

ELETTRONICA DI POTENZA E CONTROLLO

[Fotocopie di Appunti]

A CURA DI ALESSANDRO PAGHI

PROFESSORE:

Giuseppe Iannaccone (<http://www.iannaccone.org/>)

Paolo Emilio Bagnoli (<http://www.iet.unipi.it/p.bagnoli/>)

LINK AL CORSO ANNO 2016/2017:

<http://www.iannaccone.org/epc2017/>

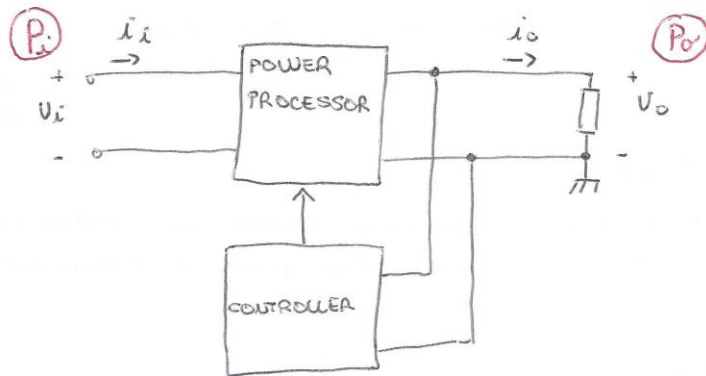
<http://www.iet.unipi.it/p.bagnoli/>

FREQUENTAZIONE: Sconsigliata.

ELETTRONICA DI POTENZA

Ha il compito di processare e controllare il flusso di energia elettrica fornendo tensioni e correnti in forma ottimizzata per il carico utente.

SCHEMA A BLOCCHI DI UN SISTEMA DI POTENZA



P_o : Potenza di out

$$P_{loss} = P_i - P_o$$

P_i : Potenza di in

η : Efficienza di conversione, $\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_o}{P_o + P_{loss}}$

$P_{loss} \downarrow \Rightarrow \eta \uparrow$

Ridurre P_{loss} : si usano sistemi switching.

Idoneamente usando utilizzabile componenti che non dissipano potenza per effetto Joule.

- L ;
- C ;
- Switch ideali.

Gli switch vengono realizzati con MOS (interdizione / rilascio) e BJT (interdizione / saturazione).

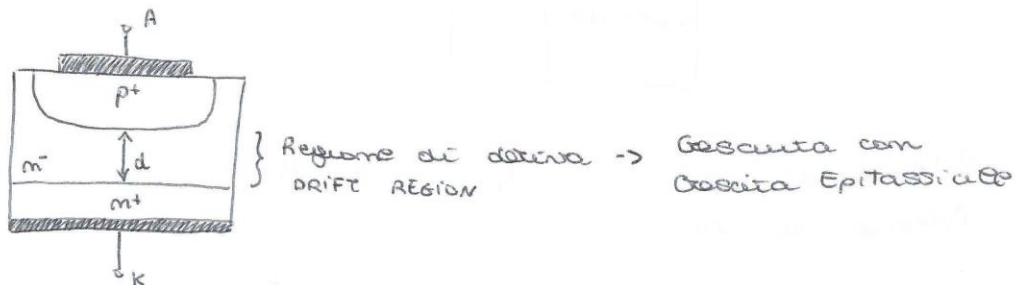
DISPOSITIVI ELETTRONICI DI POTENZA

Classificazione in base al grado di controllabilità:

- 1) ON OFF dipende dal circuito esterno (diodi)
 " " " "
- 2) ON OFF dipende da un segnale di controllo (SCR)
 " dal circuito esterno
- 3) ON OFF dipende da un segnale di controllo (MOS, BJT, JFET, GTO, IGBT)
 " " " " " "

DIODO DI POTENZA

È un dispositivo verticale, in modo tale da poter avere una maggiore sezione e condurre più facilmente.



Anodo e Catodo drogati rispettivamente p+ ed n+ per migliorare la conta del contatto ohmico con il metallo.

Giunzione nera: p+/n-

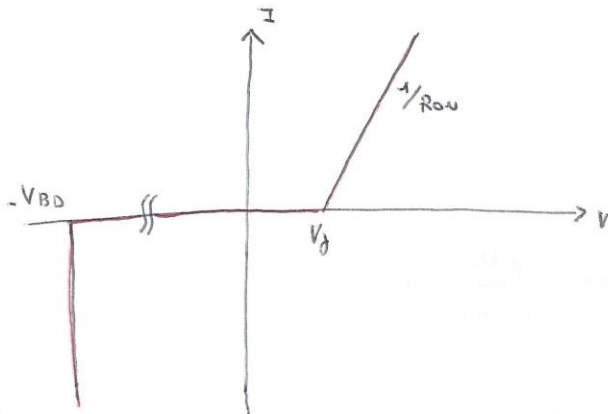
La regione n-, conosciuta come Regione di deriva, essendo poco drogata è una regione ad alta resistività. Il fine è quello di aumentare V_{BO} .

Quando il diodo è polarizzato in inversa tutta la regione di arrestamento corrisponde alla regione n- e quindi tutto il potenziale si applica.

La regione di destra sostiene tutta la tensione inversa.

In conduzione però: $d \uparrow \Rightarrow R_{SERIE} = R_{ON} \uparrow$

CARATTERISTICA DEL DIODO DI POTENZA



BREAK DOWN DEL DIODO DI POTENZA

1) Diodo senza Punchthrough

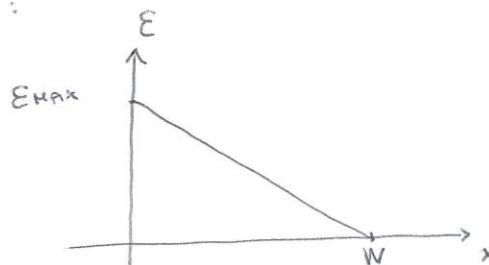
La ZDS non raggiunge la regione drogata n⁺

W: Spessore ZDS.

Supponendo che tutto il potenziale cada nella regione di destra ed utilizzando l'approssimazione di distribuzione completa:

$$E_{MAX} = \frac{qN_D W}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}$$

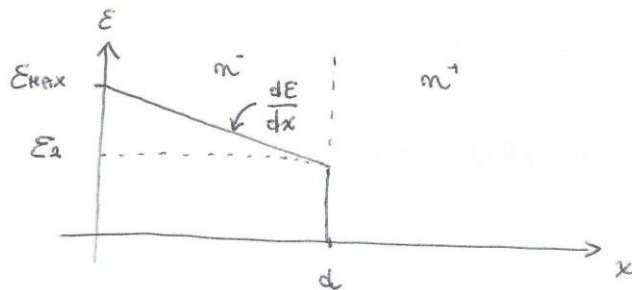
$$\phi = \frac{1}{2} \frac{qN_D W^2}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r} = \frac{1}{2} E_{MAX} \cdot W$$



De Breakdown: $V_{BD} = \frac{1}{2} E_{BD} \cdot W_{BD}$ con $W_{BD} \ll d$

2) Diode con Punchthrough

La ZDS raggiunge la regione drogata n^+ .



$$\phi = \frac{(E_{MAX} + E_2) \cdot d}{2}$$

$$\frac{dE}{dx} = - \frac{qN_D}{\epsilon_0 \epsilon_r}$$

$$E_2 = E_{MAX} - \frac{qN_D}{\epsilon_0 \epsilon_r} \cdot d$$

Caso limite: $N_D \sim \phi \Rightarrow E_2 \sim E_{MAX}$

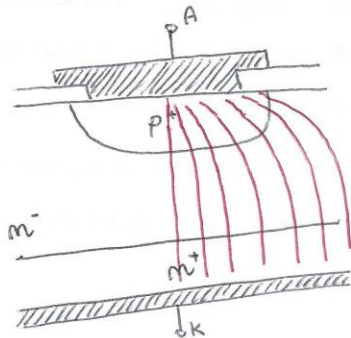
da cui risulta $\phi = E_{MAX} \cdot d$

se break down: $V_{BD} = E_{BD} \cdot d$

A parità di d ed E_{BD} , la diode con Punchthrough presenta un V_{BD} doppia rispetto al caso senza Punchthrough.

EFFETTI IN POLARIZZAZIONE INVERSA

CURVATURA DELLA DIFFUSIONE P^+



• Linee di campo ~~decur~~

Le linee di campo si addensano nella regione p^+ \Rightarrow il campo elettrico aumenta

l'aumentare di E comporta un accostamento nel raggiungimento di V_{BD} .

$\rightarrow V_{BD}$ si riduce.

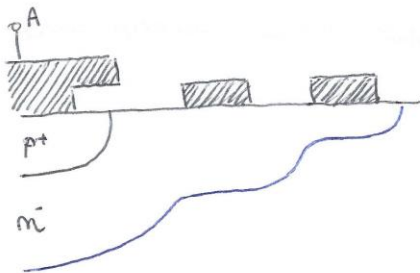
Per ridurre V_{BD} del 40% è necessario $R_{CURV} > 6W_{BD}$.

R_{CURV} : raggio curvatura della diffusione P^+ .

Questo, spesso, richiede uno spessore troppo alto dell'epitassia. Perciò è risultato di questa tecnica è limitato a diodi con $V_{BD} < 100 V$.

Per $V_{BD} > 100 V$ si usano ELETTRODI FLOTTANTI o ANELLI di GUARDIA.

ELETTRODI FLOTTANTI

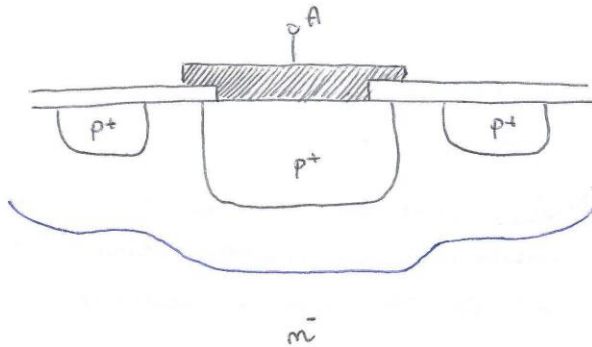


• Limite della ZDS

Gli elettrodi riducono la forma della ZDS, riducendo il campo in prossimità della curvatura per via dell'equipotenzialità della superficie metallica.

(5)

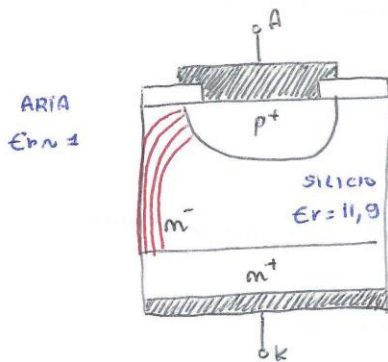
ANELLO DI GUARDIA



• Limite della zds

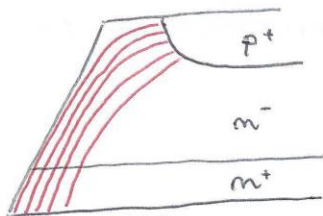
Le regioni molto drogato p+ provocano una riduzione del campo in prossimità della struttura.

GESTIONE DELLA SUPERFICIE



d'assorbimento delle linee di campo sul bordo della regione n- provoca un incremento del campo elettrico e quindi una riduzione di Vds.

Soluzione: BEVELING (il taglio obliquo)



Si aumenta la lunghezza delle linee di fatto per ridurre il campo elettrico all'interfaccia con l'aria.

Le linee sono comunque abbinate ma compiono un percorso più lungo.

$$\left(E \sim \frac{V}{d} \right)$$

EFFETTI IN POLARIZZAZIONE DIRETTA

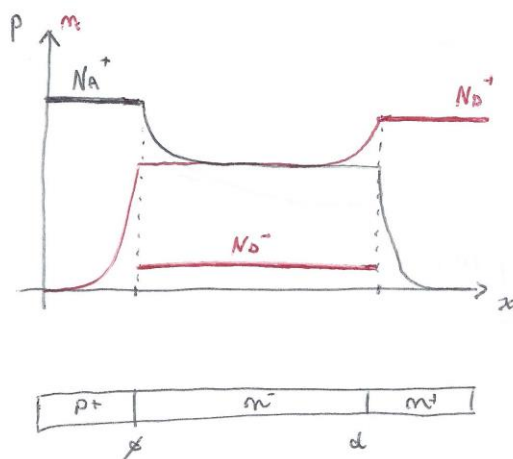
MODULAZIONE DELLA CONDUTTIVITA'

Effetto recentemente osservato in tutti i dispositivi di potenza con giunzione PN

Bassa Iniezione: Concentrazione di minoritari trascurabile rispetto al drogaggio

Alta Iniezione: Il numero di minoritari supera il numero di maggioritari

Il diodo funziona in alta iniezione in regime di deriva



Profilo della diffusione di elettroni e lacune.

== drogaggio

Profilo di elettroni e lacune.

Condizione di equilibrio in regime di deriva:

Situazione di alta iniezione: $p \approx n \approx n_A \gg n_D^-$

Nell'interno della regione di deriva si crea un PLASMA DI CARICHE: È una zona carica sia di elettroni che di lacune ma complessivamente neutra.

Ciò comporta un sensibile aumento della CONDUTTIVITA' della regione di deriva a causa di un sensibile aumento della corrente di deriva.

(7)

A: sezione della regione di deriva

$$I = A \cdot q \mu_n n \left(\frac{V_d}{d} \right) + A q \mu_p p \left(\frac{V_d}{d} \right) = A q n_a (\mu_n + \mu_p) \cdot \frac{V_d}{d}$$

↑ costante di deriva.

non R_0 però identificato n_a .

R_0 esatto in termini di tempo di ricombinazione.

La concentrazione di n e p nella regione di deriva dipende da quanto velocemente ricombinano e da quanto velocemente vengono riforniti.

τ : tempo di vita dei portatori in regione di deriva

$$I = \frac{Q}{\tau} \quad Q: \text{carica nella regione di deriva complessiva.}$$

$$= \frac{A d q n_a}{\tau}$$

$$\Rightarrow \cancel{A} \cancel{q} \cancel{n_a} (\mu_n + \mu_p) \frac{V_d}{d} = \frac{\cancel{A} d \cancel{q} \cancel{n_a}}{\tau}$$

$$V_d = \frac{d^2}{\tau (\mu_n + \mu_p)}$$

V_d è proporzionale a d^2

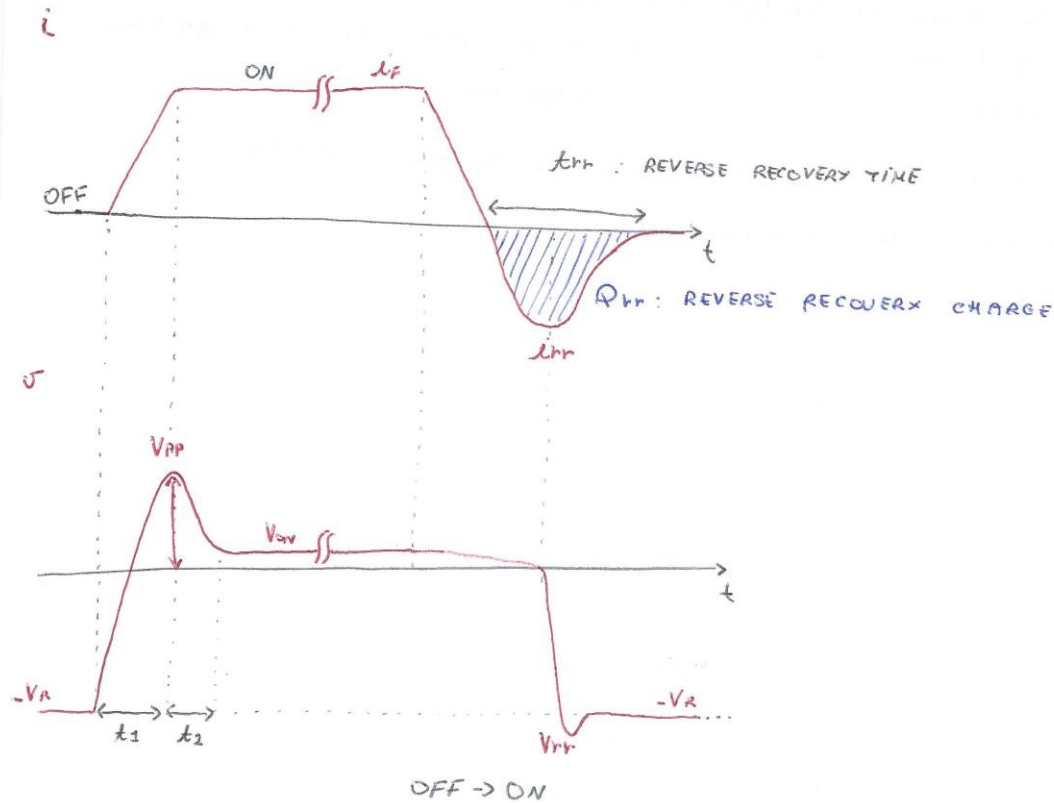
V_d : caduta di tensione nella regione di deriva.

in conduzione perde parte della tensione applicata.

$V_d \propto I$ tramite μ_n e μ_p .

$$\Rightarrow V_{ov} = V_f + V_d.$$

COMMUTAZIONE



La sovralonga di V nel transitorio di accensione è un effetto esclusivo del diodo di potenza dovuto alla modulazione di conduttività.

$$t_2 > t_1$$

Durante t_1 si riduce la ZBS, fino alla sua totale eliminazione nell'ordine temporale dei ns.

In questo momento non c'è modulazione della conduttività nella regione di deriva che causa un'alta resistenza.

Durante t_2 si ferma il processo di carica nell'ordine temporale dei μs . Si ha una modulazione della conduttività che riduce la resistenza della regione di deriva.

ON → OFF

Durante la fase di spegnimento la corrente diventa prima negativa e poi tende a 0 per via del fatto che c'è molta carica nella regione di deriva.

Si possono distinguere due fasi di spegnimento:

- Arrestamento del plasma;
- Creazione della ZDS;

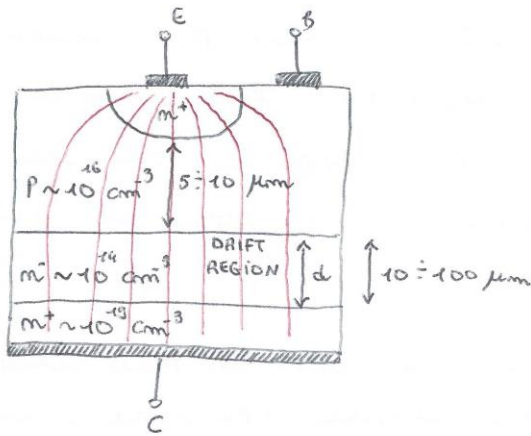
BJT DI POTENZA



È un dispositivo verticale.

n⁺ cresciuto con crescita epitassiale.

• linee di campo elettrico.



