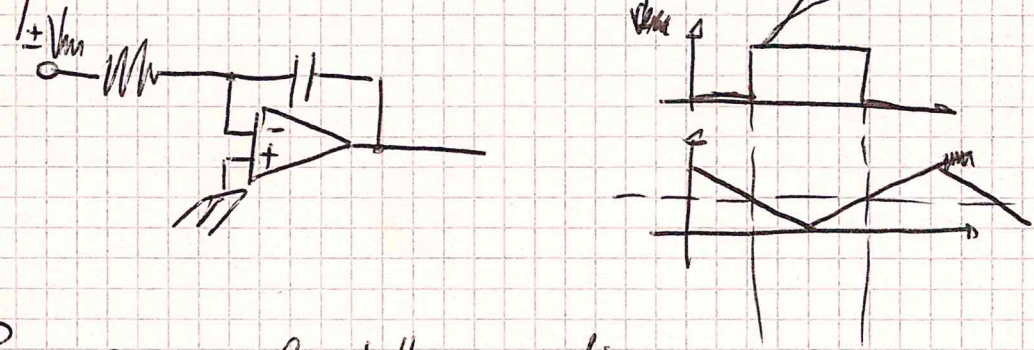


Per contare un certo numero di sottoperiodi, posso usare un contatore con frequenza multipla. Per aumentare la risoluzione è necessario aumentare la risoluzione del contatore, oppure lavorare su due periodi (ma non è un'alternativa complessa più buona), oppure tramite controllo analogico.

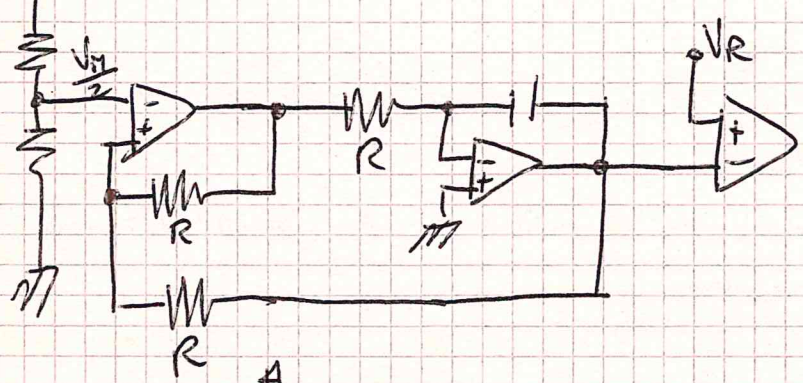
Prendo per esempio un dente di sega e con un comparatore lo confronto con il valore che determina il duty-cycle (o m(t))

$$0 \leq V_a \leq V_p \quad m(t) \approx H_0 = d = \frac{V_a}{V_p}$$

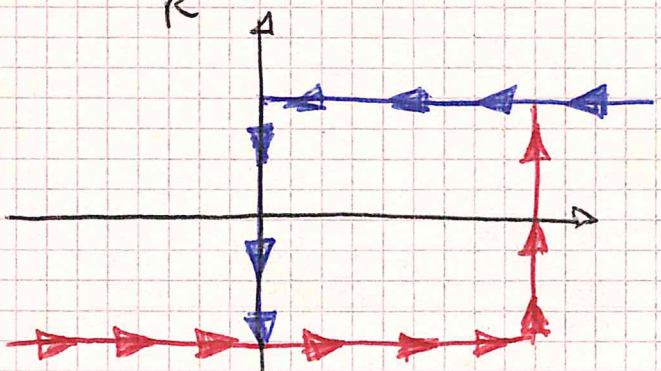
- Generatore di forma d'onda triangolare



Per generare il tutto quindi:



Si tratta di un trigger di Smith dell'comparatore onde triangolare, in modo da creare un'onda triangolare.



Un trigger di Smith con le soglie invertite, cioè non si sposta ~~la~~ ~~soglia~~ l'ingresso ma si sposta la soglia.

Prima progetto, il filtro, poi scelto la frequenza degli switch.

Per avere l'assot, devo fare  $\beta_F \cdot i_B > i_C$

- Lo switch 2 è solitamente diretto
- Fai attenzione ai funzionalisti



Se decido di essere degli switch veloci, può accadere che entrambi diventino eme di qual tipo, perché il diodo potrebbe essere troppo lento. Quello sotto si accende dopo un po' che si spegne quello sopra.

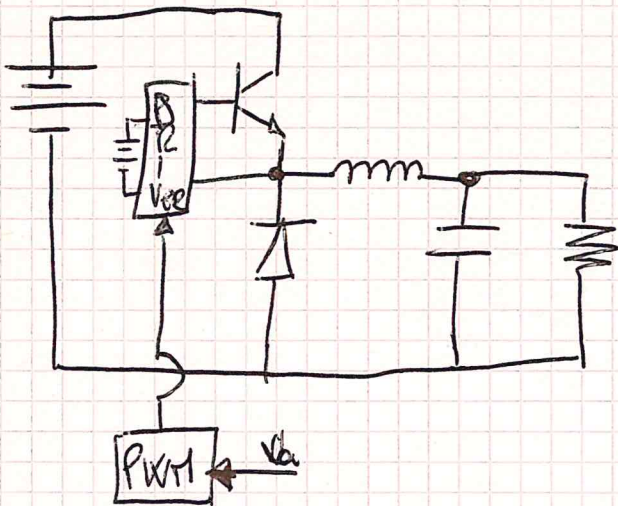
- Progetto Buck -

$$D < 1/2 \quad V_{IN} = 100 \quad 20 \leq V_{OUT} \leq 100V$$

$$banda = 500Hz$$

$$I_{uo}^{max} = 10A$$

$$R_{LOAD} = 10\Omega$$



$$V_{uo} = D \cdot V_{IN} \begin{cases} 20V \Rightarrow D^{min} = 0.2 \\ 100V \Rightarrow D^{max} = 1 \end{cases}$$

La morsa del driver è riferita sull'emettitore del transistor. Qui il driver avrà anche la sua alimentazione.

Il quadrato sarà riferito a tutto lo schema, cioè la parte che alimenta il circuito e quello sulle leghe.

Anche con il doppio switch ci possono essere problemi con le perdite, ed è bene che il driver sia isolato.

$$D = \frac{\Delta_{URMS}}{V_{uo}}$$

Scelgo  $f_c = 20kHz$

$$H \approx \frac{1}{\omega^2 LC} \quad D^2 = \frac{\sum_{k=1}^{\infty} V_{uo}^2}{V_{uo}^2} = \frac{\sum_{k=1}^{\infty} |H(\omega_k)|^2 \cdot |V_{dc}|^2}{V_{uo}^2} < \left[ \frac{1}{\omega_c^2 LC} \right]^2 \cdot \frac{\left( \sum_{k=1}^{\infty} M_k^2 \right) \cdot V_{dc}}{M_0^2 \cdot V_{uo}^2}$$

$$D = \frac{1}{\omega_c^2 LC} \cdot \sqrt{\frac{M_0^2 + \sum_{k=1}^{\infty} M_k^2 - M_0^2}{M_0^2}} = \frac{1}{\omega_c^2 LC} \cdot \sqrt{\frac{M_{rms}^2}{M_0^2} - 1}$$

$$M_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^{T_{on}} dt} = \sqrt{d}$$



$$D = \frac{1}{\omega^2 LC} \cdot \sqrt{\frac{d-d^2}{d^2}} = \frac{1}{\omega^2 LC} \cdot \sqrt{\frac{1-d}{d}}$$

$$D_{min} > D_{max} = \frac{\sqrt{\frac{1-0,25}{0,25}}}{(2\pi f_c)^2 LC}$$

$$LC \geq LC_{lim} = 1,3 \cdot 10^{-8} \text{ H}\cdot\text{F}$$

$$f \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 1,4 \text{ kHz} > f_B = 500 \text{ Hz}$$

Non ci sono problemi di riserbo  
Non può crescere troppo LC

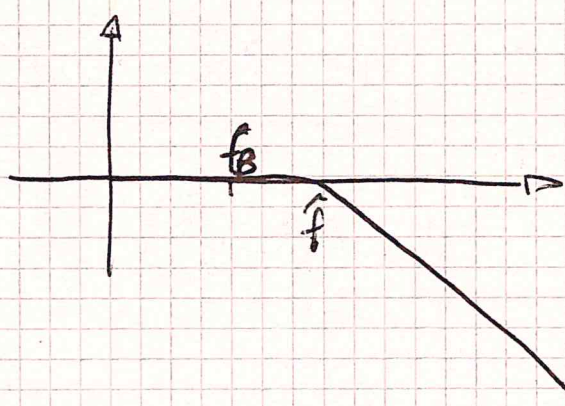
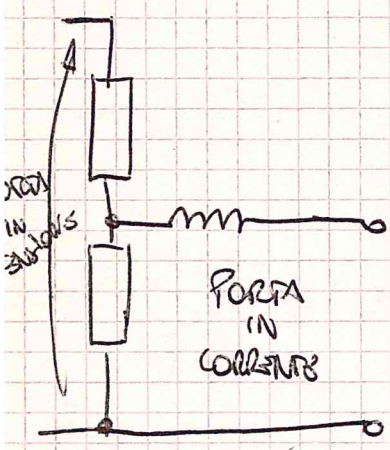
La banda indica le velocità di risposta del sistema, cioè quanto l'uscita può variare velocemente. L'uscita deve rispondere alle variazioni del riferimento con una certa frequenza.  
È un amplificatore in classe switching.

$$L < L_{max}$$

$$\frac{1}{1 + j\omega L G - \omega^2 LC} \sim \frac{1}{1 + j\omega L G} \quad \text{perché per evitare il taglio}$$

Per trovare la freq. di taglio  $1 = \omega_B L G_{max} \quad L_{max} = \frac{1}{\omega_B G} = \frac{1}{2\pi f_B G_{max}}$

$$\frac{1}{2\pi \cdot 500 \cdot 0,1} = 3,2 \text{ mH} \Rightarrow L < 3,2 \text{ mH}$$



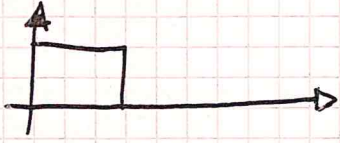
braccio R posto  
fare diventare  $f_c$  un  
polo dominante

Per la banda passiva  
della banda  $L < 3,2 \text{ mH}$   
della distorsione  $LC \geq 1,3 \cdot 10^{-8}$

e per  $f \Rightarrow \frac{1}{\omega^2 LC}$



Posso valutare il ripple di corrente sull'induttore:

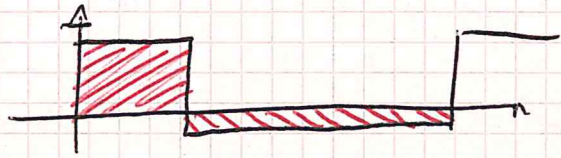
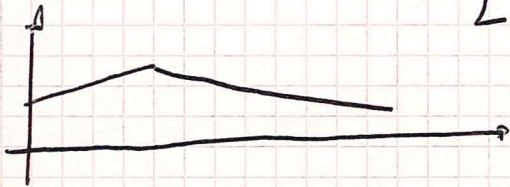


$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

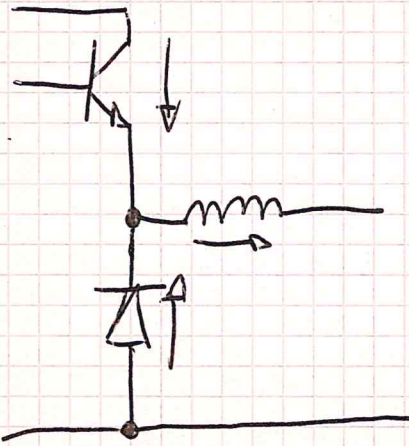
$$(V_{DC} - V_{L0}) = L \frac{\Delta i_{pp}}{T_{on}}$$

Suppongo  $V_{DC} - V_{L0}$  costante.

$$\text{Otteniamo } \Delta i_{pp} = \frac{(V_{DC} - V_{L0}) T_{on}}{L}$$



Se il ripple di corrente è troppo elevato, rischio un funzionamento discontinuo.



Prendo quindi un ripple massimo del 20% (anche se è bene non oltre 5% o meno).

$$\Delta i_{pp}^{max} = 20\% I_{L0}^{max} = 2A$$

$$\Delta i_{pp} = \frac{(V_{DC} - V_{L0}) T_{on}}{L} = \frac{(V_{DC} - dV_c) \cdot dT_c}{L}$$

$$= \frac{V_{DC} (1-d) \cdot d}{L f_c} = \frac{V_{DC} (d - d^2)}{L f_c}$$

Anche le  $f_c$   $f_e$  non sono il ripple.

Questo nel caso debba prendere una induttanza più grande del limite.

Esempio:  $\Delta i_{pp}^{max}$  con  $d = \frac{1}{2}$   $\Delta i_{pp}^{max} \Big|_{d=\frac{1}{2}} = \frac{V_{DC}}{4L f_c} \leq 2A$



In questo modo ho anche un limite inferiore per la  $L$

$$\Rightarrow 0.6 \text{ m}\mu\text{H} \leq L \leq 3.6 \text{ m}\mu\text{H}$$

Con il prodotto  $LC$  ho il tutto completo.  $1.3 \cdot 10^{-8} \leq LC \leq \frac{1}{4\pi^2 f_s^2}$

Se 0.6 ho più ripple ma risponde più velocemente, 3.6 meno ripple ma più lento e risponde.

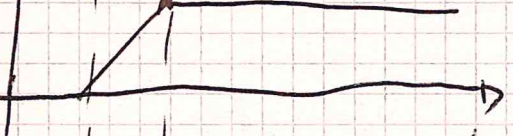
Le  $V$  di breakdown del BST due eme superiore a  $V_{in} + V_r$ .  
Se nella commutazione c'è una parovita, perché oltre la tensione sul BIT.

Nel momento della accensione c'è un picco di corrente istantanea dovuto alle correnti di recovery del diodo.

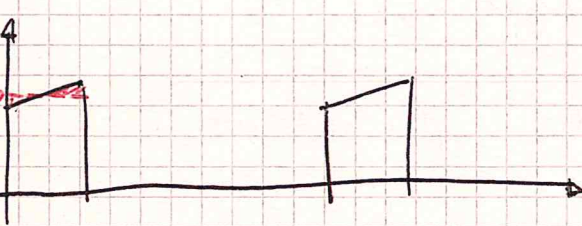
L'intervallo però è molto breve e in modo poco

$f_{irr}$  | picco di carica

nelo switch



il valore medio della onda intera è uguale a quella nel tempo di



$$FBTO = \frac{T_{on}}{T} I_{uo} = d^{max} \cdot I_{uo}^{max}$$

$$I_{D0} = \frac{T_{off} I_{uo}}{T_s} = (1-d) \cdot I_{uo} \begin{cases} (1-d) I_{uo}^{max} \\ (1-d) d I_{uo}^{max} \end{cases}$$

Se il carico è resistivo diventa funzione duty e nominata  $R$   
con  $d=80\%$

$$I_{uo}^{max} |_{d=0} = \frac{V_{in}}{4R}$$

Se voglio trovare la corrente efficace

$$I_{RMS} = \frac{\Delta I_{AP}}{2\sqrt{3}} \text{ per carichi + induttivi}$$

$$I_{BST RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L}^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{L}^2 dt} = \sqrt{\frac{T_o}{T_s} \cdot 4 I_{RMS}^2} = \sqrt{d \cdot I_{RMS}^2}$$

$$I_{L RMS} = \sqrt{I_o^2 + \left(\frac{\Delta I_{AP}}{2\sqrt{3}}\right)^2}$$

$$I_{RMS} = \sqrt{(1-d) I_{RMS}^2}$$



$$V_{uo}(\tau) = \frac{1}{T_c} \int_{\mathbb{R}} V_u(t) \cdot h(\tau-t) dt$$

nella banda con variazioni lente, definisco il valore medio o istantaneo e lo valuto nell'ultimo periodo di tempo.

Si tratta di una media mobile e la finestra ha un tempo  $T_c$

$$V_{uo}(\tau) = \frac{1}{T_c} \int_{\tau-T_c}^{\tau} V_u(t) dt$$

Se ci sono dei disturbi sul cavo, o delle variazioni, queste sono repulse se restano all'interno della banda.

Anche i disturbi in ingresso sono cancellati se all'interno della banda.

A volte si può fare anche un controllo predittivo, valutando input e output.

Ad esempio può essere una convenzione delle rimpatri.

rende meno stringenti delle specifiche sull'angolo di retroazione, eliminando dei problemi di stabilità.

- Modello ai piccoli segnali del chopper -

$m(t, \tau)$   $\tau$  è un dato di retroazione per indicare le variazioni lente

$V_{io}(\tau) = V_{zo}(\tau)$  il valore medio in uscita è uguale a quello della induttore.

$$\begin{cases} V_2 = m(t) \cdot V_1 \\ I_2 = m(t) \cdot I_1 \end{cases}$$

$$V_{zo}(\tau) = \frac{1}{T_c} \int_{\tau-T_c}^{\tau} V_2(t) dt$$

$$V_{io}(\tau) = V_{zo}(\tau) = d(\tau) \cdot V_{io}(\tau) = d(\tau) \cdot V_{in}(\tau)$$

$$I_{zo}(\tau) = I_{io}(\tau) = d(\tau) I_{zo}(\tau) = d(\tau) \cdot I_{uo}(\tau)$$

$$\begin{cases} V_{uo}(\tau) = d(\tau) V_{in}(\tau) \\ I_{zo}(\tau) = d(\tau) I_{uo}(\tau) \end{cases}$$



$$V_{uo}(\tilde{r}) = V_{uo}(\tilde{r}) = V_{uo0} + \Delta V_{uo}(\tilde{r})$$

$$d(\tilde{r}) = d_0 + \Delta d(\tilde{r})$$

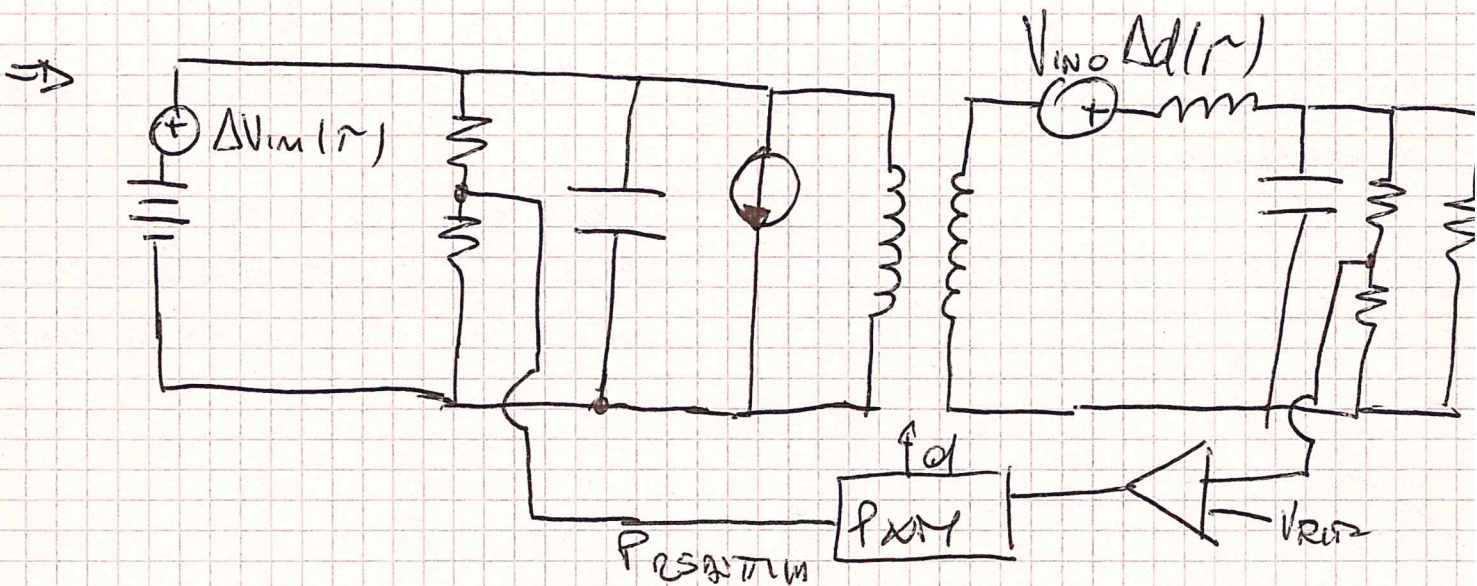
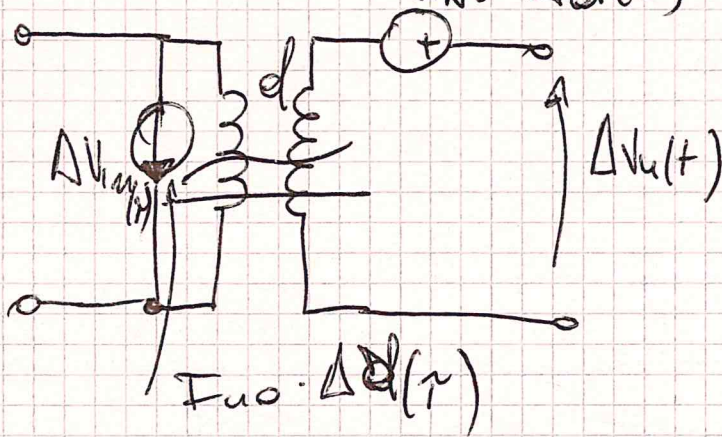
$$V_{in}(\tilde{r}) = V_{in0} + \Delta V_{in}(\tilde{r})$$

$$V_{uo} + \Delta V_{uo}(\tilde{r}) = \left[ d + \Delta d(\tilde{r}) \right] \cdot \left[ V_{in0} + \Delta V_{in}(\tilde{r}) \right]$$

$$= \cancel{d \cdot V_{in0}} + V_{in0} \cdot \Delta d(\tilde{r}) + d \cdot \Delta V_{in}(\tilde{r}) + \cancel{\Delta d \cdot \Delta V_{in}}$$

$\approx 2^o$  ordine

$$\Delta V_{uo}(\tilde{r}) = V_{in0} \cdot \Delta d(\tilde{r}) + d \cdot \Delta V_{in}(\tilde{r})$$



Fino ad ora lo abbiamo considerato nel modo continuo CCM, ~~continuous~~ continuous current mode.