La struttura verticale garantisce un'ampia sezione di conduzione, una "bassa" resistenza serie di elettrodi per via della vicinanza tra contatti n⁺/c ed p/n⁺, una bassa resistenza termica.

In presenza di Punchthrough: $V_{B0} \sim d \cdot E_{B0}$

La spessore della base lo rende non adatta per sostenere tensioni inverse tra B e C significative; quando applico una tensione inversa tra B e C la ZOS penetra anche in base perché essa è poco drogata.

Lo spessore della base deve garantire che la ZOS tra B e C non arrivi ad E, che comporterebbe un c.e. tra C ed E (REACHTHROUGH).

⇒ La corrente di potenza offerta dalla base scempera.

A causa dello spessore non limitato della base, β_F si riduce. $\beta_F \sim 5-10$

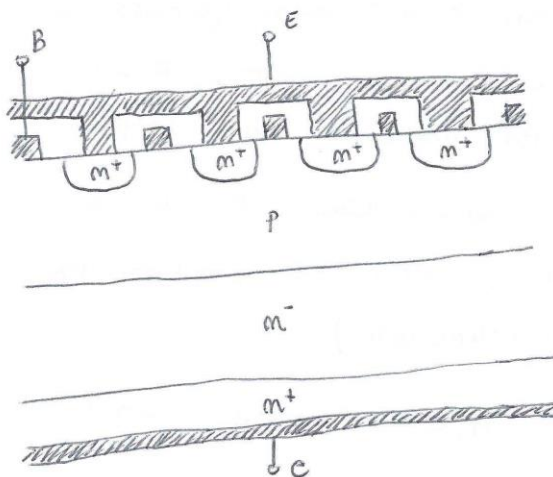
Analizzando le linee di flusso del campo elettrico, queste si addensano in prossimità di E.

Questa disomogeneità del potenziale può provocare un problema di fuga termica: dove la UBE locale risulta essere un po' più elevata può passare una corrente locale maggiore, localmente R_0 quindi una dissipazione maggiore che provoca un nuovo innalzamento del livello di corrente condotta localmente.

Questo fenomeno di reazione positiva può provocare un forte riscaldamento locale che porta alla rottura del dispositivo.

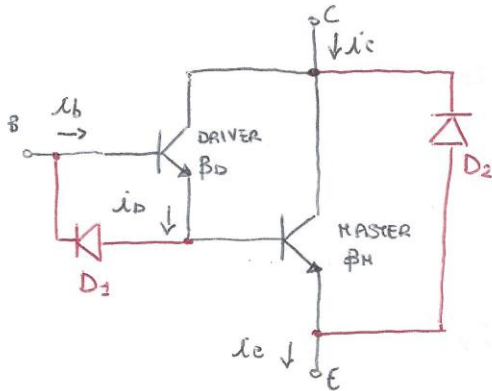
Soluzione: STRUTTURA MULTI-ELETTRODE

Per grosse correnti conviene di ridurre la lunghezza tra contatto di base e base intrinseca, riducendo l'effetto di CURRENT CROWDING.



BJT DARLINGTON

Struttura che consente di ottenere β_F elevato.



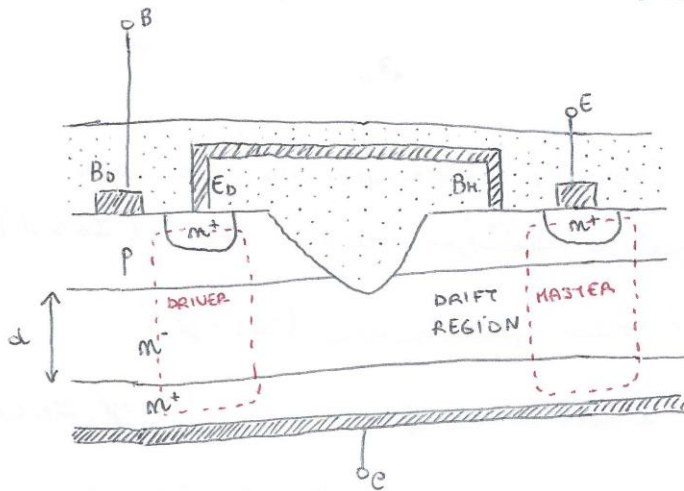
$$i_c = \beta_D i_b + \beta_H i_e$$

$$= \beta_D i_b + \beta_H (\beta_D + 1) i_b$$

$$\beta_{eq} = \beta_D + \beta_H + \beta_H \beta_D \approx \beta_H \beta_D$$

$$\left(\beta_{eq} = \frac{i_c}{i_b} \right)$$

Il dispositivo presenta una struttura verticale.

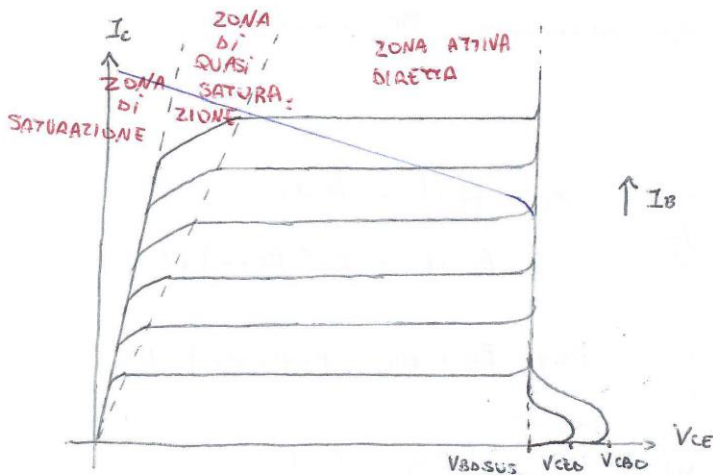


La struttura rappresentata non tiene conto di D1 e D2.

Quando si usa il DARLINGTON come interruttore controllato, durante lo spegnimento, estraiamo portatori da B_D invece di spegnere il DRIVER ma non il MASTER. D₁ consente di estrarre cariche da B_M, riducendo il processo di spegnimento.

D₂ è un diodo di recupero

CARATTERISTICA DI USCITA DEL BJT DI POTENZA



Zona di quasi saturazione caratterizzata da un guadagno di corrente con resistenza di uscita non troppo elevata.

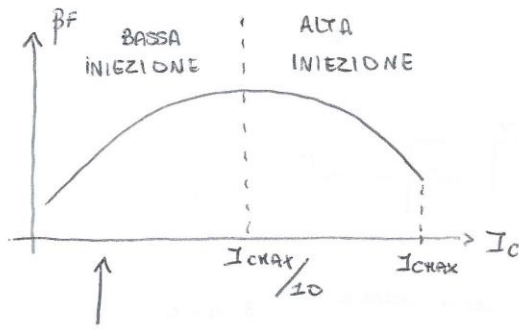
BreakDown:

- Break Down Primario ($V_{BD\ SUS}$) corrispondente al break down a voltaggio della giunzione BC ($I_B > 0$)
- V_{CE0} : Breakdown con base flottante ($I_B = 0$)
- V_{CB0} : Breakdown con emettitore flottante ($I_E = 0, I_B < 0$)

meccanismi che inducono la corrente che passa in stato di blocco nel BJT aumentando la V_{BD} .

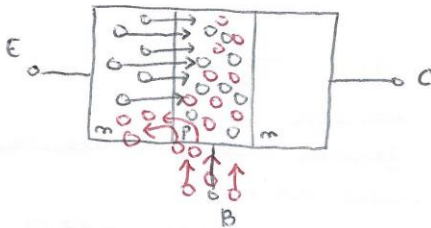
- Break down Secondario • a causa della Fuga Termica, in condizioni di funzionamento e non interruzione

Concetto di Beta Iniezione :



Concentrazione di minoritari iniettati in base trascurabile rispetto alla popolazione di lacune già presenti

Motori p-n-p per cui β_F si riduce in alta iniezione :



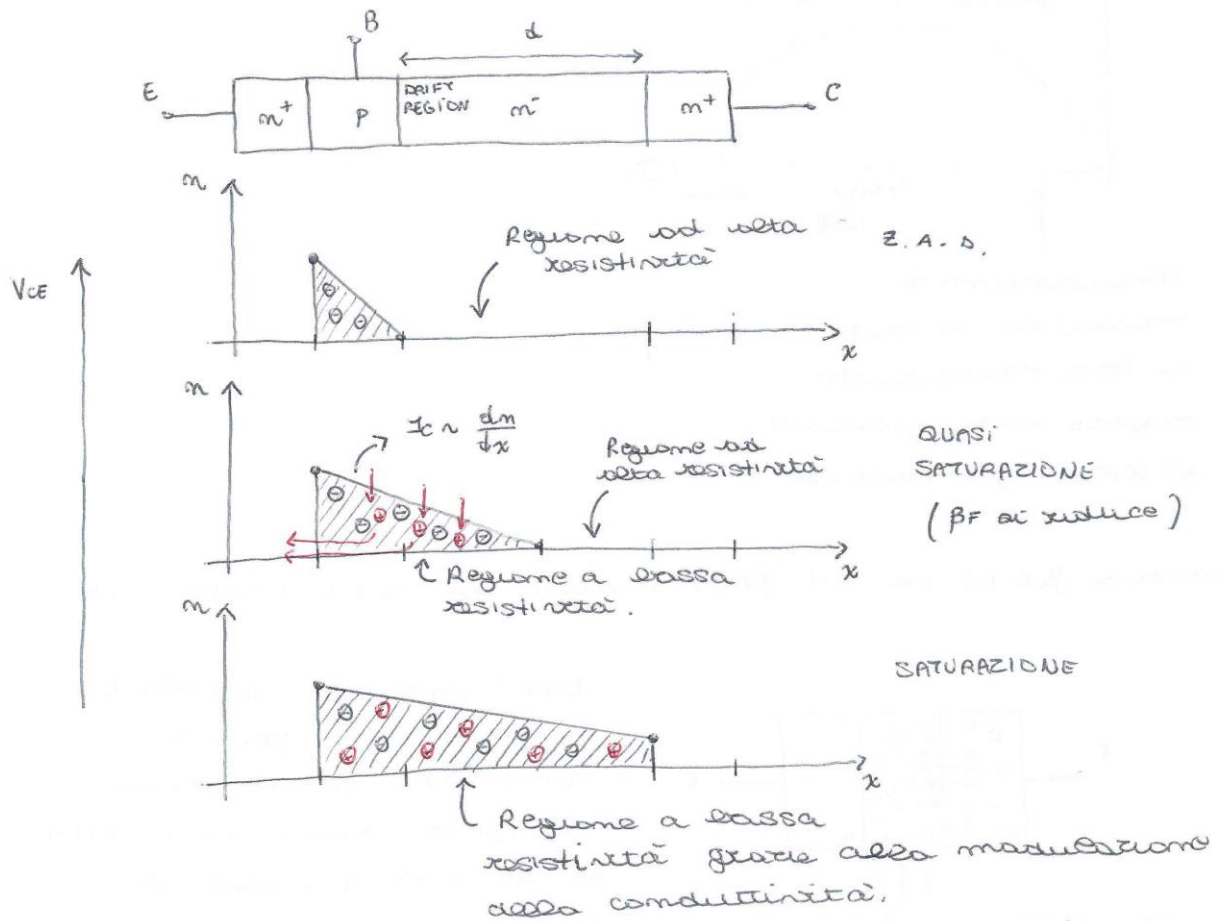
Dall' emettitore si introduce in base una grande quantità di elettroni maggiore della quantità di lacune già presenti in base.

La neutralità di carica viene alterata : la base non è più neutra ma negativa. Questo attira lacune dal contatto di base che finiscono poi inevitabilmente per diffondersi nell' emettitore.

La corrente di base ha dunque questo incremento.

$$i_b \uparrow \Rightarrow \beta_F = \frac{i_c}{i_b} \downarrow$$

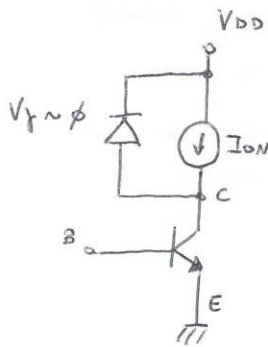
Analisi della Zona di Quasi Saturazione di un BJT di Potenza



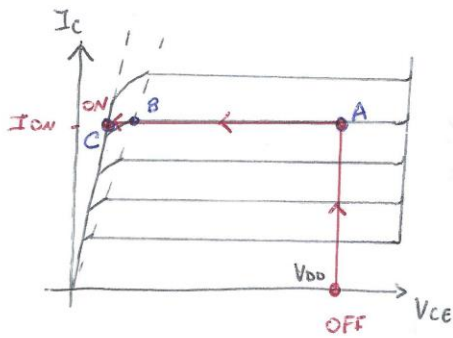
Riducendo la V_{ce} , si ha un incremento verticale della dimensione della base.

COMUTAZIONE

TRANSITORIO DI ACCENSIONE (OFF → SAT.)



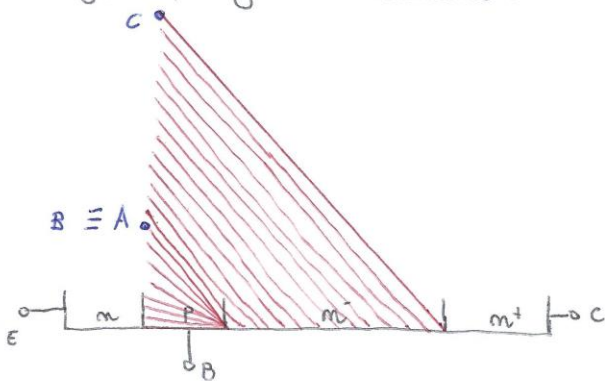
Considerando di utilizzare un carico induttivo, durante il transitorio è possibile schematizzare il bipolo con un generatore di corrente costante.



Zona attraversata:

- 1) FAR (A)
- 2) QUASI SAT. (B)
- 3) SAT. (C)

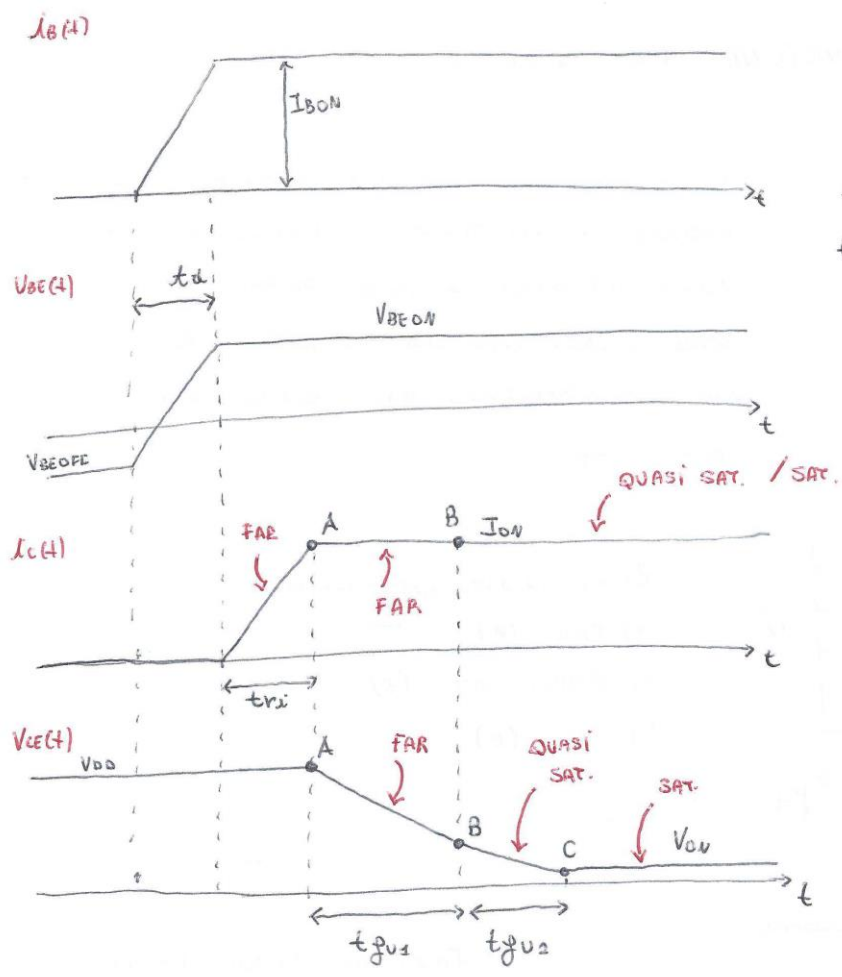
Profilo degli elettroni:



Fasi di transizione:

- 1) Incremento I_c con V_{ce} costante
- 2) Riduzione di V_{ce} ad $I_c = I_{ON}$ costante.

Se il diodo è presente nella prima fase di manomissione la V_{ce} massima.

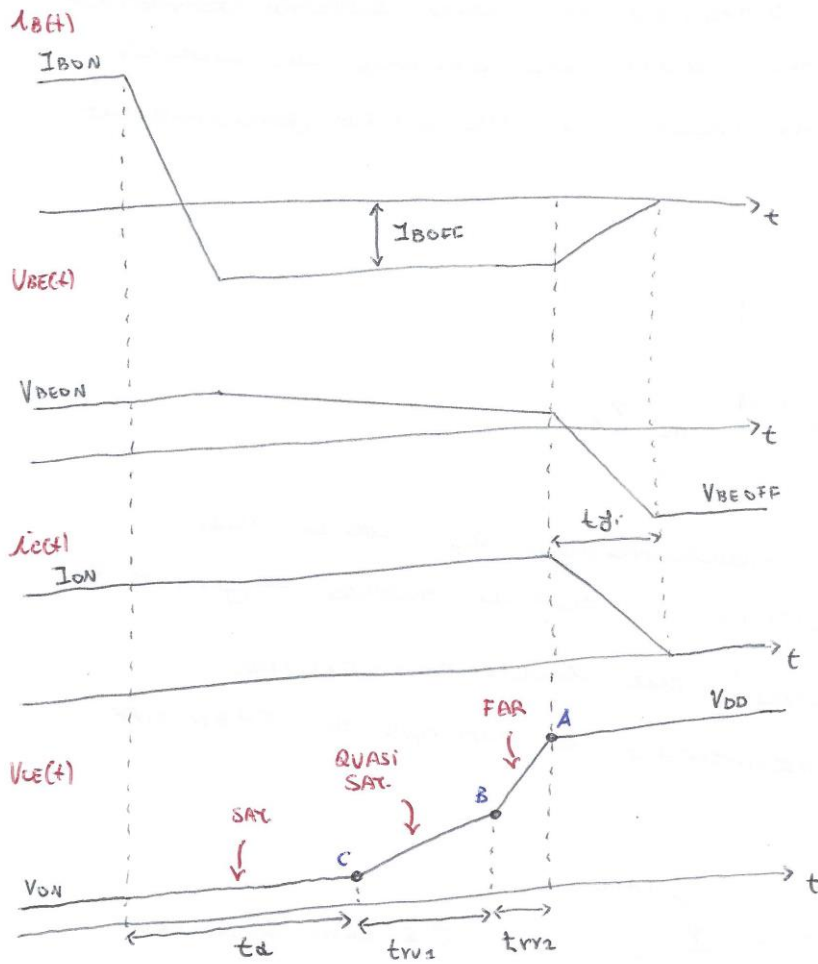


t_d : delay time
 t_{ri} : rise time
 t_{fv} : voltage fall time .