Potrebbe accadere di essere in: BCM, boundary current mode (il limite in cui  $I_{L0}$  è zero);  
DCM, discontinuous current mode.



Dobbiamo trovare  $I_{Lo}$  per finire in condizione discontinua

$$I_{Lo,ss} = \frac{1}{2} \Delta i \cdot T_c \cdot \frac{1}{T_c} \Rightarrow \frac{1}{2} \frac{V_{in} - V_{uo}}{L} \cdot T_{on} = \frac{V_{in}(1-d)}{2L} \cdot \frac{d}{T_c} T$$

da cui da:  $V_L = L \frac{di}{dt}$  cioè  $\frac{V_{in} - V_{uo}}{L} = \frac{\Delta i}{T_{on}}$

perciò  $I_{Lo} = I_{uo} = \frac{V_{uo}}{Z_{LOAD}}$

Così per metà del ripple per il tempo di conduzione

$$V_{in} \cdot d = V_{uo} d + V_{uo}(1-d) = V_{uo}$$

$$V_{uo} = V_{in} \cdot d$$

$$\Rightarrow \frac{V_{in}(1-d)}{2L} \cdot \frac{d}{f_c} \quad \Rightarrow \quad I_{Lo,ss} = \frac{V_{uo} \left( \frac{1}{d} - 1 \right) \cdot d}{2L f_c} = \frac{V_{uo}(1-d)}{2L f_c} \quad \text{cioè } \frac{\Delta i_{pp}}{2}$$

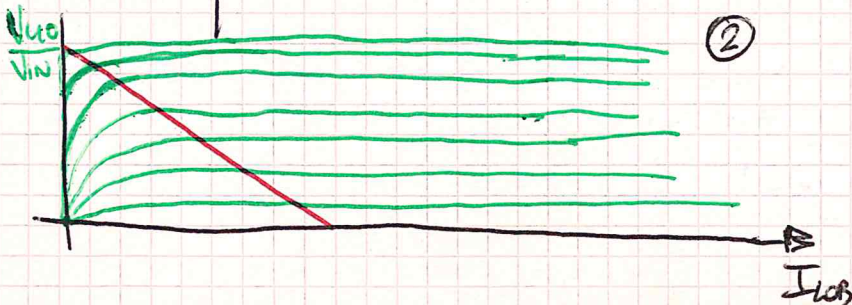
① ②

Questa è la corrente minima di carico per non andare in funzionamento discontinuo.



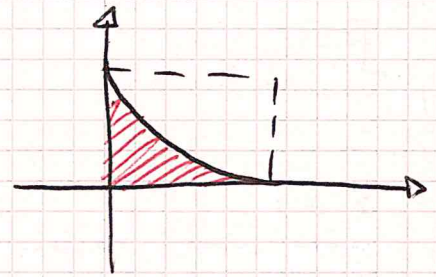
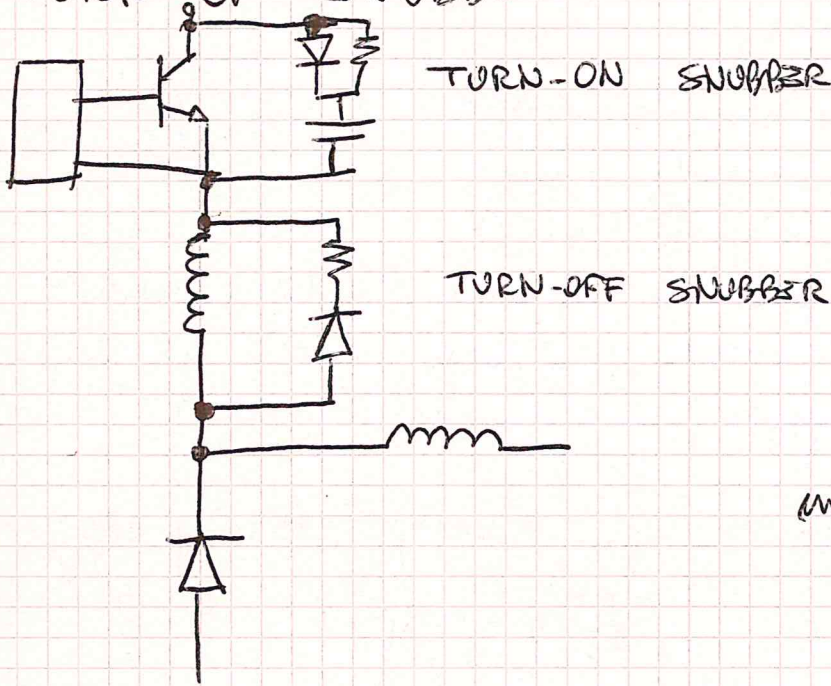
Caso con  $V_{in}$  FISSATA  
A DX delle parabole sono  
in cor. Se a SX è discontinuo

Con  $V_{uo}$  fissato, quando la corrente ha raggiunto una corrente come quella che necessita il carico, questo stacca



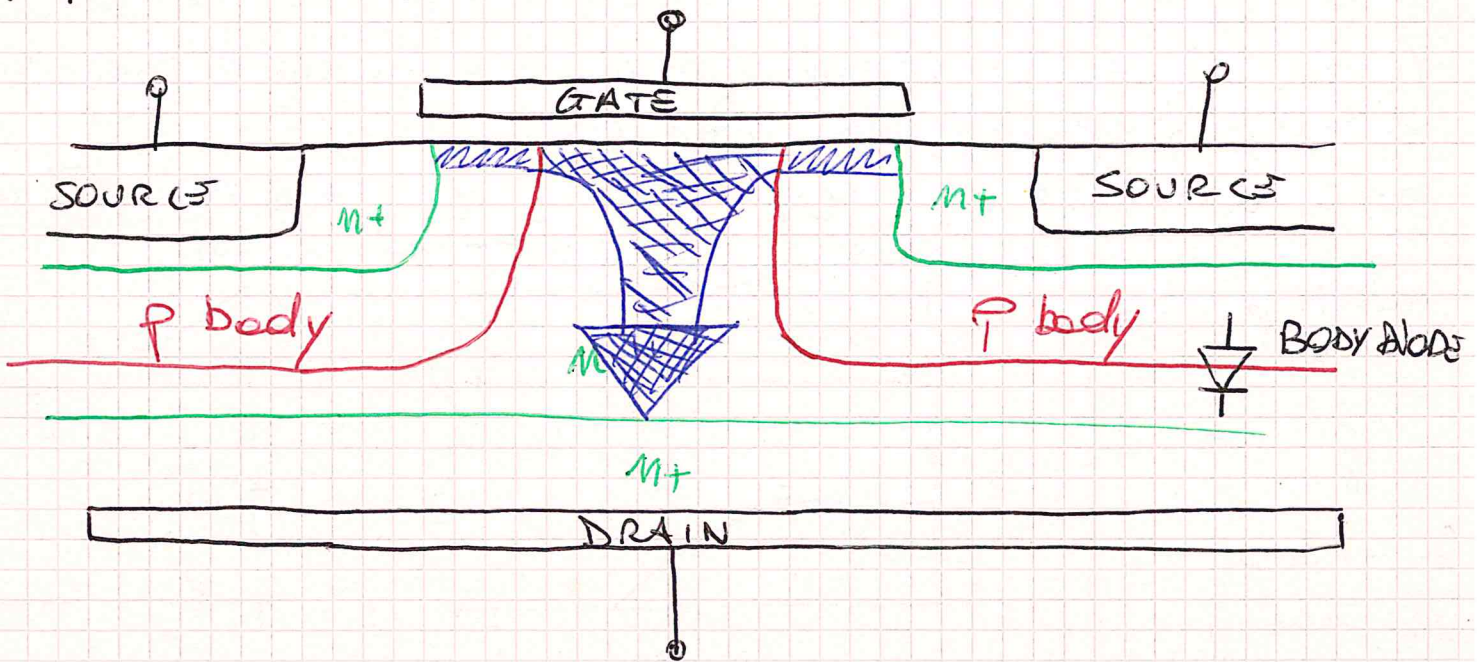


- TURN ON SNUBBER -

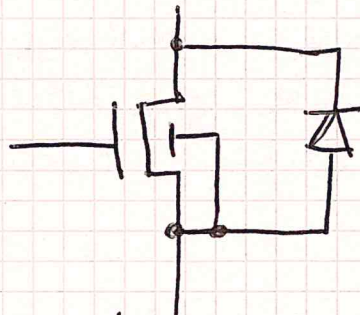


Serve per dissipare meno potenza nello switch.

- MOSFET DI POTENZA -



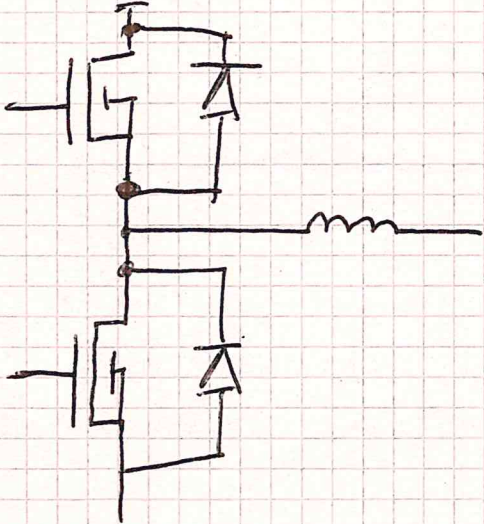
Body Diode



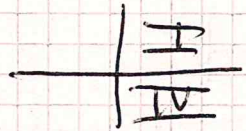
Le tensioni di breakdown e determinate dal drogaggio, ma queste va in direzione opposte (tradeoff) con  $R_{on}$



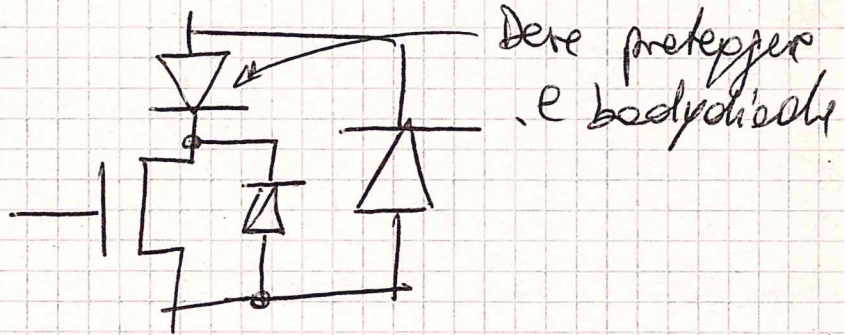
Con diodi



Se il body diode non è sufficiente, uso uno schema che consente correnti più alte, anche se per poco con più resistenza

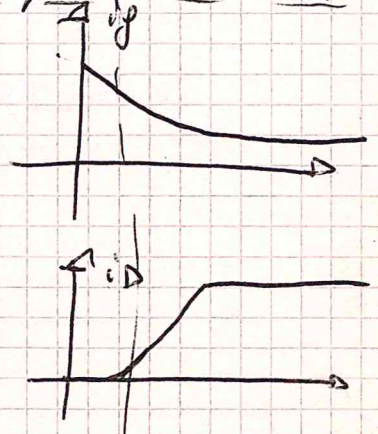
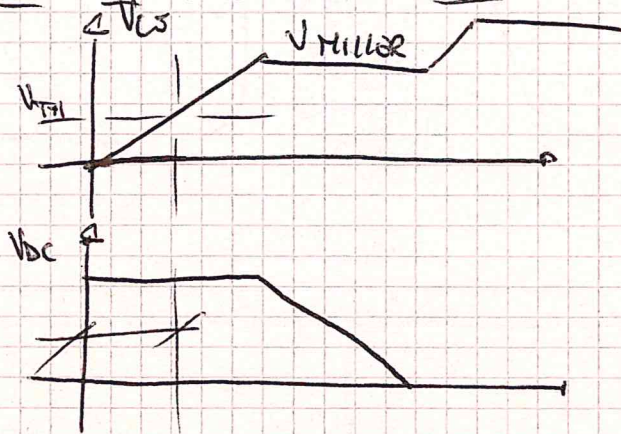
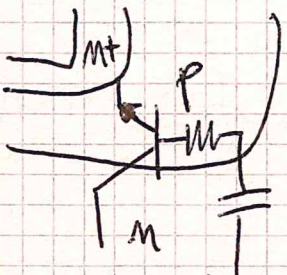


Se il body diode non è sufficiente, uso uno schema che consente correnti più alte, anche se per poco con più resistenza



Anche nel mos ci possono essere casi in cui lo spegnimento risulta difficoltoso, detti latch up.

Sono dovuti ad una corrente solente che può portare all'eccesso



Le resistenze della zona p influenzano il fenomeno. Bisogna tagliare le curve delle zone p.

Ciò è necessario apportare una certa quantità di corrente per ottenere l'eccesso



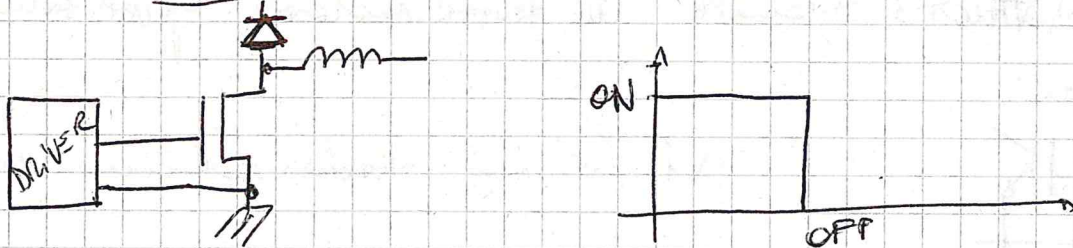
Esistono diverse guide ONLINE per progettare sistemi elettr. di potenza.

Per esempio, POWER MOSFET TUTORIAL (APT 0403) e IGBT TUTORIAL (APT 0201) di BODGE.

Andra LASZLO BALOGH ha scritto DESIGN AND APPLICATION GUIDE FOR HI-SPEED MOSFET GATE DRIVE CIRCUITS.

Esempio:

HARD SWITCHING INDUCTIVE CLUMPED LOAD



Il costruttore fornisce le capacità del MOS:

$C_{ISS}$  INPUT       $C_{RSS}$  REVERSE       $C_{OSS}$  OUTPUT

Si è nel transitorio che nel termoff la  $V_{ds}$  presenta il "Miller plateau", che si riparte poi nella  $V_{ds}$  attraverso due coppie di solite con pendente differente e quella centrale non è periodica come l'altra. Se considero l'induttanza parassita di source, rischio di creare oscillazioni.

Possiamo trovare anche quella di ~~gate~~ drain e che crea la sovratensione.

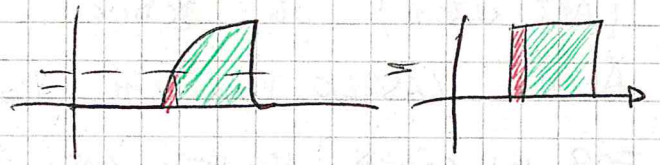
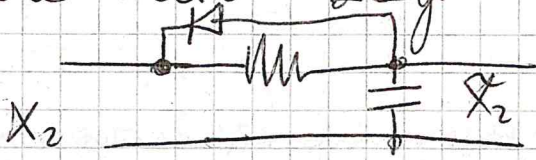
La frequenza massima di un convertitore è data dalla potenza che vengono dissipate.

Se sono veloci ad accendere e lento a spegnere, rischio di tenerli intransiti eccessivi. Bisogna perciò temperare bene i driver. Questo problema è detto ~~SWITCHING TIME~~ BLANKING TIME. Per gestire ciò, esiste il Blanking time.

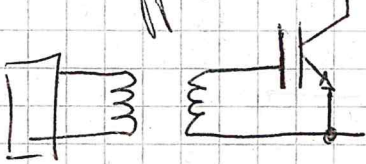


Nelle condizioni reali  $X_2 = X_1$

Nella realtà bisogna inserire il blanking time



Può essere necessario anche disaccoppiare il driver dal circuito di potenza, in modo da evitare i "danni" della logica.  
Può essere effettuato tramite un trasformatore oppure tramite fotocoppolatori.



Ad esempio trasformatore col 1:4 BT

oppure il fotocoppolatore in presenza di luce si comporta come una cella fotovoltaica, cioè produce corrente.

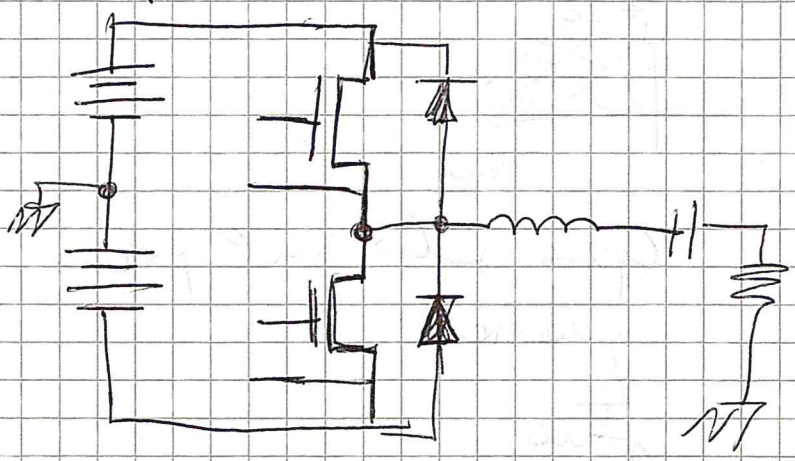


La luce viene però prodotta in un ambiente chiuso in una capsula tramite un led.

Il blanking time avviene, il quale ~~non~~, lasciando il driver libero per il tempo necessario ad avviarsi.

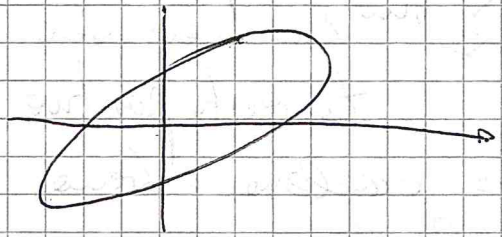


# Amplificatori in classe d oppure Inverter



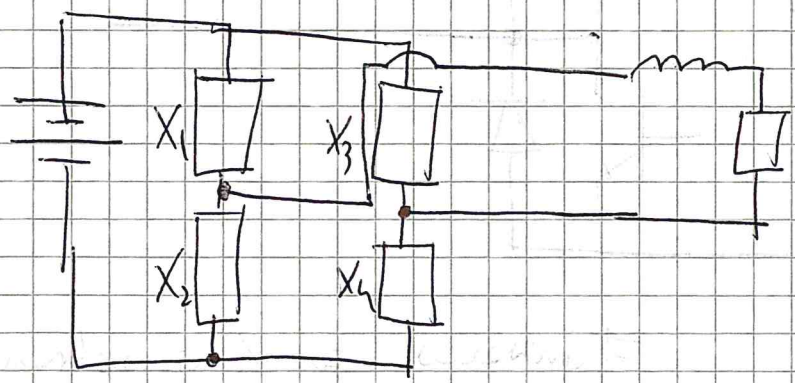
Se controlla un motore si dice inverter.