TRANSITORIO DI SPENNIMENTO (SAT. → OFF)

I_c rimane costante V_t : $V_{CE} < V_{DD}$.

Quando $V_{CE} = V_{DD}$, il diodo di riciccolo si stiva ($V_f \approx \phi$) e comincia di ridurre la corrente di collettore.



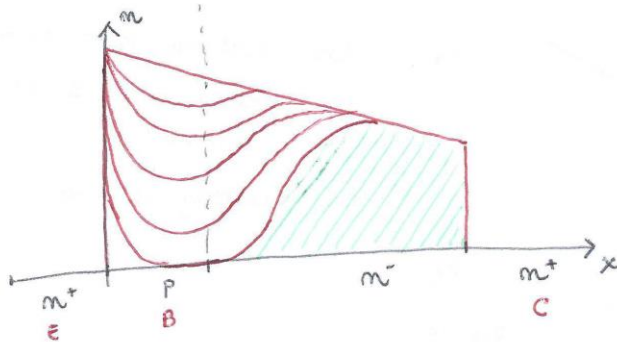
t_{rv} : voltage rise time

t_{fj} : current fall time

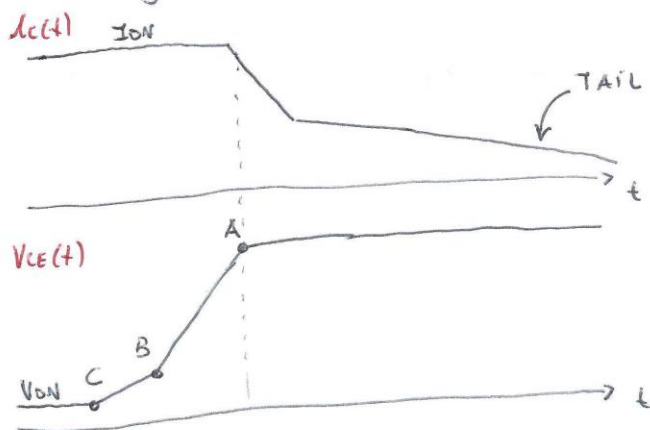
t_d : delay time

Analisi dello Spegnimento non controllato
 La volontà di controllare lo spegnimento si traduce in un limite temporale sulla variazione di I_B e conseguentemente di V_{CE} .

Se si applica una corrente in base eccessivamente negativa in modo da svuotare prima la carica accumulata può accadere il seguente fenomeno:

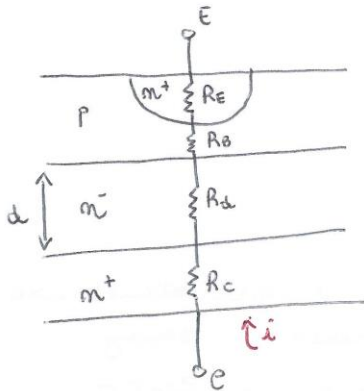


Se si svuota troppo velocemente la base può rimanere immagazzinata carica nella regione di deriva che "opaxia" per ricombinazione accumulando notevolmente il tempo di TURN OFF.



C'è un limite ad $\frac{dI_B}{dt}$.

CADUTA DI TENSIONE IN CONDUZIONE (V_{ON})



$$V_{CEsat} = V_{BEsat} - V_{BCsat} \approx 0,2V$$

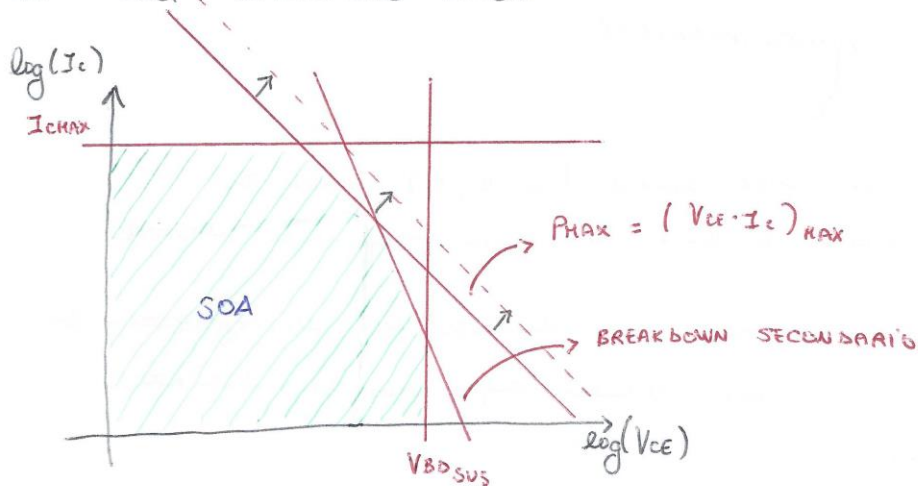
$$V_{ON} = V_{CEsat} + [R_E + R_B + R_D + R_C] \cdot I_{ON}$$

R_E, R_C ridotte dal forte drogaggio e dalla ridotta lunghezza

R_B, R_D ridotte dalla modulazione della conduttività.

$$V_{ON} \approx 1V.$$

SOA - SELF OPERATING AREA



Limitazioni:

- $I_{C_{MAX}}$ per la fuga termica
- $V_{DS_{SUS}}$ Breakdown primario giunzione BC
- Breakdown secondario
- P_{MAX} : iperbole di max dissipazione

P_{MAX} dipende dalla dissipazione media, dal 8 duty cycle di accensione - spegnimento.

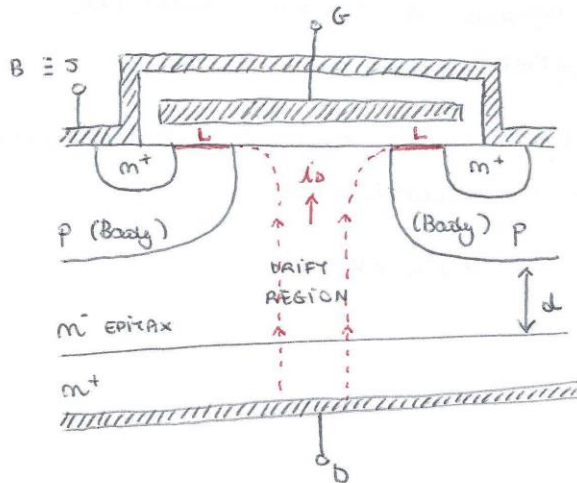
MOSFET DI POTENZA



È un dispositivo verticale.

VDMOS (DMOS)

MOSFET a diffusione verticale.



N.B.: In questa struttura Source e Body sono in corto.

$$V_{DD} \sim E_{MAX} \cdot d$$

Le transistori n-p-n parabolata (s, b, d) non si immesca in quanto $B \equiv S$ da cui risulta $V_{BE} = \phi$.

Le gate si estende sia per tutta la lunghezza di canale, sia su parte della regione di deriva.

Così comporta:

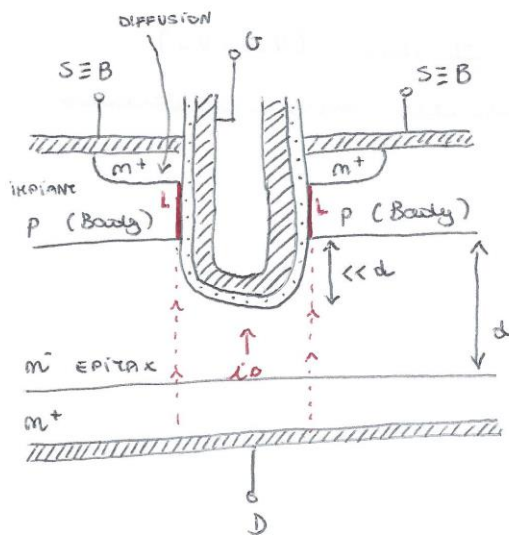
- in on, riduzione della resistenza serie per via dell'accumulazione in superficie di portatori.

La regione di deriva, in assenza di modulazione della conduttività, risulta essere una zona ad alta resistività.

- in OFF, le gate funzionano da FIELD PLATE riducendo le correnti in superficie e non facendo variare V_{DS} .

La modulazione della conduttività è assente in quanto attraverso il canale può passare un solo tipo di portatori (in questo caso elettroni).

UMOSFET



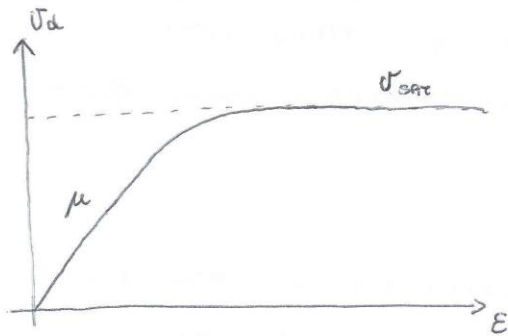
Riduzione grazie alle moderne tecnologie che consentono deposizioni conformi anche verticalmente.

Questa struttura consente di ridurre $R_{DS(on)}$ a causa della vicinanza S-D.

I MOSFET DI POTENZA funzionano tutti in regime di saturazione della velocità.

La saturazione della velocità si raggiunge per:

- Canale corto;
- alte tensioni applicate;



V_d : Velocità di drift

$$I_D \propto Q \cdot V_d$$

$$Q \propto (V_{GS} - V_T)$$

$$V_d \propto E \propto (V_{GS} - V_T)$$

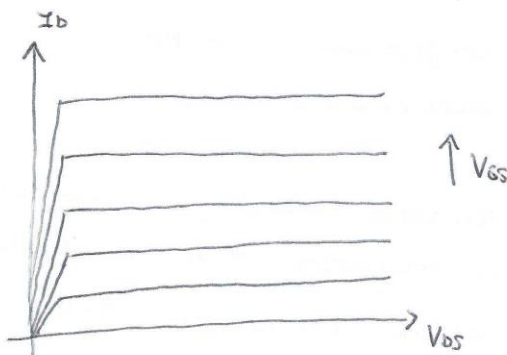
$$\Rightarrow I_D \propto (V_{GS} - V_T)^2$$

In condizioni di saturazione della velocità:

$$V_d = V_{SAT}$$

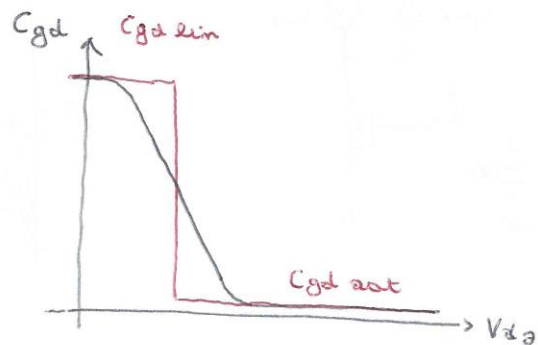
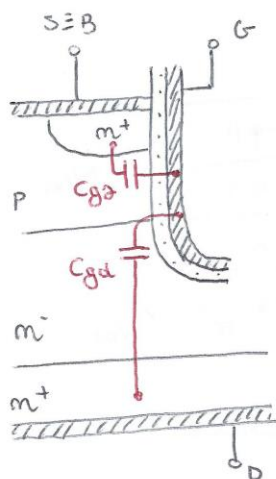
$$\Rightarrow I_D \propto (V_{GS} - V_T) \cdot V_{SAT}$$

La proporzionalità lineare di I con $(V_{GS} - V_T)$ comporta caratteristiche di uscita equi-potenziali



Per avere V_{SD} elevata è necessario avere di drenata, che comporta R_d grande.

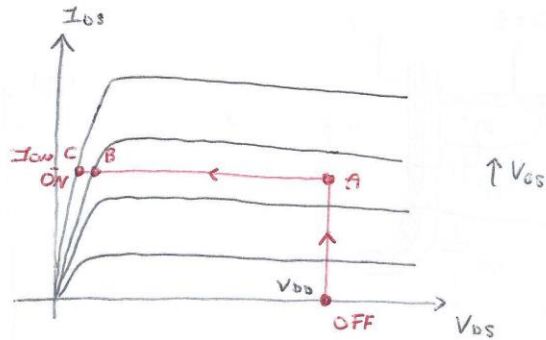
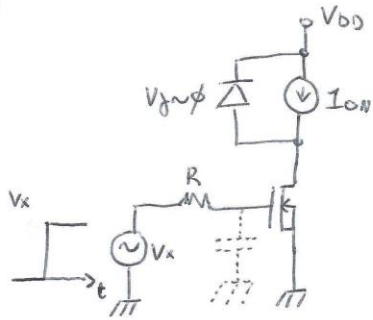
La capacità di Gate risulta essere sostanzialmente variabile:



A basse V_{ds} , C_{gd} è elevata a causa della transconduttività della ZDS.

Ad alte V_{ds} , in SAT., la ZDS è totalmente invertita e ciò riduce C_{gd} .

COMMUTAZIONE DEL MOSFET DI POTENZA TRANSITORIO DI ACCENSIONE

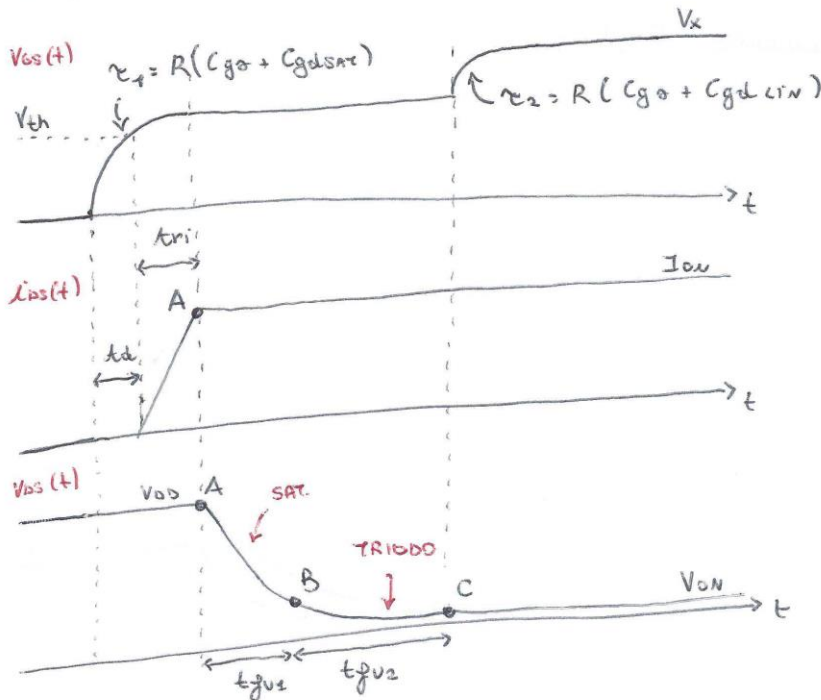


Fasi di accensione:

- 1) Innalzamento di I_{os} a $V_{ds} = V_{DD}$ costante
- 2) Riduzione di V_{ds} a $I_{os} = I_{ON}$ costante

AB: zona di saturazione

BC: zona di TRIODO



Inizialmente il MOS è spento. Quando applico un gradino di tensione la corrente era zero nel tempo grazie ad R dovuta alla capacità parassite del MOS $C = C_{gs} + C_{gdSAT}$.

I_{DS} aumenta a $V_{DS} = V_{DD} = \text{cost}$ solo quando $V_{GS} > V_{th}$.

Quando $I_{DS} = I_{DD}$, V_{GS} comincia a decrescere

La tensione di gate rimane praticamente costante quando V_D decresce perché $i_G = \frac{dQ_{GATE}}{dt} = \frac{d}{dt}(C \cdot V_G)$

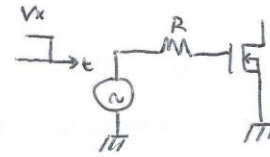
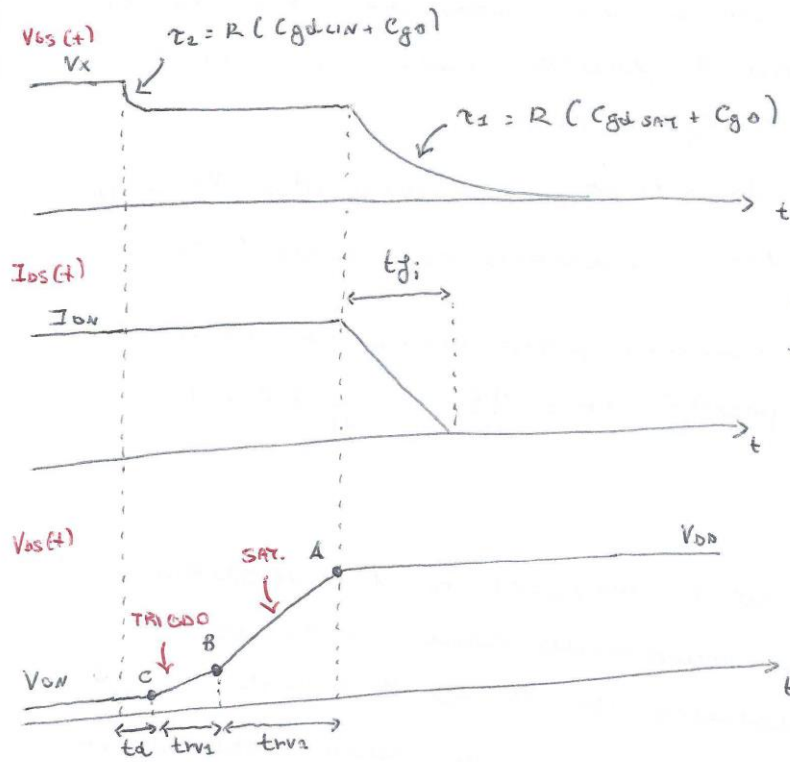
$$= \frac{dC}{dt} V_G + \frac{dV_G}{dt} \cdot C$$

In questa fase ruolo a supportare i_G esclusivamente con la variazione in aumento della capacità, trascurando la variazione di $V_G \Rightarrow V_G \approx \text{cost}$

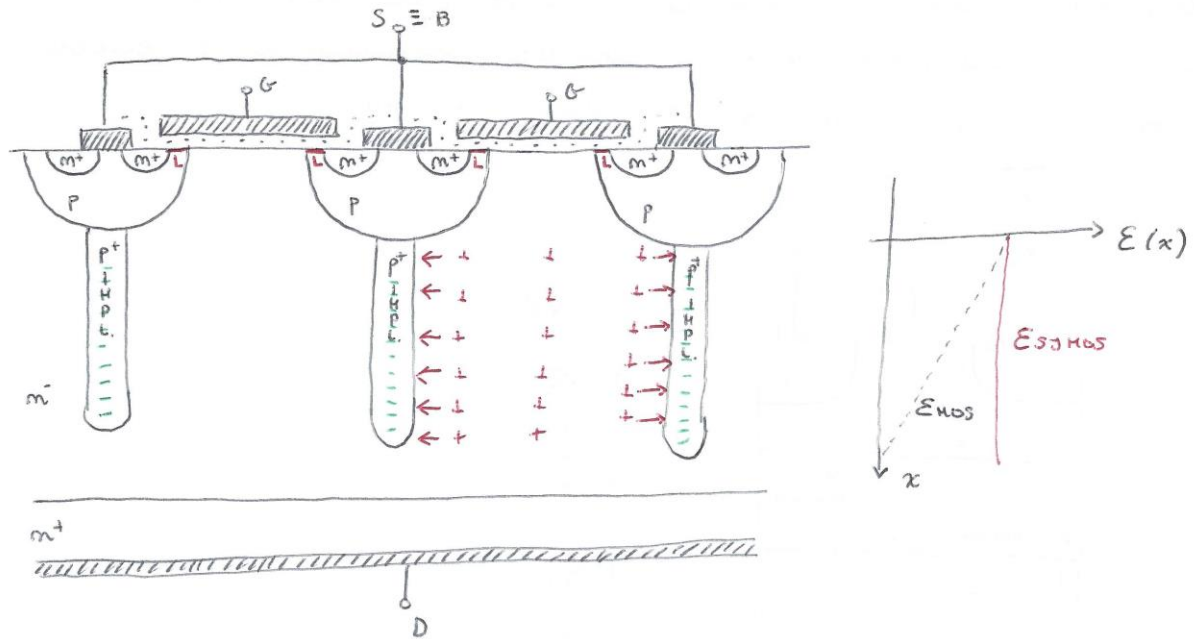
La variazione di C avviene per via della variazione di V_{DS} .