Altrimenti se controlla una cosa, si chiama CLASS D



Curva di carico. Un amplificatore deve poter operare su la quadratura e distorsione di crossover de anche in classe ~~D~~

## -FOUR BRIDGE

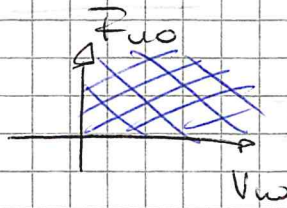
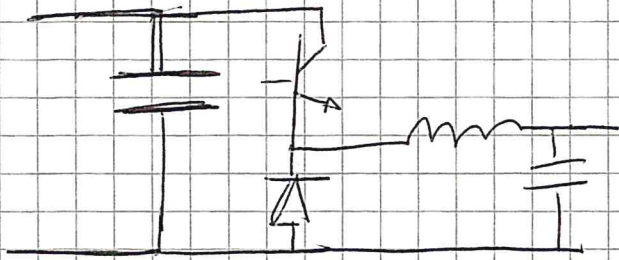


$X_1 X_2$		
1	0	+1
0	0	-1
0	1	0
1	1	0

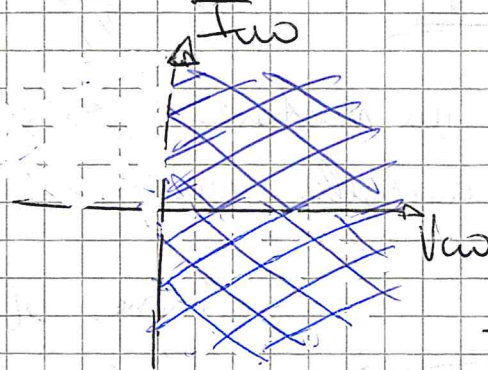
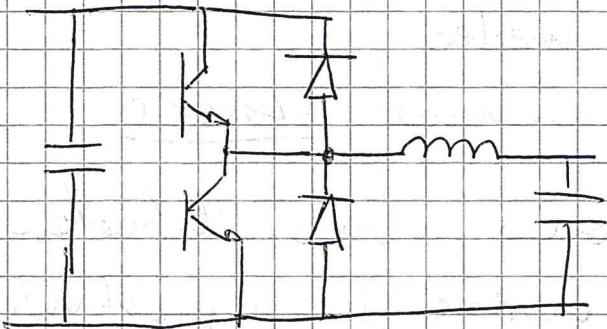
Se uso più livelli invece di 2, ottengo forme che consentono più filtraggio, date delle ampiezze inferiori



- SCHEMI SU VARI QUADRANTI -

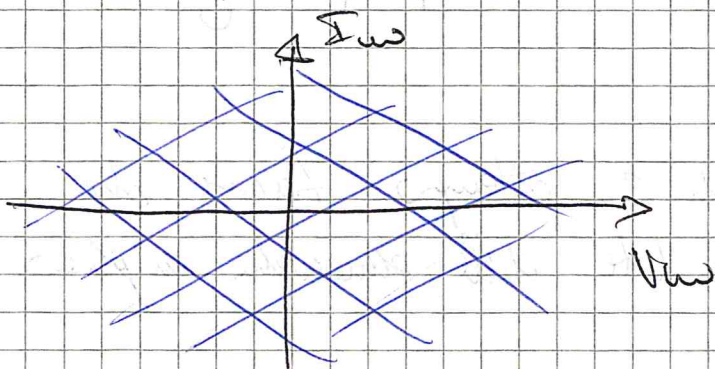
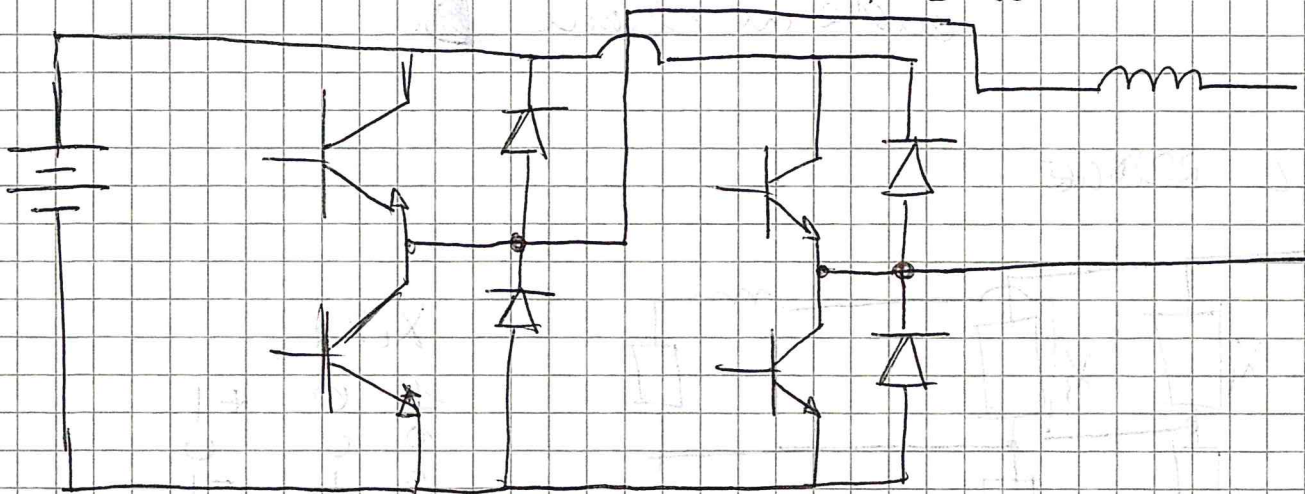


Opera solo sul primo quadrante.



Opera su due quadranti, ma con solo transistori ponte

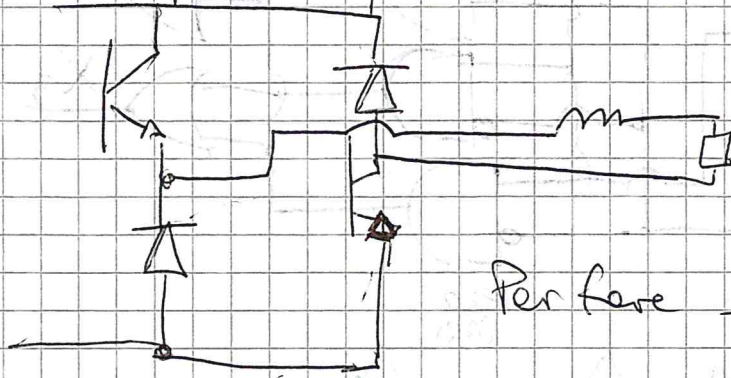
Però accelera e brucia, ma solo in un verso



Funziona su 4 quadranti



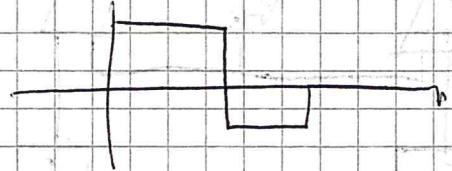
Se conosco fra che le corrente non si invertano mai, per esempio solo correnti uscite (1,2)



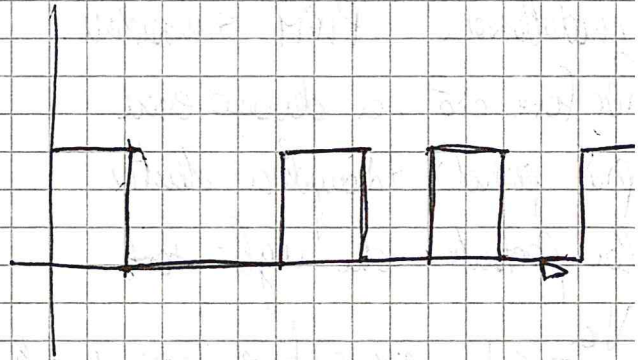
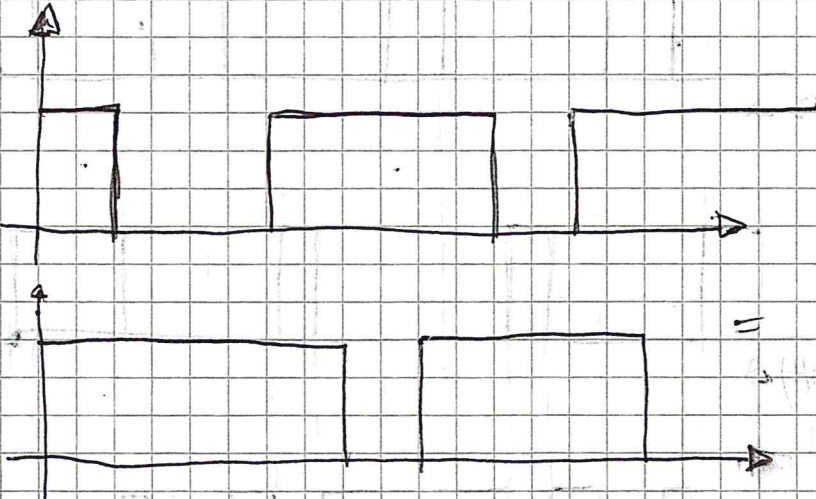
Non ho bisogno del backup time.

Per fare  $\frac{1}{3}$  in uscita, deve fare

$$\frac{2}{3} - \frac{1}{3} = \frac{1}{3}$$



Posso anche superare le ripetute o interne qualche legge condizionale, cioè non essere uno e negativo dell'altro

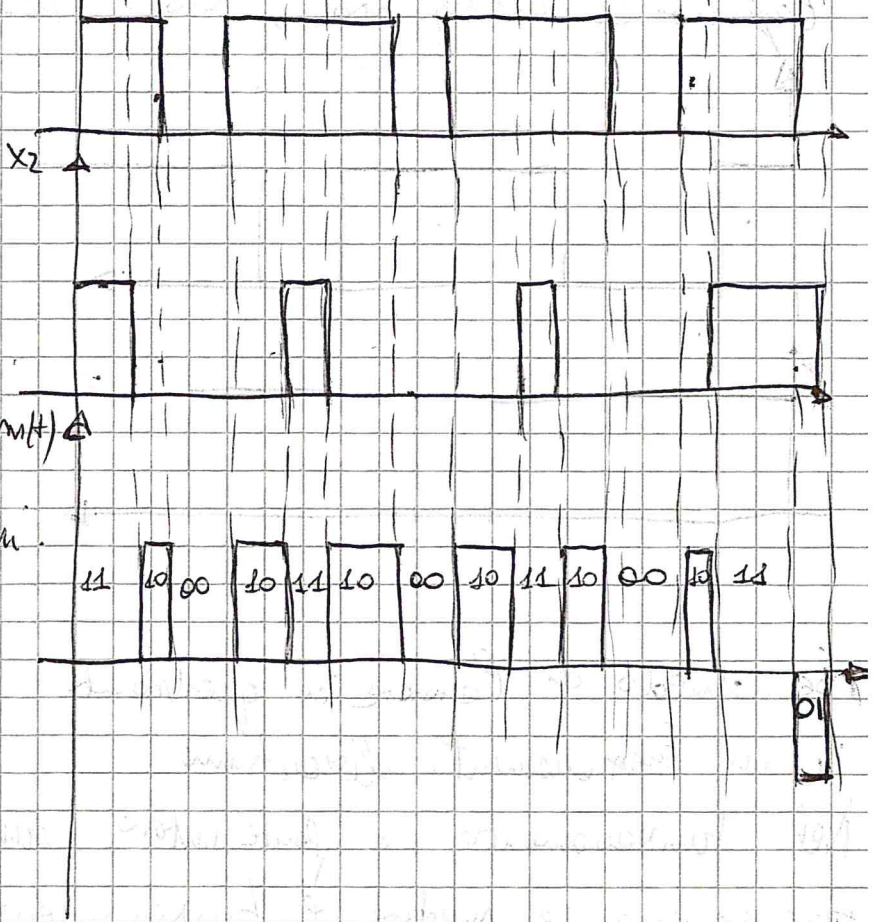
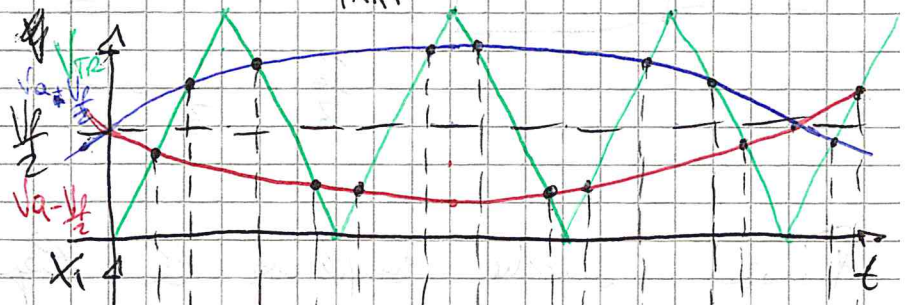
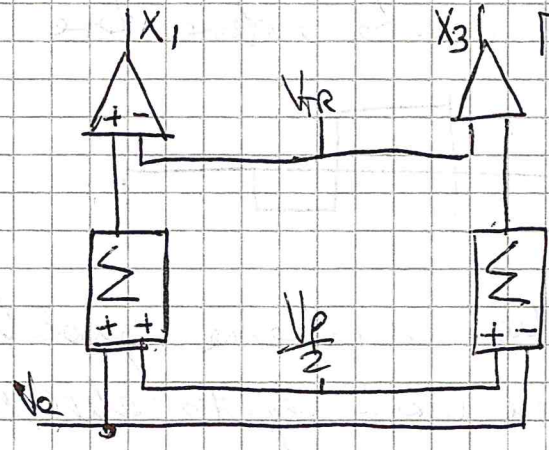
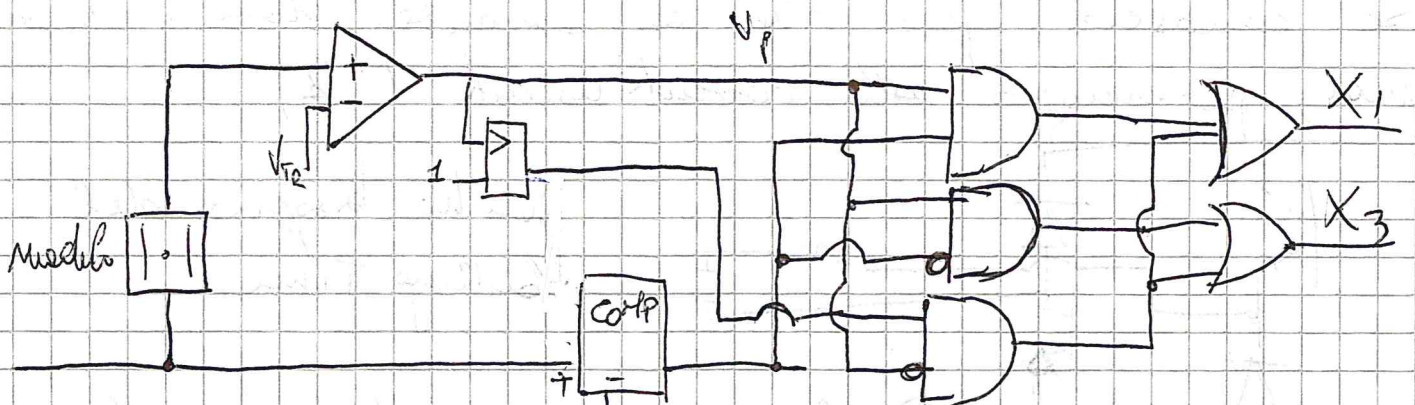


UNIPOLAR

Se chiedo di lavorare in quadranti che non sono (teoricamente) ~~positivi~~ negativi in un funzionamento discontinuo.

Nel funzionamento a fonte invariata devo fare attenzione alla corrente, fare sensing e impedire il funzionamento discontinuo.





Con questo si consente la modulazione PWM sinusoidale.

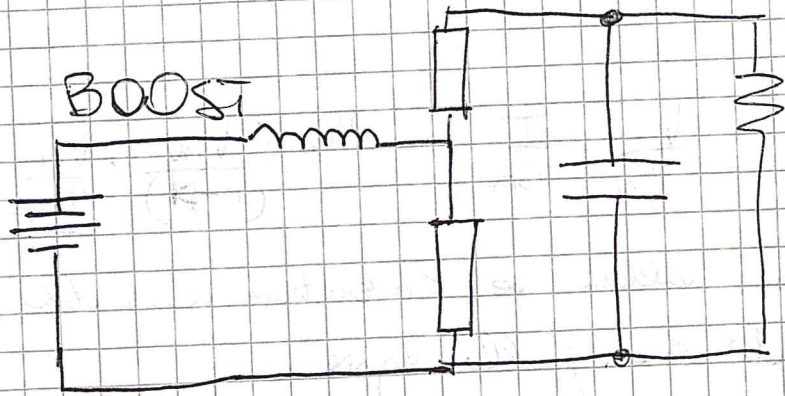
Per fare ciò, a devono esserci più periodi triangolari dentro la portante che voglio fare

$\frac{V_a}{V_R} < 1$  per evitare sovrarmaturazione.

Altrimenti potrebbero crearsi delle armoniche che potrebbero portare a valori medi e quindi fenomeni continui su, per esempio, trasformatori, causando problemi di riscaldamento.

Bisogna anche controllare il numero di triangoli nel periodo





$$V_{\beta 0} = d V_{\alpha 0}$$

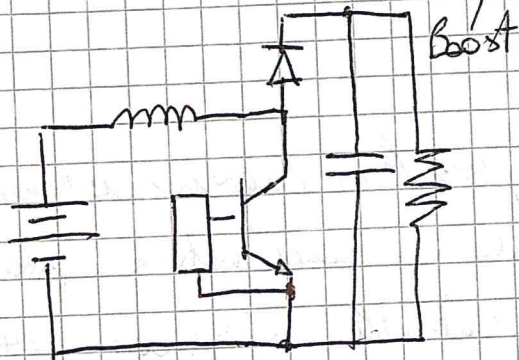
$$I_{\alpha 0} = d I_{\beta 0}$$

$$P_{in} = V_{\alpha} \cdot I_{\alpha} = \frac{V_{\beta 0}}{d} \cdot d \cdot I_{\beta 0} = V_{\beta 0} I_{\beta 0} = P_{out}$$

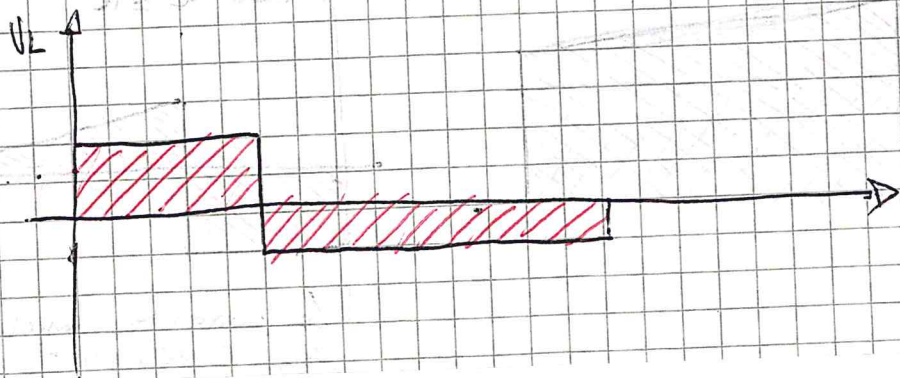
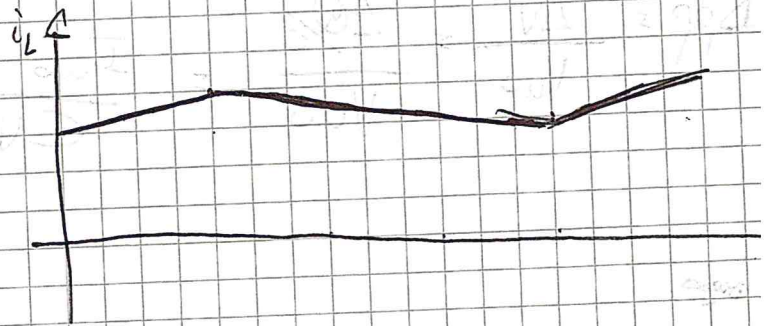
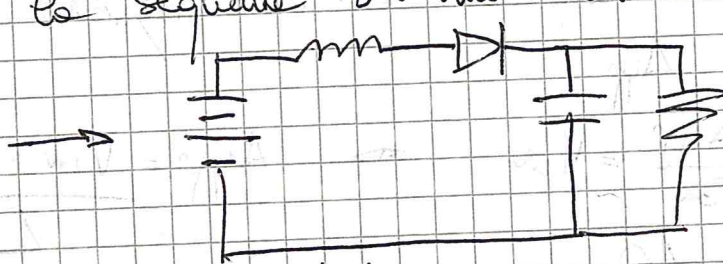
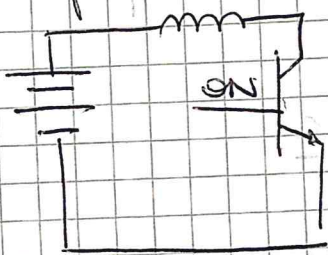
$$V_{in 0} = V_{i 0} = V_{\beta 0} = d V_{\alpha 0} = d V_{z 0} = d V_{u 0}$$

$$V_{u 0} = \frac{V_{in 0}}{d} \quad 0 < d < 1$$

$$\Rightarrow V_{u 0} > V_{i 0}$$



Operazione transiente la sequenza di due stati



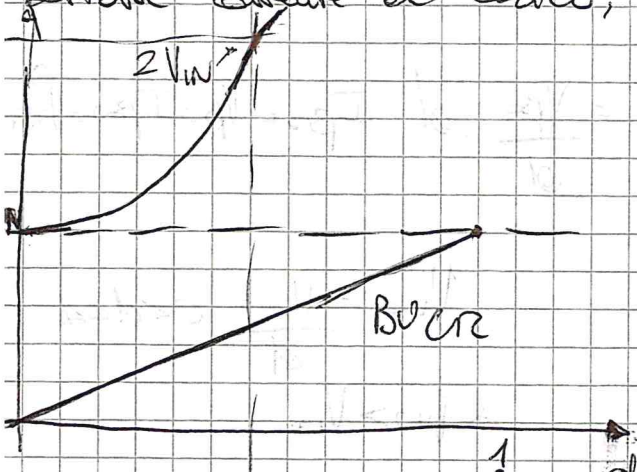


$$V_{in} \cdot T_{on} + (V_{in} - V_{uo}) T_{off} = 0$$

$$V_{in} (T_{on} + T_{off}) = V_{uo} T_{off}$$

$$\frac{V_{uo}}{V_{in}} = \frac{T}{T_{off}} \quad V_{uo} = \frac{V_{in}}{(1-d)} = \frac{V_{in}}{\frac{T_{off}}{T}}$$

L'equazione precedente, con  $\frac{V_{in}}{d}$  era valida se l'interruttore comandato portava corrente al carico, quindi era quello sopra.