Quando V_{GS} non varia più e C quindi non varia più, V_{GS} comincia a essere fermo al valore del gradino applicato

TRANSITORIO DI SPEGNIMENTO



SUPERJUNCTION MOSFET - COOLMOS



Generalmente V_{DS} è limitata dalla spessore della regione di deriva.

Il SJ MOSFET utilizza delle implantazioni P^+ profondissime queste aree sono aree negative; consentendo un drogaggio maggiore della regione di deriva a parità di V_{DS} → il campo E è costante in profondità.

↓ ↓ ↓

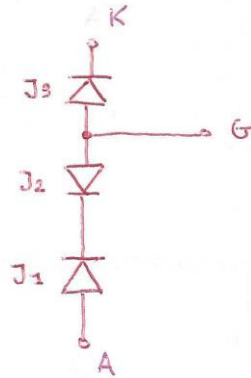
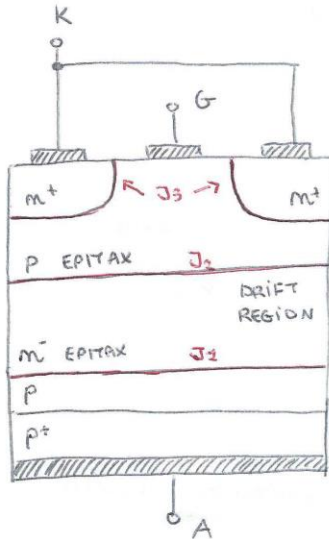
Spiegazione: Il flusso di E non è più verticale adesso. Aumentando il flusso di E in direzione orizzontale accade che $\frac{dE}{dx}$ si riduce e il campo decresce più lentamente.

Risultato: Riesco ad ottenere $R_{DS(on)}$ minore.

SCR (SILICON CONTROLLER RECTIFIER)



Dispositivo rettificatore capace di sostenere tensioni e correnti elevate ma a bassa frequenza a causa degli elevati tempi di commutazione.



$V_{AK} > \phi$: J_2 polarizzata inversamente e capace di supportare una tensione apprezzabile elevata perché la ZDS cade nella regione di deriva

FORWARD BLOCKING

$V_{BD} \sim d \cdot E_{BD}$

$V_{AK} < \phi$: J_1, J_3 polarizzate inversamente ed in particolare J_1 è in grado di supportare una tensione elevata in quanto la ZDS cade nella regione di deriva.

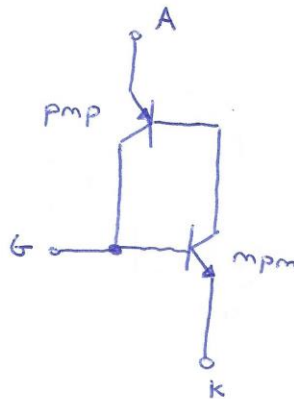
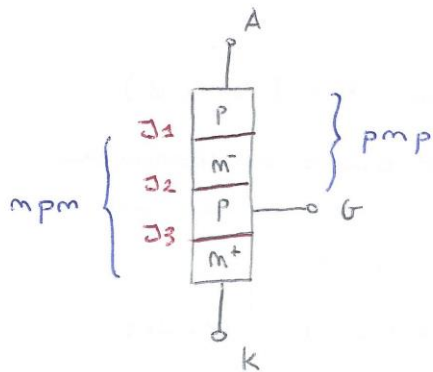
REVERSE BLOCKING

$V_{BD} \sim d \cdot E_{BD}$

Quando considero $V_{BD} \sim d \cdot E_{MAX}$ è necessario che:

- 1) ZDS cada quasi totalmente nella regione di deriva.
- 2) distacco dalla regione di deriva da poter considerare $E \sim cost$.

Condizioni di conduzione:



Se pmp ha effettivamente la base lunga in quanto coincide con la regione di deriva.

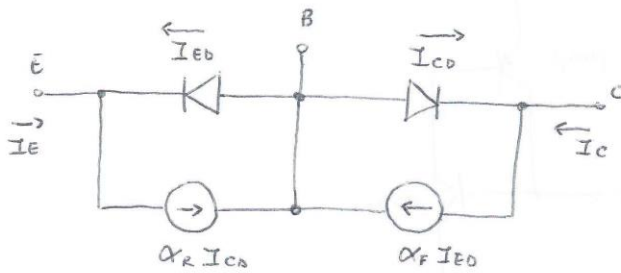
$$\alpha_{pmp} \approx 0,01 \div 0,1$$

Se mpm viene realizzato per avere $\alpha_{mpm} \approx 0,9 \div 0,95$ con base esita, la base coincide con la regione p in cui è commesso il Gate.

Stato OFF: $V_{AK} > \phi$, $V_G < \phi$ entrambi i BJT sono interdetti

Stato ON: $V_{AK} > \phi$, $V_G > \phi$ entrambi i BJT sono in saturazione e l'SCR si comporta come un c.c.

Modello di Ebers-Moll di un BJT n-p-n :



$$I_{CB} = I_{Cs} \left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} - 1 \right)$$

Om FAR ($V_{BC} < \phi$) :

Il diodo di collettore è interdettato ed

$$I_{CB} = -I_{Cs}$$

$$I_E = -I_{EB} - \alpha_R I_{Cs}$$

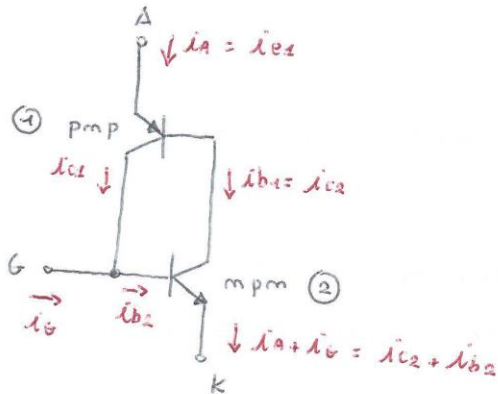
$$I_C = \alpha_F I_{EB} + I_{Cs}$$

$$= -\alpha_F I_E + I_{Cs} (1 - \alpha_R \alpha_F)$$

$$= -\alpha_F I_E + I_{Co}$$

$$\text{con } I_{Co} = I_{Cs} (1 - \alpha_R \alpha_F)$$

Riprendendo il circuito equivalente precedente :



$$I_A = I_{B1} + I_{C1} = I_{C2} + I_{C1}$$

Supponendo interdette, si aveva :

$$I_A = -\alpha_{mpn} I_{E2} + I_{Co2} + \alpha_{pmp} I_{E1} + I_{Co1}$$

$$\text{con } I_{E2} = -(I_A + I_B)$$

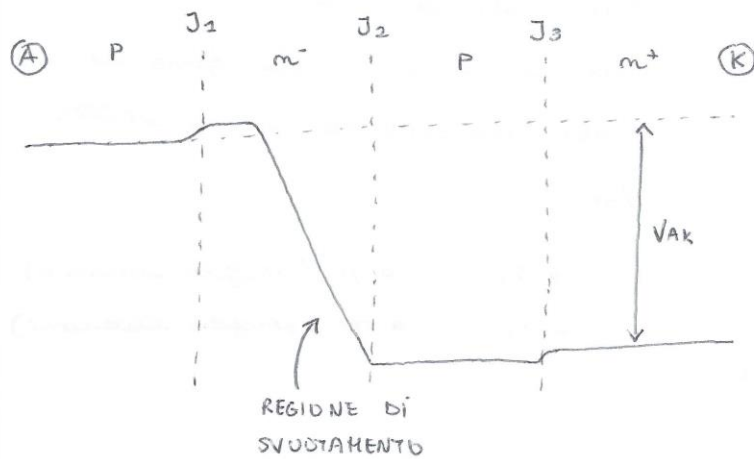
$$I_{E1} = I_A$$

$$I_A = \frac{\alpha_{mpn} I_B + I_{Co2} + I_{Co1}}{1 - \alpha_{mpn} - \alpha_{pmp}}$$

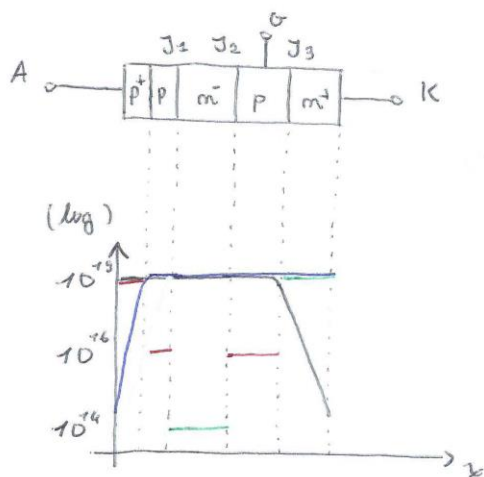
• $\alpha_{mpn} + \alpha_{pmp} < 1 \Rightarrow$ STATO DI OFF (denom. finito)

• $\alpha_{mpn} + \alpha_{pmp} = 1 \Rightarrow$ STATO DI ON (denom. infinito)

Profilo del potenziale applicato in condizione di blocco con $V_{AK} \neq 0$:



- $V_{AK} \uparrow \Rightarrow$ Si riduce la base del pnp $\Rightarrow \alpha_{pnp} \uparrow$
 ciò è sufficiente a portare il dispositivo ON anche in assenza di corrente di Gate ($I_G = 0$)
- $I_G \uparrow \Rightarrow$ aumenta la corrente di base dell'npn che comporta un aumento di I_{mpn}
 $\Rightarrow \alpha_{mpn} \uparrow$
 ciò è sufficiente a portare il dispositivo ON.



L'effetto di modulazione di conduttività nel SCR è fondamentale al fine di poter utilizzare una bassa V_{AK}

- N_D (profili lacune)
- N_A (profili elettroni)
- p (profili lacune)
- n (profili elettroni)

In conduzione c'è iniezione dai contatti:

- A emette lacune
- K emette elettroni

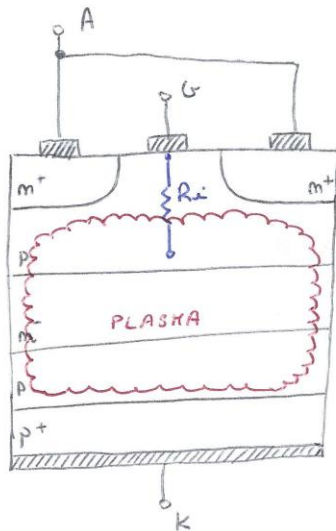
La struttura è realizzata per avere tempi di ricombinazione lente in modo che si crei plasma facilmente.

C'è creazione di plasma di carica, rendendo il profilo contrastante, nella due regioni p di A e K e nella regione di deriva

con $n \sim p \sim n_A \gg N_D, N_A$
grazie all'alta iniezione.

$$V_{ON} = \underbrace{V_{J1} - V_{J2} + V_{J3}}_{V_f} + R_{ov} \cdot I \sim 1 \div 2 \text{ V}$$

TURN OFF



È una fase critica!

I due BJT devono passare dalla attivazione all'interruzione.

Ragionevolmente posso pensare di applicare $V_G < \phi$ in modo da esistere regione di deriva e regione di base con mpm .

A tale punto una volta polarizzata in inversa la giunzione BE mpm ed BGT mpm si apriranno e successivamente si apriranno pmp.

Questo non funziona con SCR:

Se applico $V_G < \phi$, la resistenza di dispersione R_i tra la regione interna ed il contatto di gate viene attraversata da una corrente che genera una tensione che non permette di aprire SCR, \Rightarrow non riesco a polarizzare in inversa J_{BE} di mpm , che risulta essere J_3 .

R_i non è piccola a causa della grande sezione di SCR.

Soluzione:

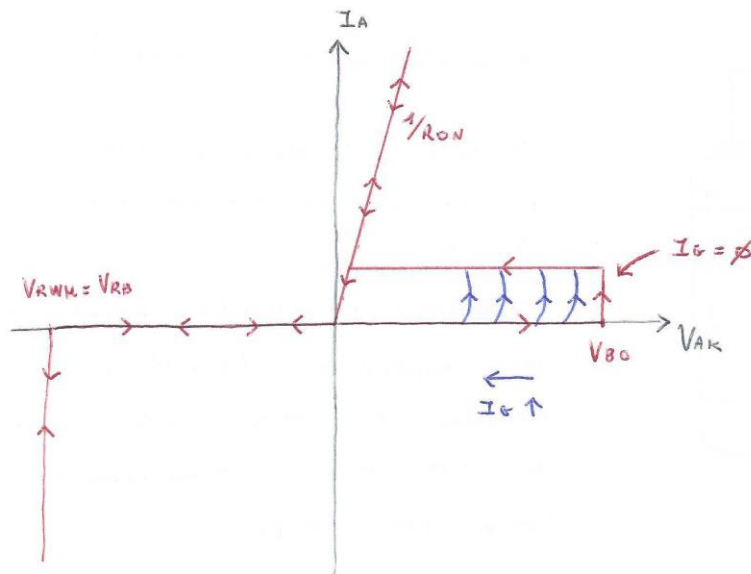
Applicare $V_{AK} < \phi$ in modo da speccare l'equazione dei portatori da A e K e esistere un plasma sempre dai sopra due terminali.

\Rightarrow Katodo interdigitato riduce R_i :



• G
• K

CARATTERISTICA



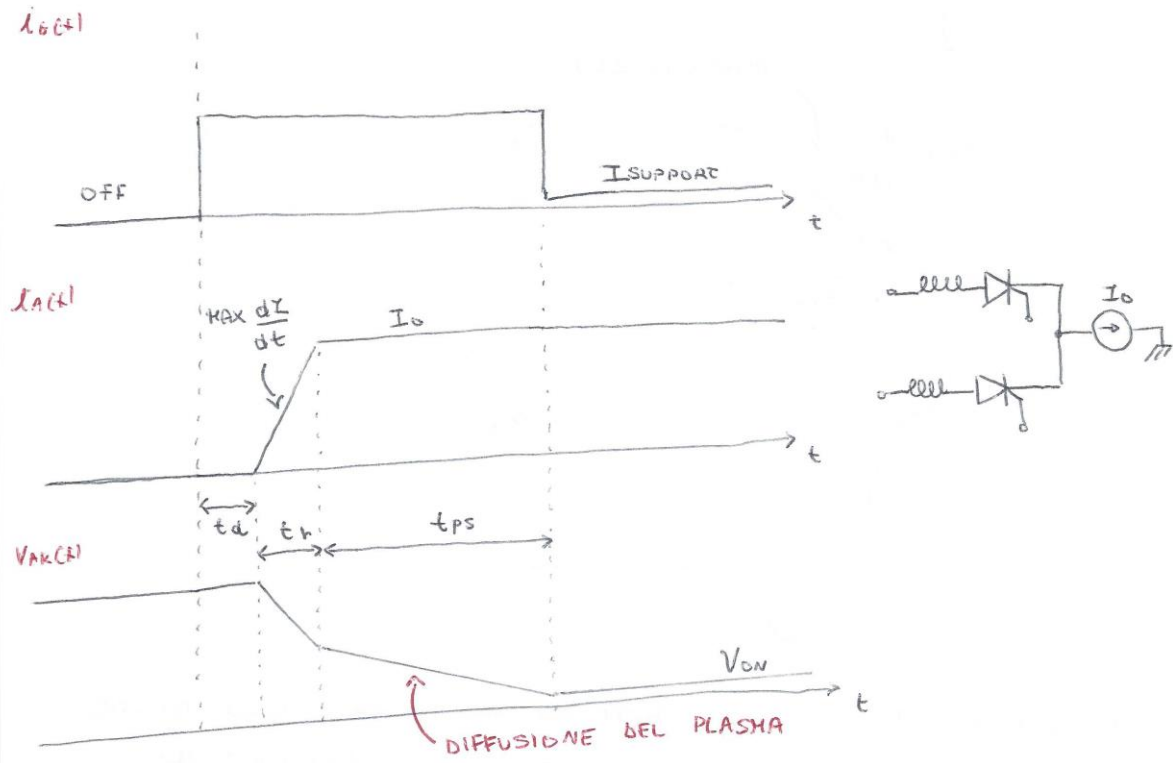
V_{RWM} : Voltage Reverse Working Maximum

V_{BO} : Voltage Break Over

Quando $I_G \uparrow$, l'immesso della conduttanza avviene
per V_{AK} minore: ●

COMMUTAZIONE SCR.

TRANSITORIO DI ACCENSIONE DETERMINATO DA I_0



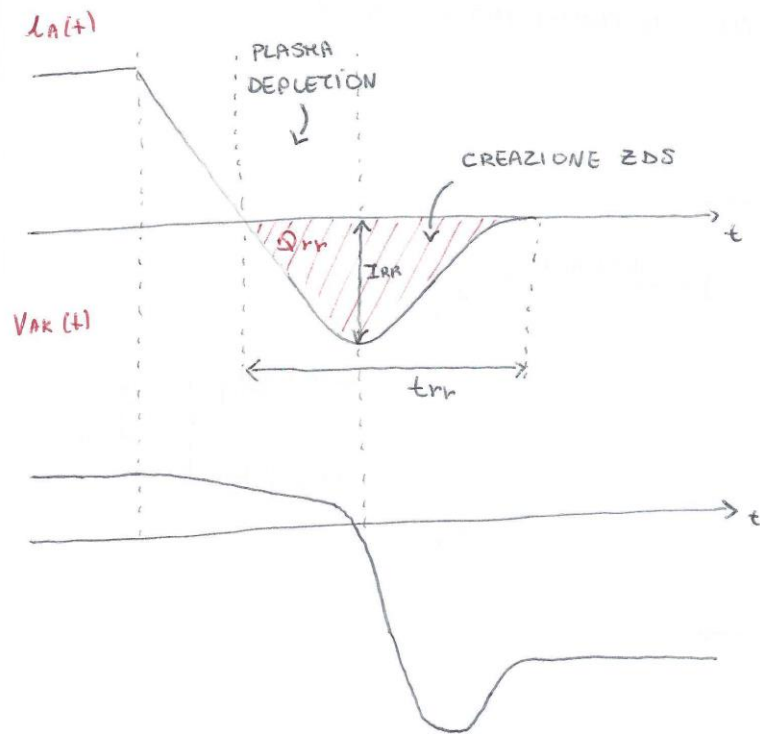
t_d : ritardo per via della diffusione iniziale dei portatori

Inizialmente la conduzione avviene solamente in un punto centrale. Dopo di che la zona in cui è presente il plasma aumenta e la regione che conduce aumenta, riducendo V_{AK} . \Rightarrow viene imposta $\frac{dI}{dt} MAX$ per evitare problemi di fuga termica.

t_{ps} = Plasma Spreading Time.

Quando $V_{AK} = V_{ON}$ posso considerare $i_0(t)$, tanto SCR è già in conduzione.

TRANSITORIO DI SPEGNIMENTO



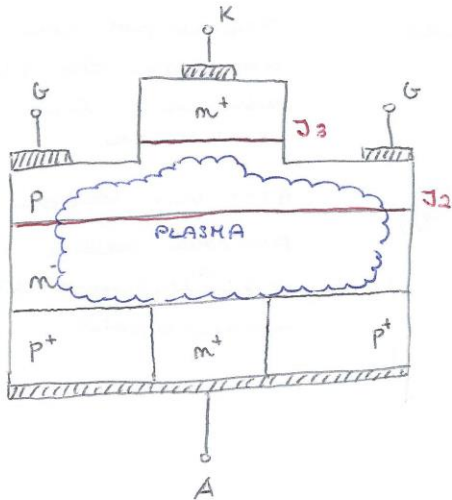
Transitorio di t_{rr} è simile a quello del diodo di POTENZA con una differenza: i tempi di commutazione sono più elevati.

GTO (GATE TURN OFF)



Thyristor a spegnimento del Gate.

Lo spegnimento avviene applicando $I_g < 0$.



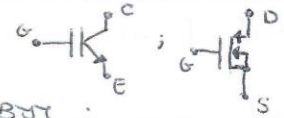
Lo scopo è ridurre la resistenza tra contatto di Gate e regione in cui si forma il plasma, riducendo quindi il valore di R_i .

Caratteristiche:

- 1) Struttura interdigitata (1000 micrometri in parallelo) al fine di ridurre R_i .
- 2) Isola di Katodo al fine di ridurre R_i .
- 3) Costo di Anodo al fine di facilitare lo spegnimento provocando la fuoriuscita di elettroni dall'anodo mentre si lacuna escono dai Gate.

Il costo di Anodo non consente più di crescere per $V_{AK} < \phi$ per via del fatto che J_1 sparisce e J_3 non è in grado di supportare tensioni elevate.

IGBT (INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR)



Masca per superare limiti di MOSFET e BJT :

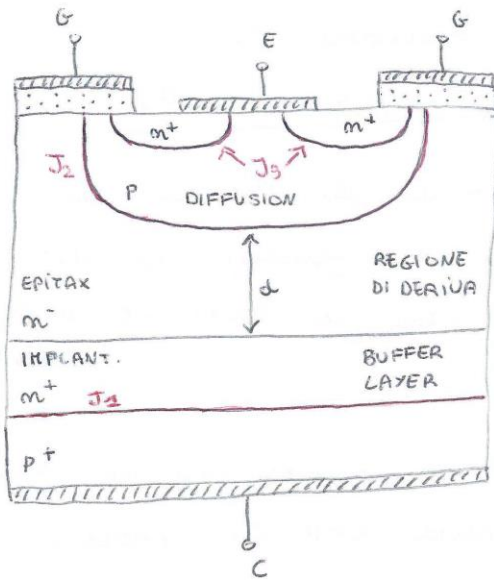
	PRO	CONTRB
MOSFET	T _{turn off} Veloce	V _{om} alta
BJT	V _{om} Bassa	T _{turn off} Lento

↑
IGBT

MOSFET: Sostanzialmente rapido per via del fatto che c'è solo un tipo di portatori.

BJT: V_{om} bassa per via della modulazione della conduttività.

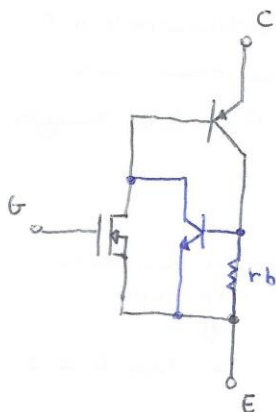
Struttura Verticale :



DMOSFET +
VERTICALE

+ J1 .

Circuito Equivalente



pmo con basso guadagno per via della base estremamente grande

- Transistor e resistore Parasiti.

r_b : resistenza di diffusione tra base interna e contatto esterno di emettitore.

V_b deve essere la più bassa possibile per non provocare una tensione V_{BE} che sia in grado di portare un conduttore mpm. $\rightarrow r_b$ da il max valore di esistente che può esistere in IGBT.

mpm e pmp formano un Transistor che se si attiva non riesce più ad essere spento.

STATO DI BLOCCO

DE MOSFET \pm OFF: tensione su gate bassa e comode non fermato.

Se $V_{CE} > \phi$: se blocco è garantito da J_2 , J_2 sostiene la tensione inversa perché è costituita dalla regione di deriva. $\rightarrow V_{BO} \sim d \cdot E_{SD}$

Se $V_{CE} < \phi$: J_1 e J_3 sono polarizzate inversamente

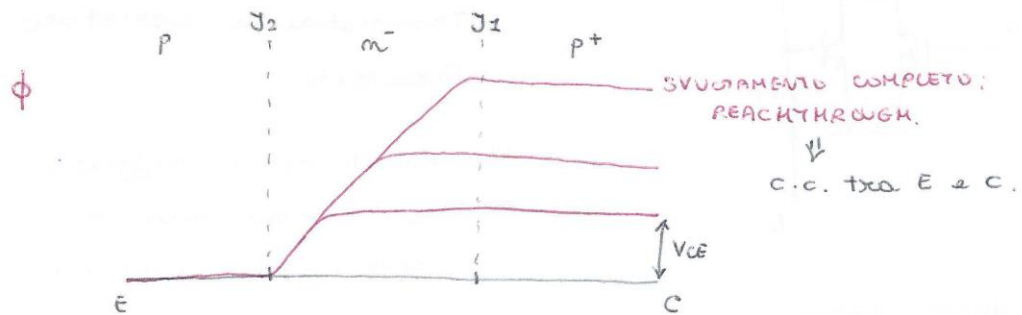
1) IGBT ASIMMETRICO (BUFFER LAYER PRESENTE): J_3 sostiene la tensione applicata ($V_{RB} \sim 20 \div 30 V$)

2) IGBT SIMMETRICO (BUFFER LAYER ASSENTE): J_1 sostiene la stessa tensione che supporta J_2 ($V_{RB} \sim V_{BO}$)

EFFETTO DEL BUFFER LAYER

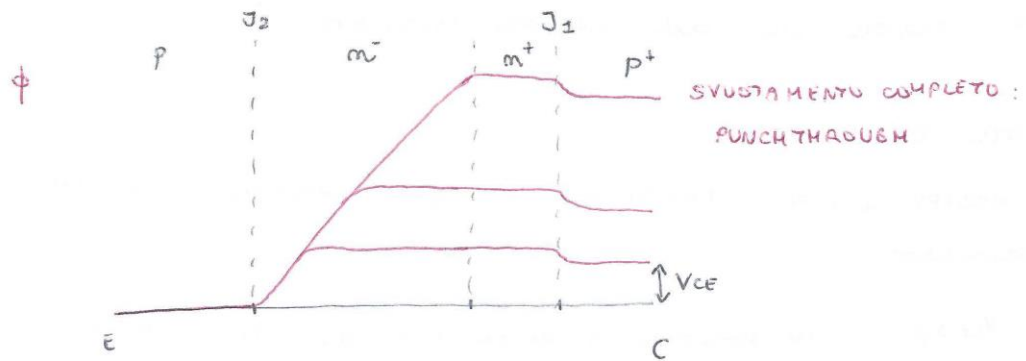
CASO ASSENTE

La regione di deplezione non può essere completamente avvitata ($z_{bs} < d$) perché elettricamente metastabile in c.c. E e C: Punchthrough coincide con Reachthrough.



CASO PRESENTE

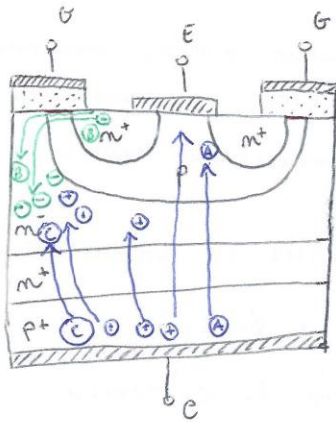
In questo caso posso ottenere il Punchthrough in sicurezza ($z_{bs} = d$)



Al posto di V_{on} , in diretto ottengo una tensione di Breakdown maggiore, ma riduco la tensione di Breakdown in inversa.

STATO DI CONDUZIONE

Il MOSFET è il derivato del BJT: quando non in conduzione, ne porta un conduzione anche il bipolare.



In conduzione il canale è formato perché $V_G > V_{th}$.
 $V_{CE} > \phi$.

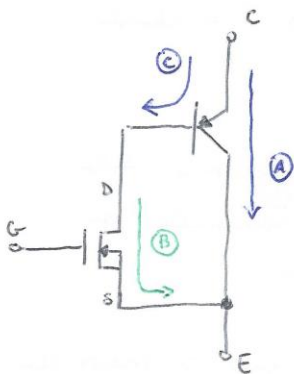
gli elettroni fluiscono da S verso la regione di drain.

Una parte di lacune fluisce da C verso E, ed una parte verso la

regione di drain, formando

il plasma con gli elettroni.

Dal punto di vista strutturale sia il MOSFET che il BJT sono in conduzione.



ⓐ consente di abbassare R_{ch} formando il plasma.

Questo è permesso grazie alla giunzione D_1 che richiama nella regione di drain le lacune.

NEE DRAIN DEL MOSFET R_D possono.

tipicamente la maggior parte della corrente passa dal MOSFET in quanto $\alpha_{pnp} \sim 0,3 \div 0,4$ in quanto la loro R_D dimensione elevata. \Rightarrow ⓐ \gg ⓑ

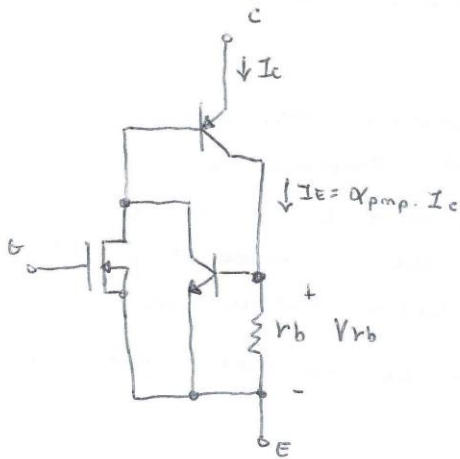
$$V_{ON} = V_{s1} + R_{ON} \cdot I \sim 1 \div 2 \text{ V}$$

$\underbrace{\hspace{1cm}}_{V_f}$

$$; R_{ON} \ll R_{ON}^{BJT} \ll R_{ON}^{MOSFET}$$

Per costruzione il BJT non va in SAT. in quanto $V_{bc} > \phi$ e questo consente un TURN OFF veloce.

LATCH UP



V_{rb} deve essere minore della V_{BE} necessaria a far condurre pmp.

CONDIZIONE DI LATCH UP STATICO

$$r_b \cdot I_E < V_{TURN ON}$$

$$r_b \cdot \alpha_{pmp} \cdot I_c < V_{TURN ON}$$

$$I_c < I_{CHAR STATIC} = \frac{V_{TURN ON}}{r_b \cdot \alpha_{pmp}}$$

con $V_{TURN ON} < V_g$.

CONDIZIONE DI LATCH UP DINAMICO DURANTE IL TURN OFF

allevato V_g e aperto il MOSFET $\Rightarrow i_b = \phi$ e dopo avviene lo spegnimento del pmp.

Tipicamente questi interruttori pilotano la corrente in carichi induttivi, e quindi si oppongono a variazioni di corrente.

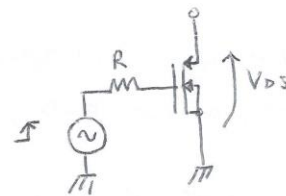
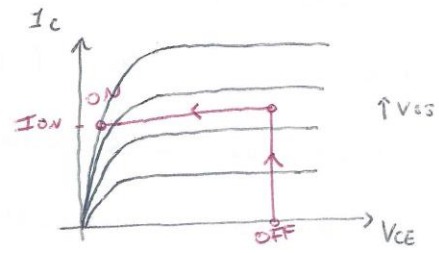
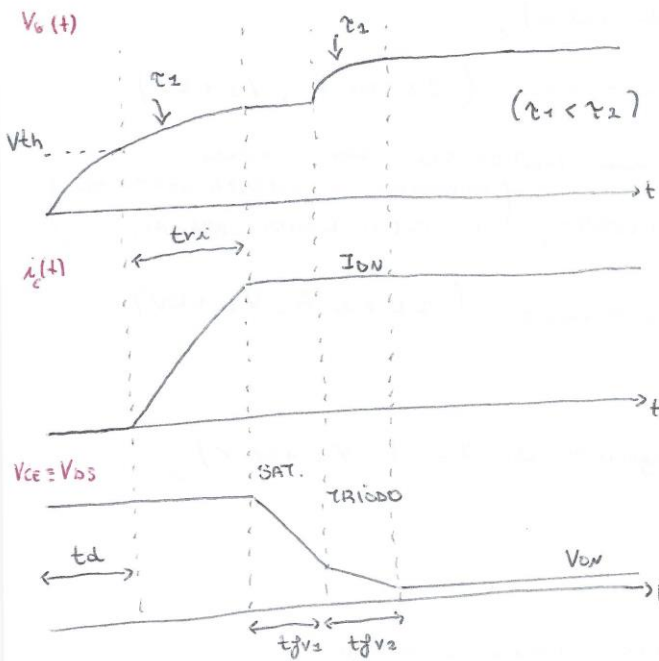
Accade che a spegnere il MOSFET, il BJT comincia a condurre tutta la corrente e questo provoca un aumento repentino di $V_{rb} \sim I_c \cdot r_b$

$$r_b \cdot I_c < V_{TURN ON}$$

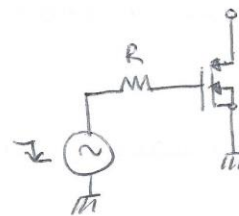
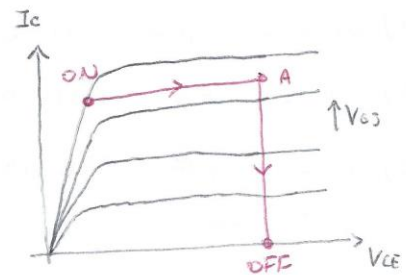
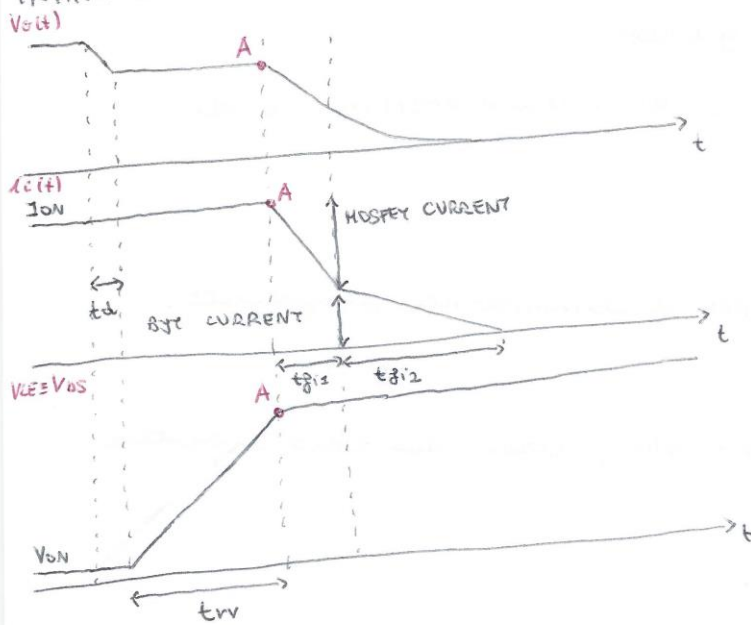
$$I_c < I_{CH MAX DIN} = \frac{V_{TURN ON}}{r_b}$$

COMUTAZIONE IGBT

TRANSITORIO DI ACCENSIONE



TRANSITORIO DI SPEGNIMENTO



CIRCUITI INTEGRATI DI POTENZA

Classificazione:

- 1) moduli discreti (I-V elevate)
- 2) Smart Power / Smart Switches ($I < 100 \text{ A}$, $V < 1 \text{ KV}$)
Integrano il dispositivo di potenza ed una
tempistica logica di controllo (DISPOSITIVI DI POTENZA VERTICALI +
DISPOSITIVI LOGICI LATERALI)
- 3) High Voltage Integrated Circuits ($I < 100 \text{ A}$, $V < 1 \text{ KV}$)
Es. Processori BCD
- 4) High Density Power Management IC ($V < 100 \text{ V}$)

PROCESSO BCD

Tra diverse tecnologie in un unico chip:

- 1) Bipolar per circuiti analogici di precisione;
- 2) CMOS per logica digitale;
- 3) DMOS per elettronica di alta tensione e di potenza;

CONTRO:

no ottimizzazioni per i componenti progettati.

PRO:

affidabilità, Riduzione EMI, area del chip ridotta.