L'equazione è valida fino al  $\frac{1}{2}$  di  $d$ . Per le perdite limitare la tensione massima.

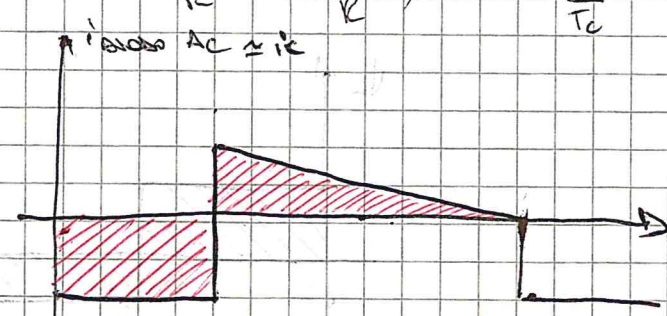
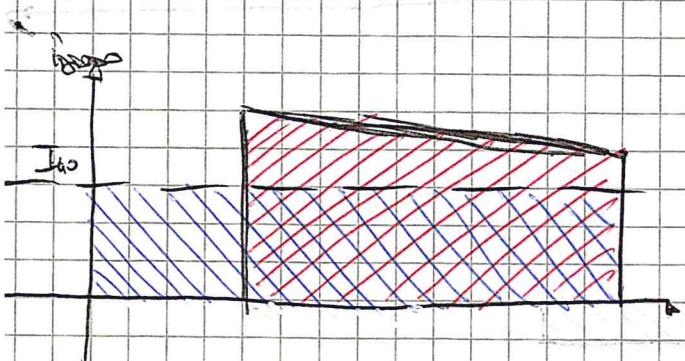
Per il boost, ottengo PF alti, infatti è presente in ingresso un induttore che livella la corrente. Si può mettere anche un condensatore prima dell'induttore per la corrente del filo. Questo non è molto utile, in ingresso infatti ci può essere solo la componente ed altre frequenze, così come il ripple.

Controllo ora la  $\Delta_{ipp}$

$$V = L \frac{di}{dt} = L \frac{\Delta_{ipp}}{T_{on}} = V_{in} \Rightarrow \Delta_{ipp} = \frac{V_{in} \cdot d T_c}{L}$$

$$\Delta_{pp} = \frac{\Delta V}{V_{uo}} = \frac{\Delta Q / C}{V_{uo}} = \frac{I_{uo} \cdot T_{on}}{C V_{uo}} = \frac{d T_c}{RC} (1-d)$$

$$\frac{I_{uo} \cdot R}{R} = \frac{V_{uo}}{R}; \quad T_{on} = d \frac{T_c}{T_c} T_c = d T_c$$



La corrente media in un periodo è 0 sul condensatore



$$\text{Ripple} = \frac{1}{2fB} \frac{d}{f_c \cdot RC} = D$$

Se usi un condensatore ceramico vanno utilizzati, per un periodo un certo numero di condensatori, in modo da ottenere il valore richiesto, facendo attenzione alle risonanze.

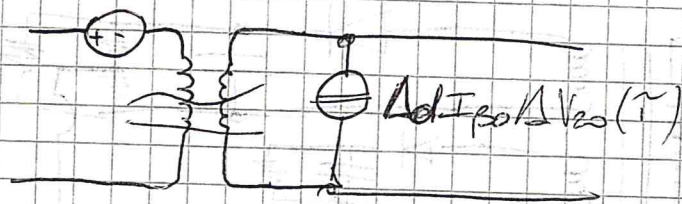
Modello alle variazioni

$$V_{\beta 0} = d \cdot V_{\beta 00}$$

$$V_{\beta 0}(\pi) = V_{\beta 0} + \Delta V_{\beta}$$

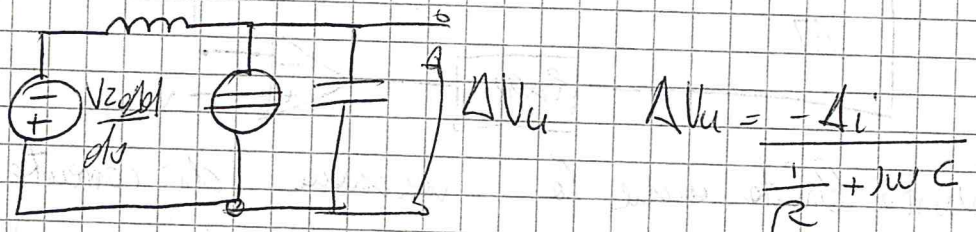
$$d(\pi) = d_0 + \Delta d$$

$$V_{\alpha 0} = V_{\beta 00} + \Delta V_{\alpha}$$



Si ottengono due poli e uno zero

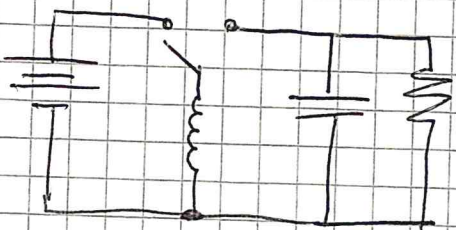
$$\left. \frac{\Delta V_u}{\Delta d} \right|_{\Delta V_u = 0}$$



Il filtro in ingresso potrebbe polarizzare le dinamiche.

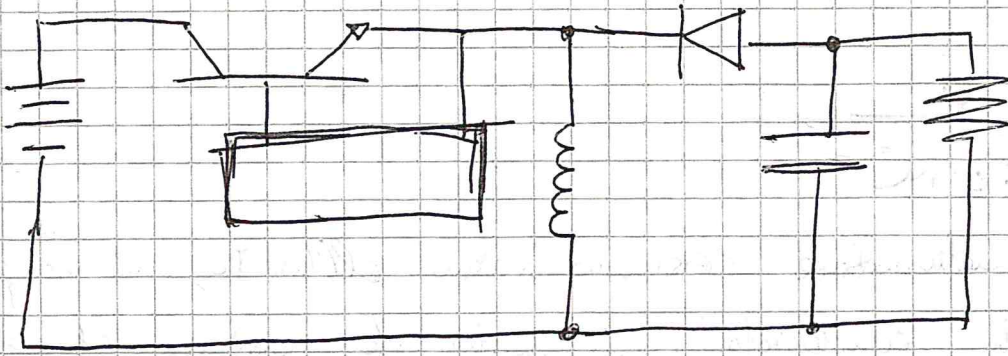
Un modello più accurato è detto: SPACE STATE AVERAGING

BUCK-BOOST

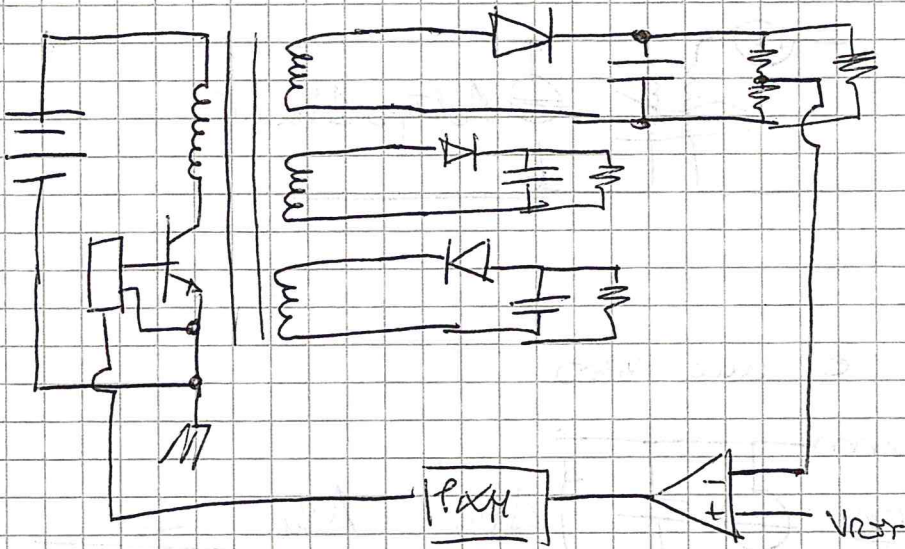


BUCK-BOOST INVERTER





Con duty  $< 50\%$ , ne si dice, altrimenti in serie  
 Il flyback isola le uscite tramite trasformatori.



L'ottimizzazione deve essere  
 fatta e non saturare  
 il circuito magnetico  
 Bisogna trovare  
 questo più grande.

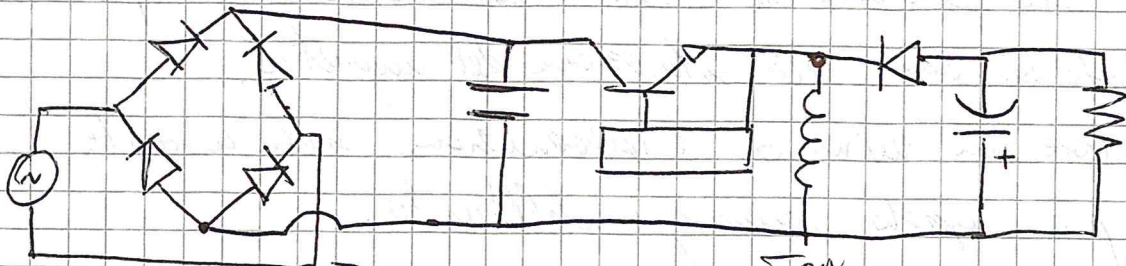
Questo limite anche lo vediamo di corrente nel buck-boost.

In un flyback sono più scelti del rapporto di

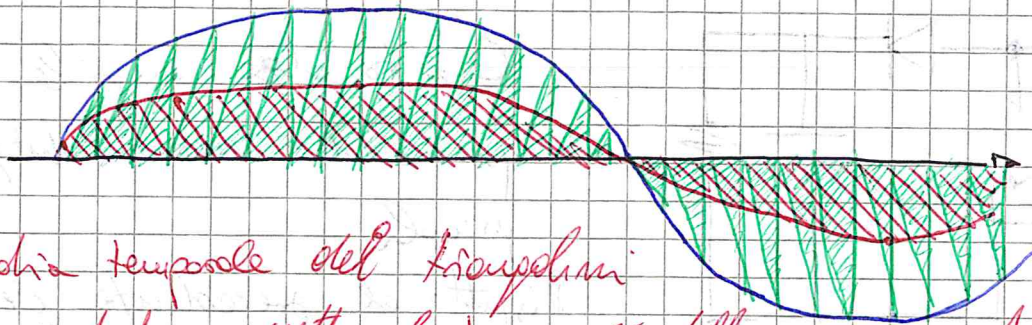
Se si finisce in funzionamento discontinuo, la relazione  $\frac{D}{1-D} V_{in} < V_{out}$   
 non vale più, ma  $V_{out} \geq \frac{D}{1-D} V_{in}$  e diventa funzione della  
 $\frac{D}{1-D}$ .