Range di utilizzo dei dispositivi di potenza

	I_{on}	V_{so}	f_{switch}
MOSFET	$\phi \div 100 \text{ A}$	$\phi \div 1 \text{ KV}$	$100 \text{ KHz} \div 1 \text{ MHz}$
IGBT	$\phi \div 1 \text{ KA}$	$\phi \div 3 \text{ KV}$	$1 \text{ KHz} \div 100 \text{ KHz}$
GTO	$\phi \div 2 \text{ KA}$	$\phi \div 6 \text{ KV}$	$100 \div 1 \text{ KHz}$
SCR	$\phi \div 2,2 \text{ KA}$	$\phi \div 7 \text{ KV}$	$\phi \div 100 \text{ Hz}$

Per utilizzare i dispositivi ad alta temperatura si utilizzano materiali con Band Gap maggiori in quanto ad alta temperatura i portatori minoritari tendono a crescere molto e le correnti che prima si trascuravano ora non lo sono più trascurabili.

$$T_{MAX Si} = 150^{\circ}C.$$

$$SiC: \text{Carburo di Silicio} \Rightarrow T_{MAX SiC} = 200^{\circ}C.$$

Questo permette di aumentare la densità di potenza.

GaN: Nitruro di Gallio

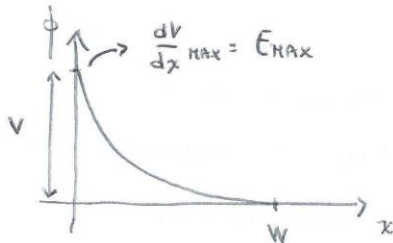
I dispositivi di potenza costano in proporzione alla loro area attiva a differenza dei dispositivi di segnale che "non hanno costo".

Dispositivi più performanti consentendo nuove soluzioni da proporre sul mercato.

DIFFERENTI MATERIALI PER FET DI POTENZA

Consideriamo una giunzione pn alla quale è applicata una tensione inversa.

La ZDS non raggiunge il punto di rottura.
Lunghezza W della ZDS.



$$E = \frac{qN_D}{\epsilon} \cdot W \quad \text{per } x=0$$

$$V = \frac{1}{2} \frac{qN_D}{\epsilon} W^2 = \frac{W E}{2}$$

$$\Rightarrow W = \frac{\epsilon \cdot E}{qN_D}$$

$$\Rightarrow 2V \cdot \frac{qN_D}{\epsilon} = E^2$$

$$E = E_{BD} \Rightarrow V = V_{BD}$$

$$\rightarrow 2V_{BD} = W \cdot E_{BD} \quad \rightarrow \quad qN_D = \frac{\epsilon \cdot E_{BD}^2}{2V_{BD}}$$

$$\rightarrow W = \frac{2V_{BD}}{E_{BD}}$$

↑
limite inferiore su W

↑
limite superiore su N_D

W e N_D influenzano R_{on} :

$$R_{on} = \frac{W}{A} \cdot \rho = \frac{W}{A} \cdot \frac{1}{q\mu n}$$

$$= \frac{W}{A} \cdot \frac{1}{q\mu N_D}$$

$n = N_D$ in assenza di modulazione della conduttività.

$$R_{on} \cdot A = \frac{2V_{BD}}{E_{BD}} \cdot \frac{1}{\mu} \cdot \frac{2V_{BD}}{\epsilon E_{BD}^2} = \frac{4}{\mu \epsilon} \cdot \frac{V_{BD}^2}{E_{BD}^3}$$

al posto di V_{BD} più è alto il denominatore più R_{on} è bassa.

$$FOM = \mu \cdot E \cdot E_{BD}^3 \quad (\text{BALIGA FIGURE OF MERIT})$$

FOM \uparrow implica una migliore qualità del materiale.

$$FOM_{Si/Si} = 1$$

$$FOM_{GaAs/Si} = 17 \quad (\text{Arsenuro di Gallio})$$

$$FOM_{SiC/Si} = 119 \quad (\text{Carburo di Silicio})$$

$$FOM_{GaN/Si} = 537 \quad (\text{Nitruro di Gallio})$$

Band Gap
aumenta

I dispositivi in SiC hanno una struttura d'ordine simile a quelli in Si.

I dispositivi in GaN sono invece molto diversi da quelli in Si.

La principale è che sono dispositivi perenni HEMT (High Electron Mobility Transistor)

Il GaN è cresciuto su una wafer di Si e grazie ad una combinazione con AlGaN si riesce a creare carica fissa senza introdurre drogaggio \rightarrow non si altera la mobilità.

Questo è possibile perché GaN e AlGaN sono materiali piezoelettrici con par. reticolare diversi.

Normalmente i MOSFET che si costruiscono sono ON.

Problemi dei materiali:

GaAs

- piccola dimensione del wafer
- alta concentrazione di impurità
- No ossido.

SiC

- Piccola dimensione del wafer
- alta concentrazione di impurità
- SiC - SiO₂ non perfetto

GaN

- Problemi di affidabilità legate ad impurità.

SISTEMI POLIFASE

Un sistema polifase simmetrico di tensioni è un sistema di tensioni sinusoidali isofrequenziali aventi uguale ampiezza ed uguale differenza di fase l'una dall'altra.

Si genera da un circuito avvolto da opire e messo in rotazione a $\omega = \text{cost}$.

$$e_h = E_m \cdot \text{sen} \left[\omega t - (h-1) \frac{2\pi}{m} \right] \quad \text{con } m: \# \text{ di fasi.}$$

SISTEMI TRIFASE

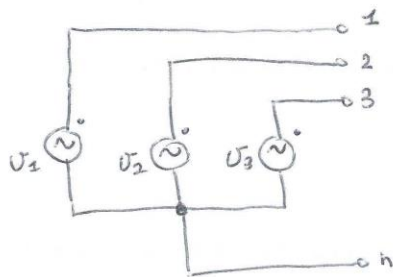
Un sistema trifase simmetrico di tensioni è un sistema di tensioni sinusoidali isofrequenziali aventi uguale ampiezza, spostate tra loro di 120° .

$$v_1 = V_m \cdot \text{sen}(\omega t)$$

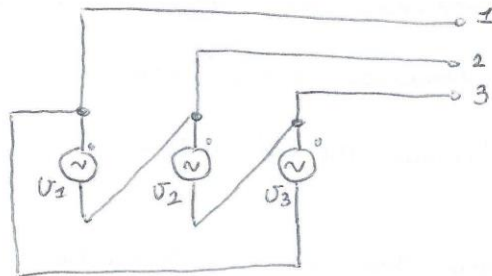
$$v_2 = V_m \cdot \text{sen} \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \quad m=3$$

$$v_3 = V_m \cdot \text{sen} \left(\omega t - \frac{4}{3} \pi \right)$$

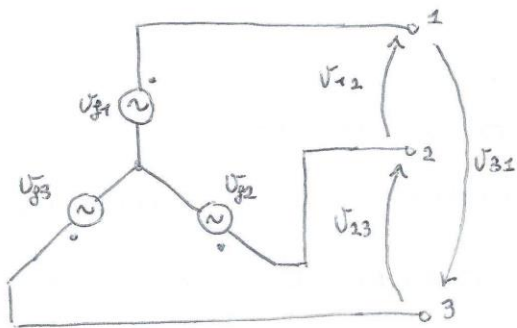
Collegamento a stella:



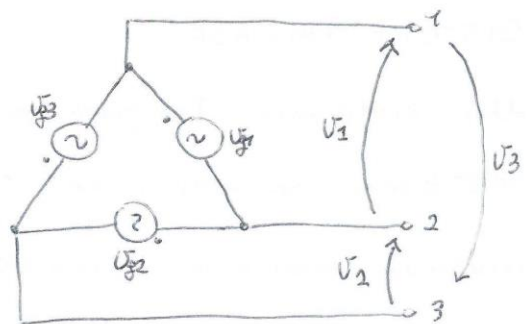
Collegamento a Triangolo:



Tensioni di linea:



Tensioni sterate:



Uguale alla differenza tra due tensioni di fase che si succedono nel senso orario prestatetto.

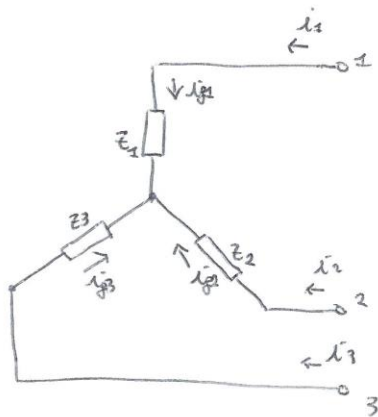
$$V_{h:h+1} = V_{fh} - V_{fh+1}$$

$$\begin{cases} V_{12} = V_{f1} - V_{f2} \\ V_{23} = V_{f2} - V_{f3} \\ V_{31} = V_{f3} - V_{f1} \end{cases}$$

$$V_{fh} = V_{h:h+1}$$

$$\begin{cases} V_{12} = V_{f1} \\ V_{23} = V_{f2} \\ V_{31} = V_{f3} \end{cases}$$

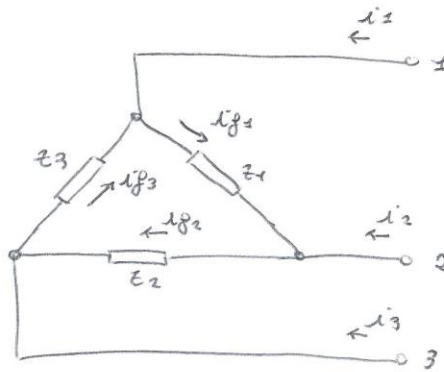
Correnti di linea :



$$i_h = i_{fh}$$

$$\begin{cases} i_1 = i_{f1} \\ i_2 = i_{f2} \\ i_3 = i_{f3} \end{cases}$$

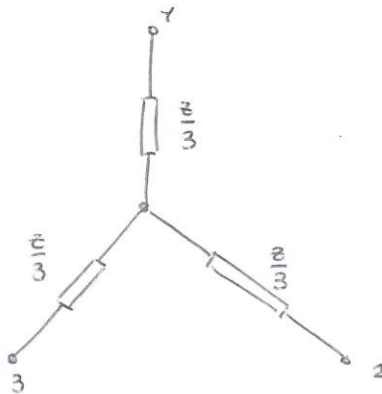
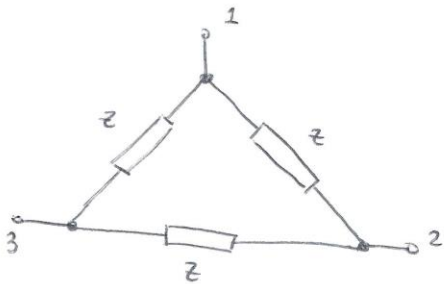
Correnti stellate :



$$i_h = i_{fh} - i_{fh-1}$$

$$\begin{cases} i_1 = i_{f1} - i_{f3} \\ i_2 = i_{f2} - i_{f1} \\ i_3 = i_{f3} - i_{f2} \end{cases}$$

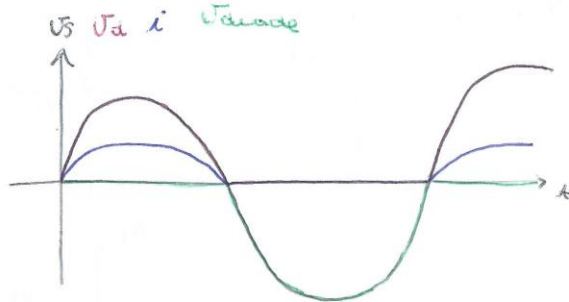
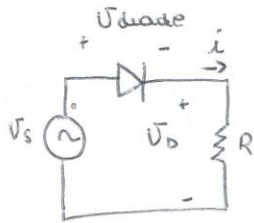
Trasformazione stella - triangolo



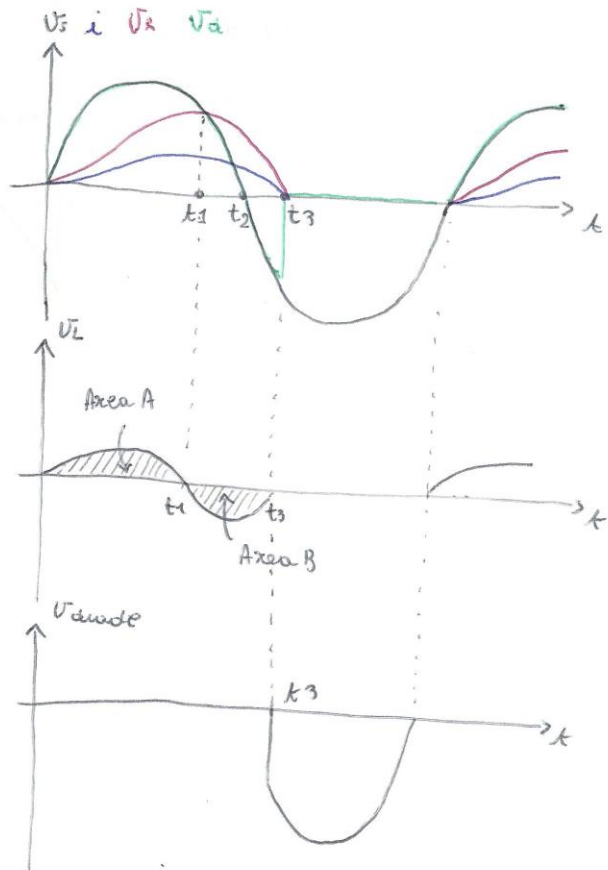
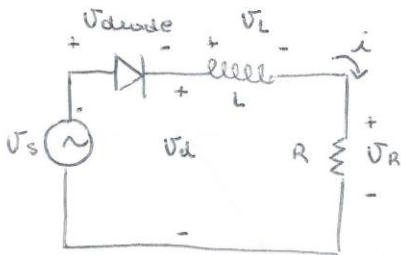
RADDRIZZATORI DI LINEA

RADDRIZZATORE DI LINEA A SINGOLA SEMIONDA

A CARICO RESISTIVO



A CARICO INDUTTIVO



$$V_s = Ri + L \cdot \frac{di}{dt}$$

$$V_L = L \cdot \frac{di}{dt} \Rightarrow \frac{1}{L} \cdot V_L dt = di$$

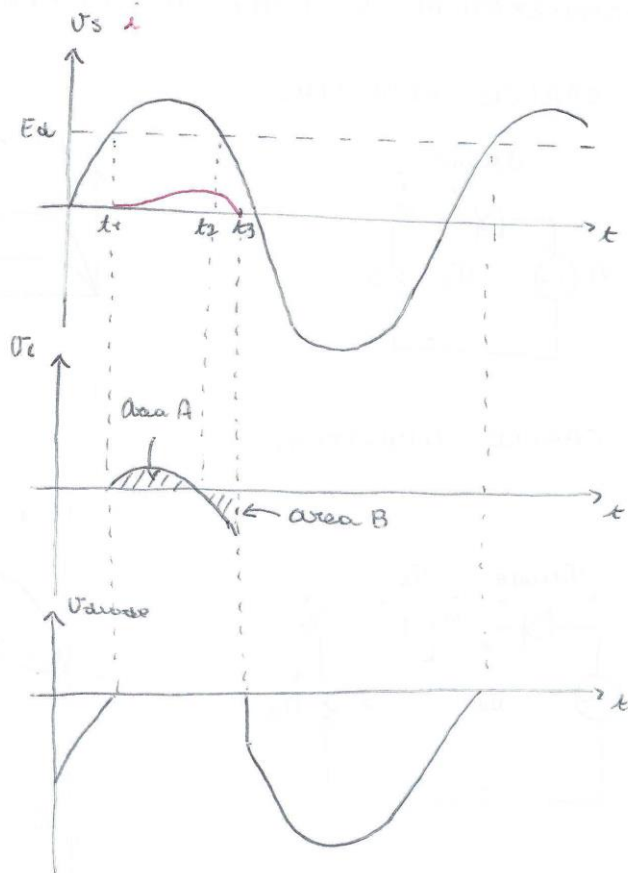
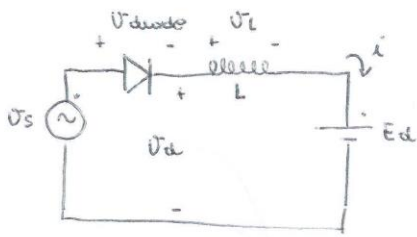
$$\frac{1}{L} \int_{\phi}^{t_3} V_L dt = \int_{i(\phi)}^{i(t_3)} di = i(t_3) - i(\phi) = \phi$$

$$\int_{\phi}^{t_3} V_L dt = \phi \Rightarrow \int_{\phi}^{t_1} V_L dt + \int_{t_1}^{t_3} V_L dt = \phi$$

$$\Rightarrow \text{Area A} - \text{Area B} = \phi$$

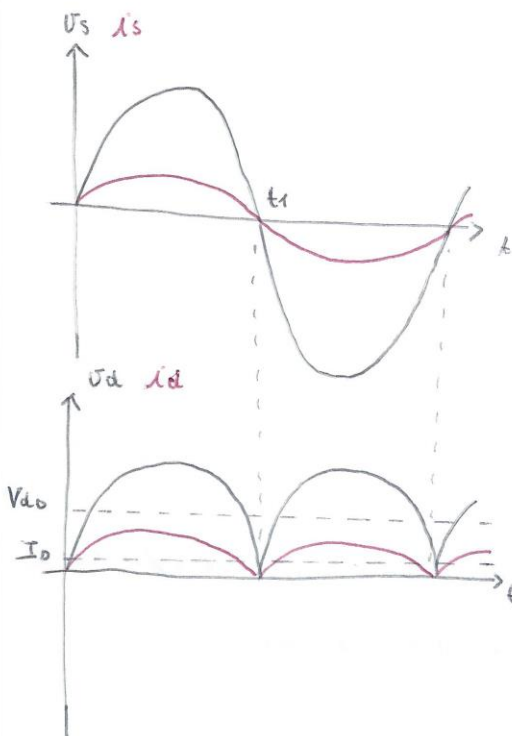
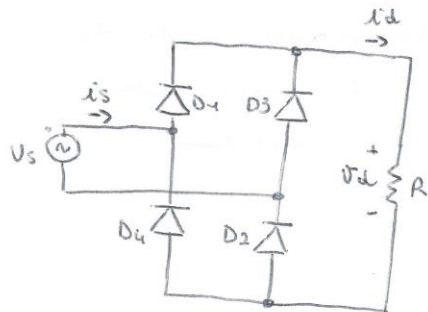
$$\Rightarrow \text{Area A} = \text{Area B}$$

A CARICO CDU SORGENTE d.c



RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA

A CARICO RESISTIVO

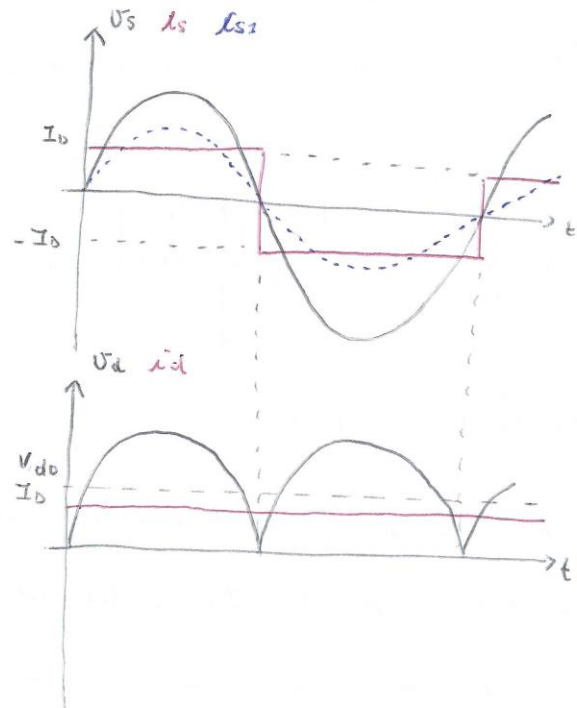
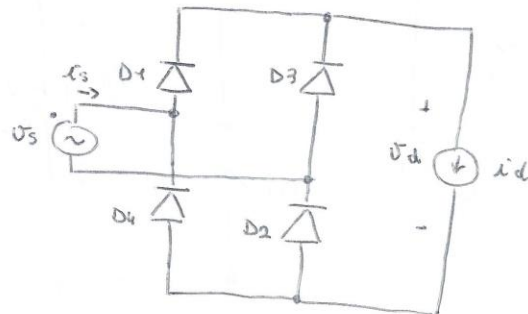


$t < t_1 \Rightarrow D_1, D_2 \text{ ON}$
 $t > t_1 \Rightarrow D_3, D_4 \text{ ON}$

$$U_d(t) = |U_s(t)|$$

$$i_d(t) = |i_s(t)|$$

A CARICO CON CORRENTE DC



TENSIONE MEDIA LATO CARICO

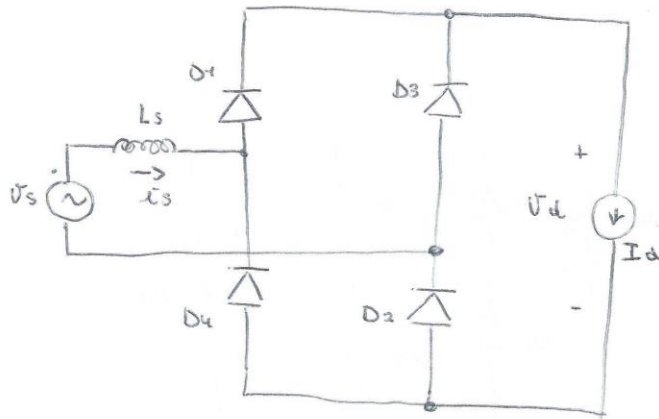
$$U_s = \sqrt{2} \cdot V_s \sin(\omega t)$$

$$V_{d0} = \frac{1}{T/2} \int_{\phi}^{\pi/2} \sqrt{2} \cdot V_s \sin(\omega t) dt$$

$$= \frac{1}{\omega T/2} (\sqrt{2} \cdot V_s \cos(\omega t)) \Big|_{\phi}^{\pi/2} = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot V_s$$

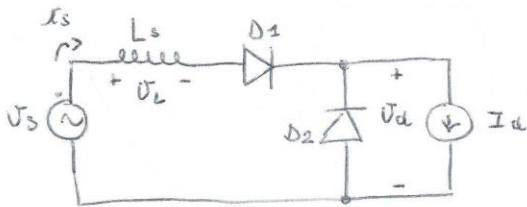
$$= 0,9 V_s \quad , \quad V_s \equiv \text{rms of } U_s$$

CON IMPEDENZA DI SORGENTE INDUTTIVA



a causa di L_s la transizione da I_0 a $-I_0$ non sarà istantanea.

Circuito base resistivo:

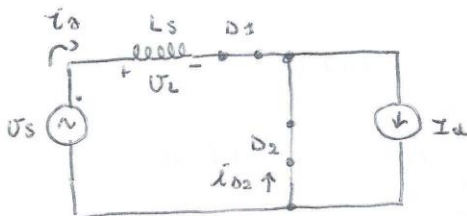


$$V_s = \sqrt{2} \cdot V_s \sin(\omega t)$$

$t < \phi$: $V_s < \phi$, I_d fluisce attraverso D_2 con $V_d = \phi$, $i_s = \phi$.

$\phi < t < \pi$: $\phi < i_s < I_d$. D_1 ON ed anche D_2 ON.

Il circuito equivalente \bar{I} :

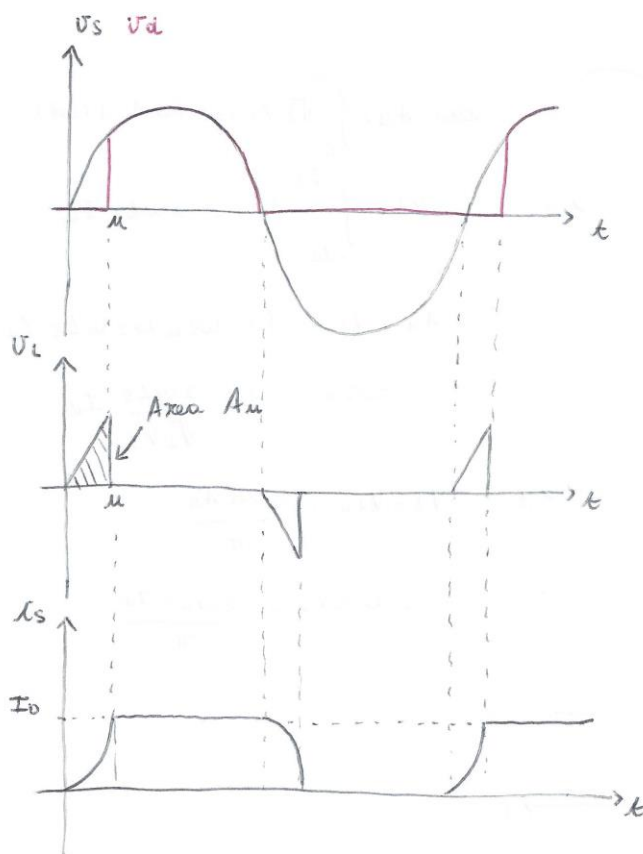
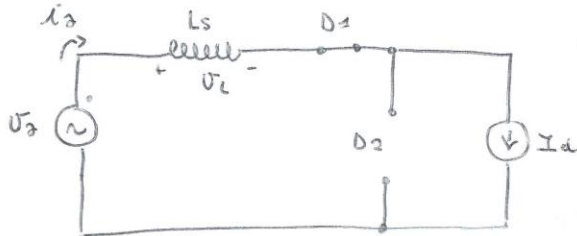


$$i_D + i_{D2} = I_d$$

$t > \mu$: $i_D = I_d$, D_1 ON , D_2 OFF.

$$i_D = I_d$$

$$i_{D2} = \emptyset$$



$$v_L = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) = L_s \cdot \frac{di_s}{dt}$$

per $\emptyset < t < \mu$.

$$\sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) = \omega L_s \cdot di_s$$

$$\int_{\emptyset}^{\mu} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) = \omega L_s \int_{\emptyset}^{I_d} di_s$$

$$= \omega L_s I_d$$

$$A_{\mu} = \int_{\emptyset}^{\mu} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) =$$

$$= \sqrt{2} \cdot V_s (1 - \cos \mu)$$

$$\rightarrow \cos \mu = 1 - \frac{\omega L_s I_D}{\sqrt{2} \cdot V_s}$$

Per $L_s = \emptyset$: $V_{d0} = \frac{1}{2\pi} \int_{\emptyset}^{\pi} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{2\pi} V_s = 0,45 V_s$

Per $L_s \neq \emptyset$: $V_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\mu}^{\pi} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) =$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{\emptyset}^{\pi} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) - \frac{1}{2\pi} \int_{\emptyset}^{\mu} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) =$$

$$= 0,45 V_s - \frac{\text{area } A_u}{2\pi} = 0,45 V_s - \frac{\omega L_s}{2\pi} \cdot I_d$$

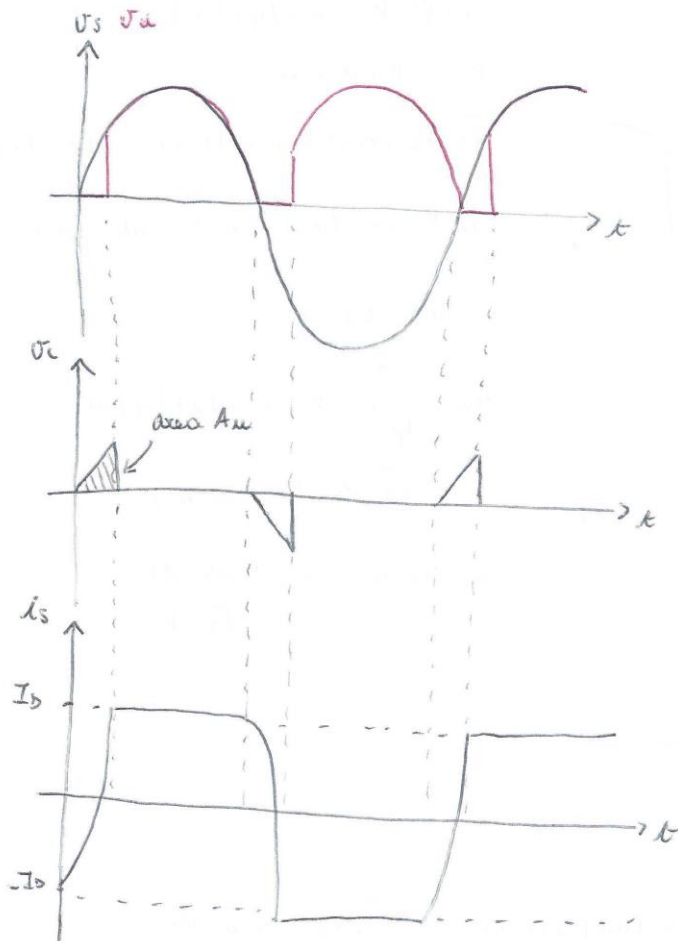
Estenderemo adesso i ragionamenti del caso

studiato:

$$t < \phi : D_3, D_4 \text{ ON} \rightarrow i_s = -I_d$$

$$\phi < t < \mu : D_1, D_2 \text{ ON} ; D_3, D_4 \text{ ON}$$

$$t > \mu : D_1, D_2 \text{ ON} ; D_3, D_4 \text{ OFF}$$



$$\text{area } A_u = \int_{\phi}^{\mu} \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) d(\omega t)$$

$$= \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} di_s = 2\omega L_s I_d$$

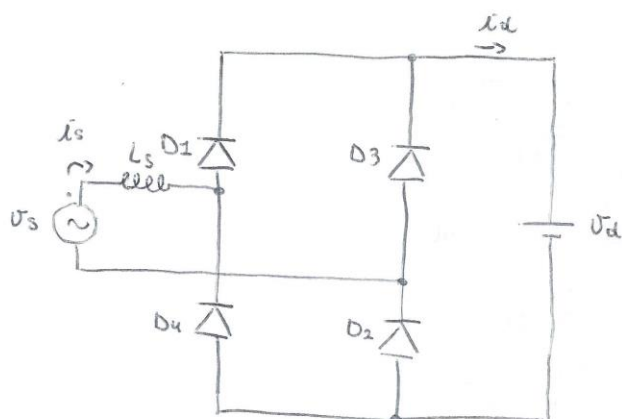
$$\rightarrow A_u = \sqrt{2} \cdot V_s (1 - \cos \mu) = 2\omega L_s I_d$$

$$\cos \mu = 1 - \frac{2\omega L_s I_d}{\sqrt{2} V_s}$$

$$V_d = V_{d0} - \frac{\text{area } A_u}{\pi}$$

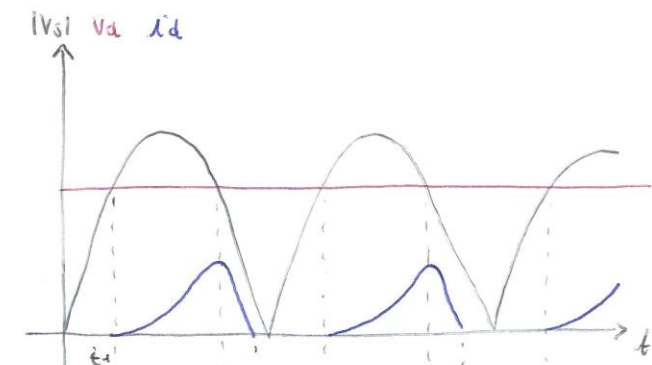
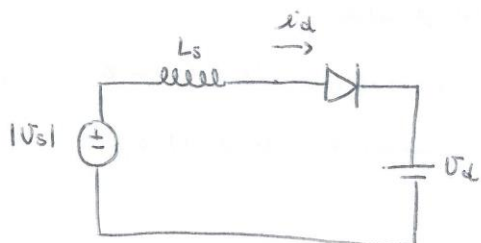
$$= 0,8 V_s - \frac{2\omega L_s I_d}{\pi}$$

A CARICO CON TENSIONE DC

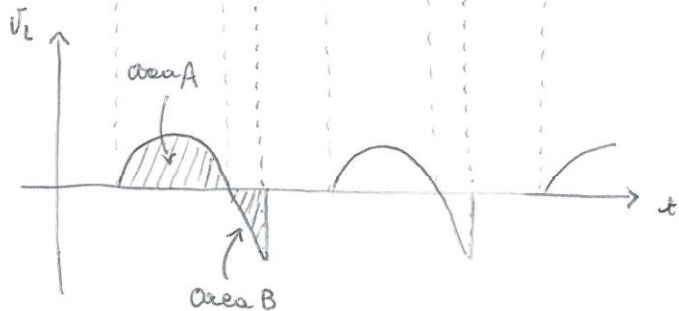


assunzione: $i_d \neq 0$ durante le transizioni in cui $V_s = 0$.

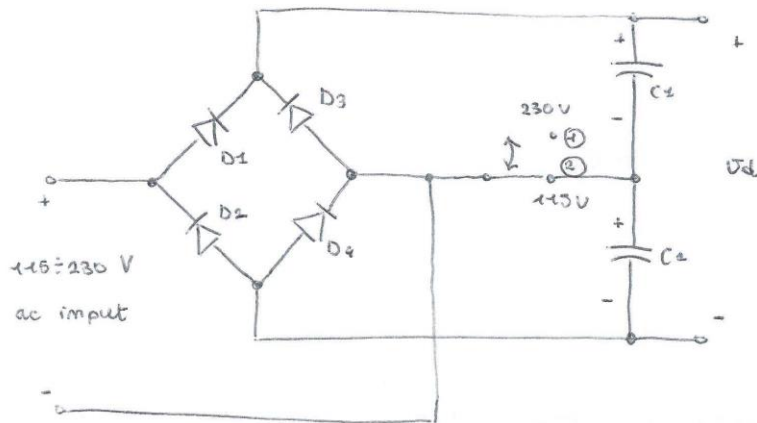
Circuito Equivalente:



testa : D_1, D_2 ON



RADDRIZZATORE DOPIPIATORE DI TENSIONE



$V_{ac} = 230V$ (1) $V_{dc} = 230V$ rettificata

$V_{ac} = 115V$ (2) $V_{dc} = 230V$ rettificata

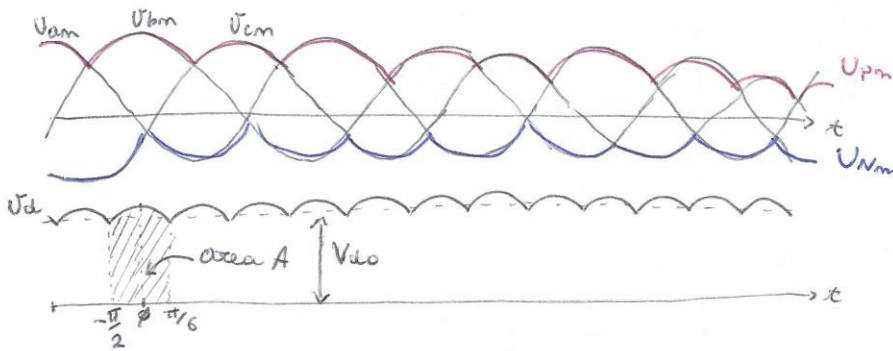
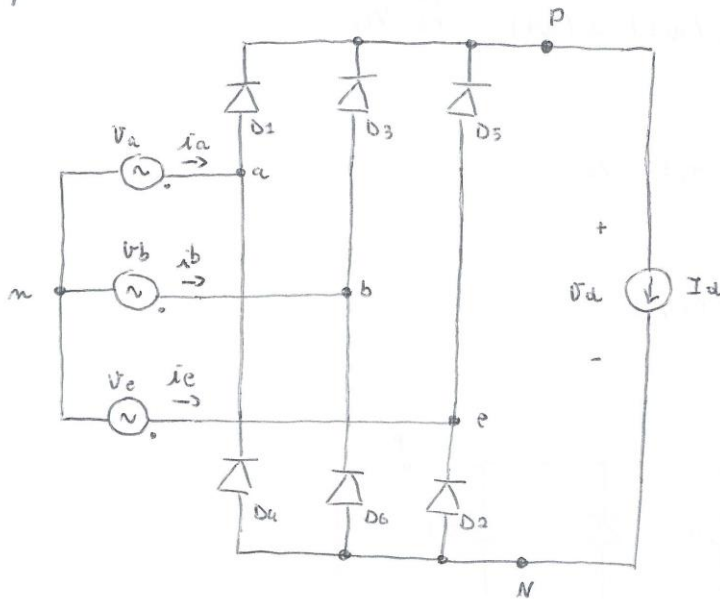
→ C_1 si carica tramite D_3 quando $V_{ac}(t) > \tau$

C_2 si carica tramite D_2 quando $V_{ac}(t) < \tau$

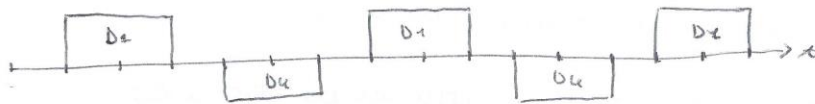
RADDRIZZATORE TRIFASE

A CARICO CON CORRENTE i_c (Carico semprepieno)

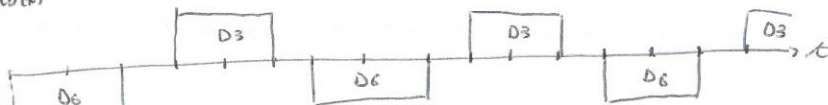
($L_s = \infty$)