Il controllare allora funziona il duty.





$$\Delta i = \frac{V_{in} \cdot d \cdot T}{L} \approx \frac{V_{in} \sin(\omega t) \cdot d \cdot T}{L}$$



La media temporale del triangolino  
ma non mediate rispetto al tempo  $T$  della sinusoida.

L'inviluppo è una sinusoida (l'inv della corrente)

$$\frac{\text{AREA TRIANGOLARE}}{T} = I_{INO} = \frac{\frac{1}{2} T_{ON} \cdot \Delta i}{T} = \frac{\frac{1}{2} T_{ON} V_{in} d \sin(\omega t)}{L T}$$

$$= \frac{V_{in} \sin(\omega t) \cdot d \cdot T}{L}$$

Questo può essere visto come un circuito PFC. Il condensatore toglie gli spikes.

Nel flyback ci possono essere alcune induttanze disperse ed abbiamo che possono causare degli spikes. Il condensatore arriva subito dopo il ponte, serve a questo proposito, cioè da snubber.

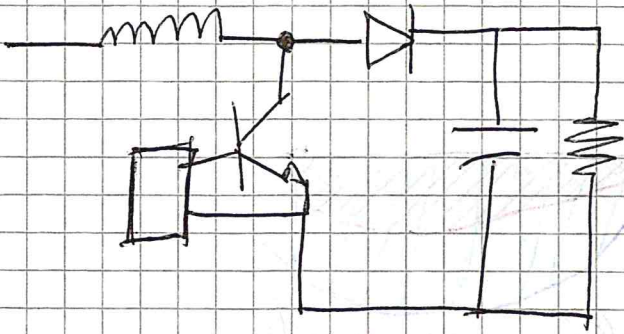
Per migliorare il rendimento, si usa fare la retroazione <sup>in tensione</sup> ma anche sulla corrente dello switch. Però questo più velocemente nell'uscita.



Viene per usate anche per stimolare la saturazione del magnetico. Il problema in usate non è abbastanza rapido e permettere l'interferenza sulle saturazione del magnetico.

Stappi dovò filtrare un minimo l'interferenza sulle corrente, ma è molto più rapido comunque dell'usate.

- Boost con PFC -



Questo deve un po' la tensione, perciò deve essere duty troppo piccoli.

Rispetto al precedente c'è anche un'area di discesa che lo rende

ancora più simile ad un'onda triangolare, e non deve discesa. La discesa è influenzata dalla tensione in usate. Con queste

Si possono anche creare con frequenze variabili, che si accende quando tocca lo zero in discesa. Funziona in Boundary Mode.

Un boost con controllo isteretico della corrente è il più efficace.

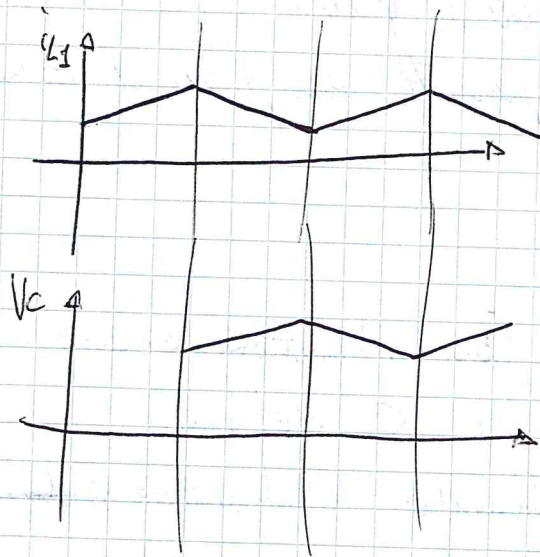
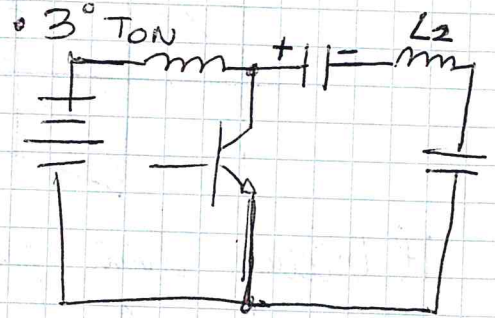
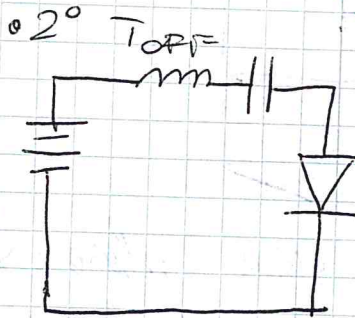
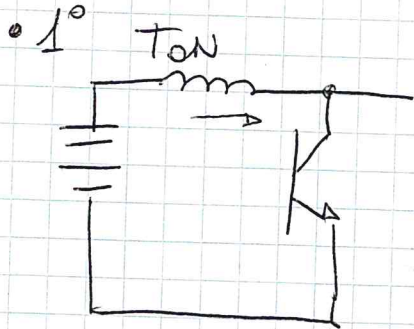
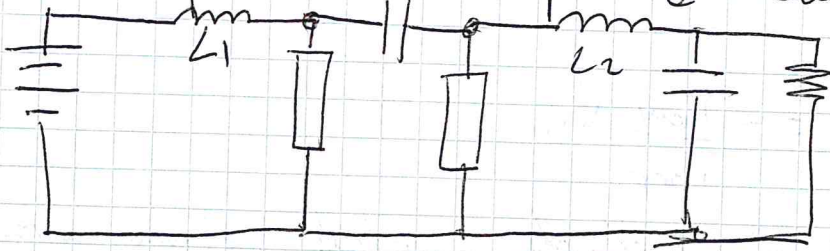
"Current Waveform distortion in PFC..." Zindin, Tucco, Anzani.

Il boost fa pochi  $\theta$ , ma la PFC è perfetta.



-CŪK-

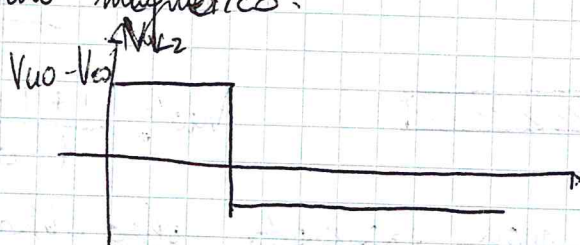
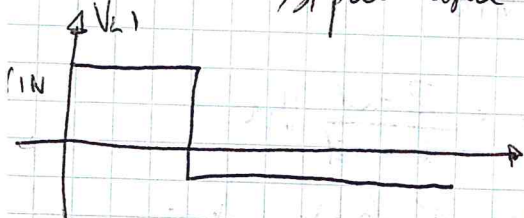
È complementare rispetto al buck-boost



3° si carica  $L_2$  con l'energia del condensatore.

Peri nel  $T_{OFF}$  carica il condensatore e si invertente.

Nei  $T_{OFF}$  si carica il condensatore, nel  $T_{ON}$  si carica gli induttori. Per, visto che le rimpie sono in serie per l'induttore di induttanza, si può usare lo stesso magnetico.



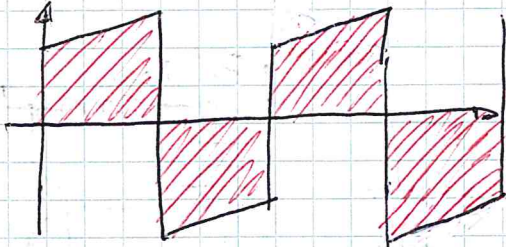


$$\textcircled{1} V_{IN} T_{ON} + V_{IN} T_{OFF} = +V_{CO} \cdot T_{OFF} \quad V_{CO} = \frac{V_{IN} T}{T_{OFF}}$$

$$\textcircled{2} (V_{CO} - V_{CO}) T_{ON} + V_{CO} \cdot T_{OFF} = 0 \quad V_{CO} T = -V_{CO} T_{ON}$$

$$V_{CO} = \frac{T_{ON}}{T_{OFF}} V_{IN} = -\frac{T_{ON}}{T_{OFF}} V_{IN}$$

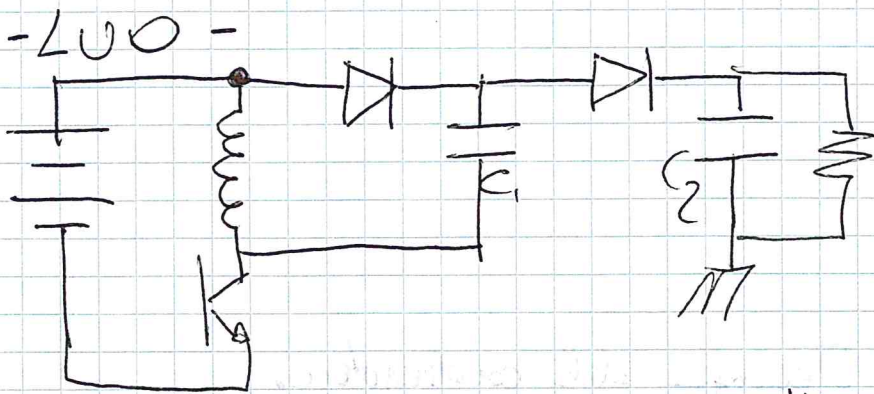
Se facciamo il bilancio sul condensatore centrale c'è una corrente.



Il bilancio allora per la stessa relazione sulle correnti.

Ho un buon PFC, però il condensatore deve essere di qualità.

Tensione attenuata alta, poche perdite e permette accoppiarsi di tempo contenuti.

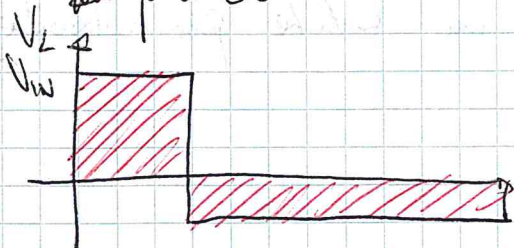


Con interruzione eccessiva, su  $C_1$  c'è  $V_{IN}$ .

Quando l'interruttore si chiude e il terminale basso va a  $V_{IN}$  e l'altro, non potendosi spostare,

va a  $2V_{IN}$ . Il secondo è invece quasi sempre con tensione

più alta



$$V_{IN} T_{ON} + 2V_{IN} T_{OFF} - V_{CO} T_{OFF} = 0$$

$$V_{CO} = \frac{T_{ON} + 2T_{OFF}}{T_{OFF}} V_{IN}$$

$$V_{CO} = \frac{1 + 1 - d}{1 - d} = \frac{2 - d}{1 - d} V_{IN}$$

Con duty non esogeno o di importanza la tensione  $V_{CO}$ .

per esempio  $d = \frac{1}{2} \Rightarrow V_{CO} = 3V_{IN}$

Rezi 3d