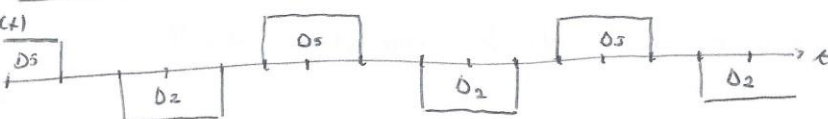
$i_a(t)$



$i_b(t)$



$i_c(t)$



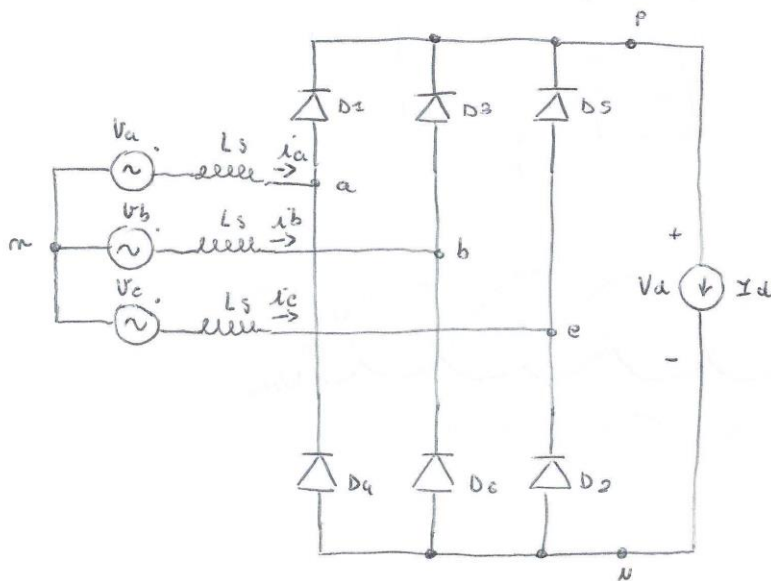
$$V_d = \sqrt{2} \cdot V_{L1} \cdot \cos(\omega t) \quad \text{per} \quad -\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}$$

V_{L1} : rms delle tensioni concatenate.

$$\text{Area } A = \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} \cdot V_{L1} \cos(\omega t) d(\omega t) = \sqrt{2} \cdot V_{L1}$$

$$V_{d0} = \frac{A}{\pi/3} = \frac{3 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{L1} = 1,35 \cdot V_{L1}$$

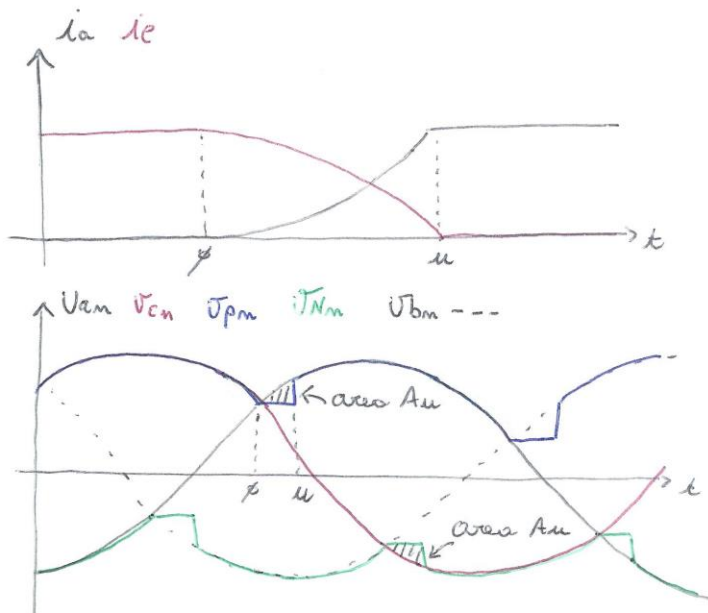
CON SORGENTE INDUTTIVA



Consideriamo la commutazione $D5 \rightarrow D1$

Inizialmente la corrente puo' attraversare $D5$ e $D6$.
 La commutazione coinvolge esclusivamente fase a ed e.

Durante la commutazione $i_c \downarrow$ mentre $i_a \uparrow$.



Durante il transitorio sia $D1$ che $D2$ sono in conduzione.

$$V_{emmm} = V_m - V_m \cos \phi = V_m - V_m \cos \phi = 2Ls \cdot \frac{di}{dt}$$

$$Ls \cdot \frac{di}{dt} = \frac{V_m - V_m \cos \phi}{2}$$

$$\omega Ls \int_{\phi}^{u} di = \int_{\phi}^{u} \frac{V_m - V_m \cos \phi}{2} d(\omega t)$$

$$V_m - V_m \cos \phi = \sqrt{2} V_u \cdot \sin(\omega t)$$

$$\omega Ls I_0 = Au$$

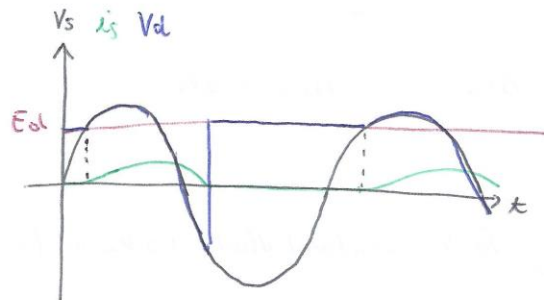
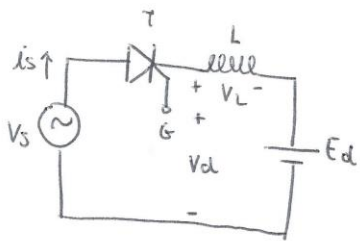
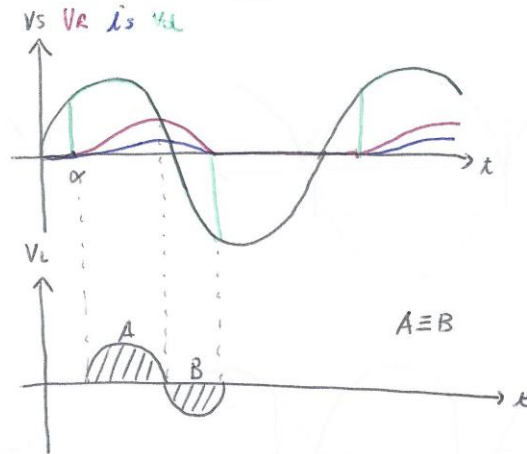
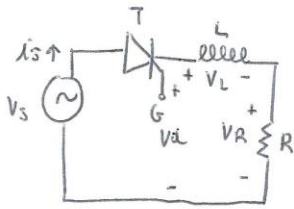
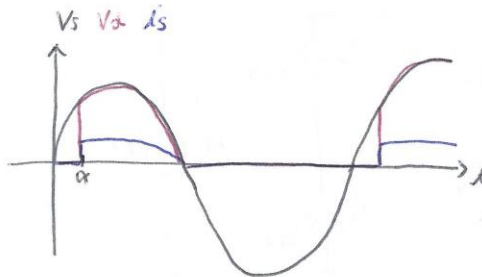
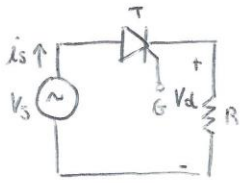
$$\rightarrow \omega Ls I_0 = \frac{\sqrt{2} V_u}{2} (1 - \cos u)$$

$$\cos u = 1 - \frac{2 \omega Ls I_0}{\sqrt{2} V_u}$$

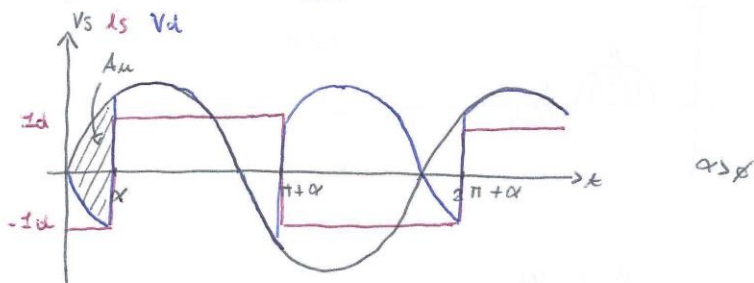
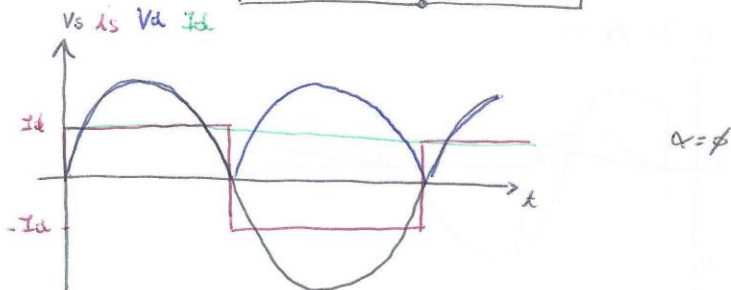
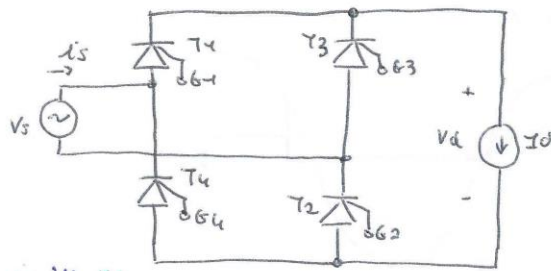
$$V_d = V_{d0} - \frac{\omega Ls I_0}{\pi/3}$$

RADDRIZZATORI DI LINEA CONTROLLATI

A SINGOLA SEMIONDA



A DOPPIA SEMIONDA MONOFASE

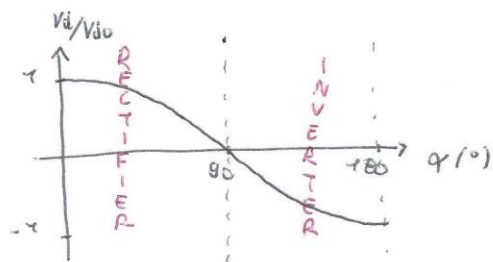


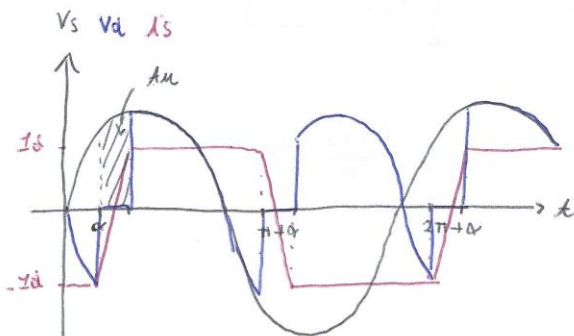
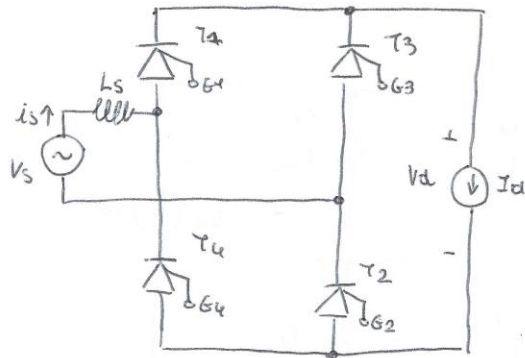
$$\bar{V}_d = V_{d0} - \Delta V_d, \quad V_{d0} = 0, \theta V_s$$

$$\Delta V_d = \frac{A_u}{\pi}$$

$$A_u = 2 \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) = 2\sqrt{2} \cdot V_s (1 - \cos \alpha)$$

$$\Rightarrow \bar{V}_d = 2\sqrt{2} V_s \cos(\alpha)$$





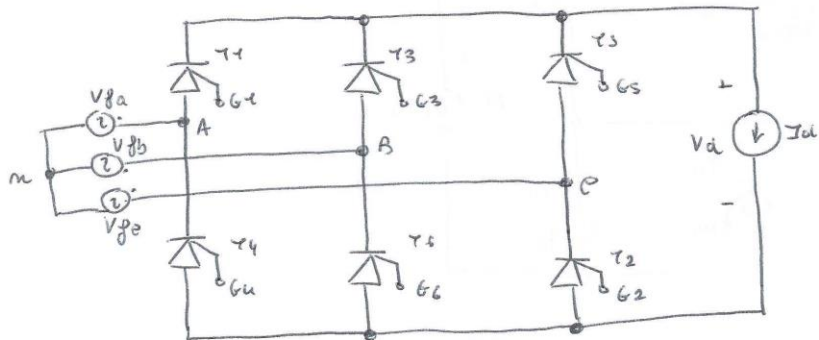
$$\bar{V}_d = \bar{V}_d \cos \varphi - \Delta V_d = 2\sqrt{2} V_s (1 - \cos \alpha) - \frac{A_u}{\pi}$$

$$A_u = \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega t) d(\omega t) = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} di = 2\omega L_s I_d$$

$$V_s dt = L di \quad (V_s = V_L, \alpha \leq t \leq \alpha + \mu)$$

$$A_u = 2\omega L_s I_d$$

TRIFASE



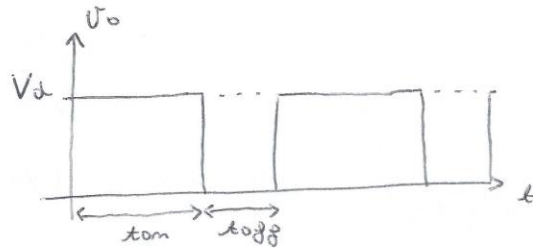
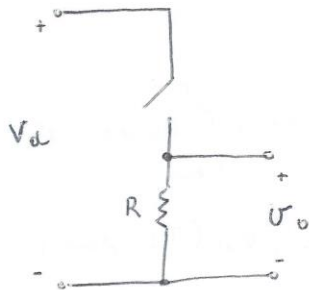
$$\bar{V}_d = V_{d0} \cdot \cos(\alpha)$$

$$V_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL}$$

CONVERTITORI DC-DC

CONVERTITORE STEP DOWN (BUCK)

Schema circuitale semplificato:



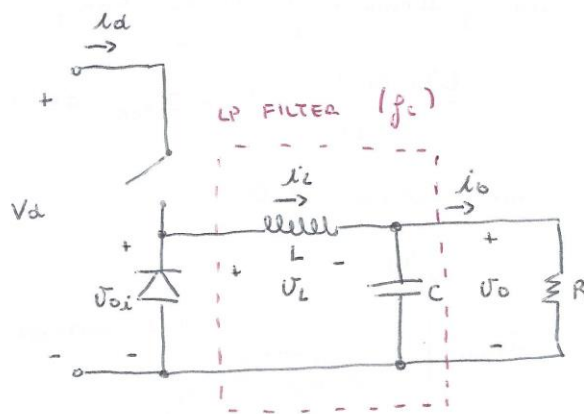
$$f_s = \frac{1}{T_s} ; T_s = t_{on} + t_{off} ; D = \frac{t_{on}}{T_s}$$

V_0 : valore medio della tensione applicata sul carico.

$$V_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} V_0(t) dt = \frac{1}{T_s} \left[\int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right] = \frac{t_{on}}{T_s} V_d = D \cdot V_d$$

$$V_0 = \frac{t_{on}}{T_s} V_d$$

Schema circuitale effettivo:



- Filtro non dissipativo
LP fa passare solo la continua se

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \frac{1}{2\pi} \ll f_s$$

- Il diodo consente il ricambio della corrente quando lo switch è OFF.

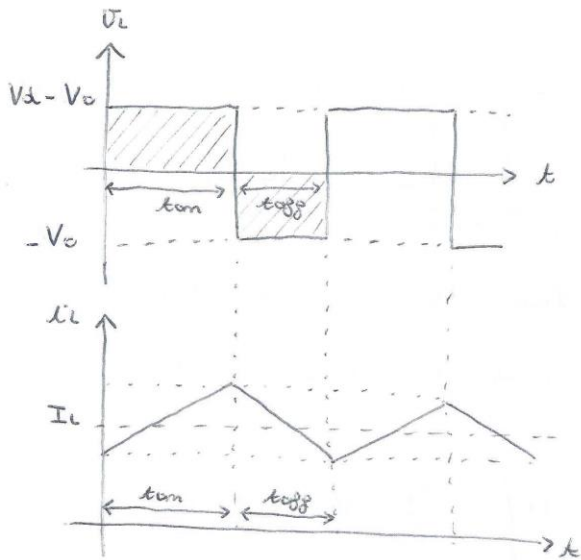
Il diodo garantisce la continuità di i_L ed evita picchi di corrente sullo switch.

MODALITÀ DI CONDUZIONE CONTINUA

Switch ON: $V_L = V_d - V_o \Rightarrow i_L(t) \uparrow$ ($i_L(t) > 0, \forall t$)

Switch OFF: $V_L = -V_o \Rightarrow i_L(t) \downarrow$

Al regime stazionario:

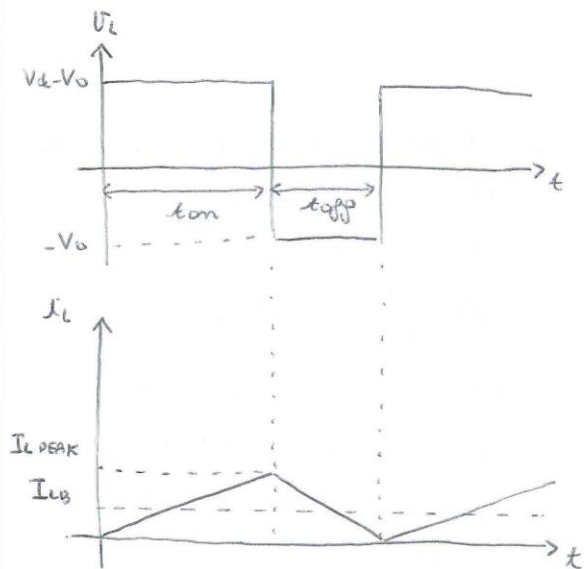


$$\int_0^{T_s} V_L dt = \int_0^{t_{on}} V_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} V_L dt = 0$$

$$(V_d - V_o) \cdot t_{on} = V_o (T_s - t_{on})$$

$$\rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s}$$

LIMITE DELLA MODALITÀ DI CONDUZIONE CONTINUA

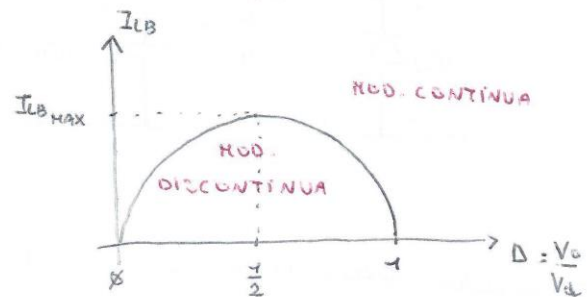


($i_L(t) = 0, t = T_s$)

$$I_{LB} = \frac{1}{2} I_{L \text{ PEAK}} = \frac{1}{2} \frac{(V_d - V_o) \cdot t_{on}}{L}$$

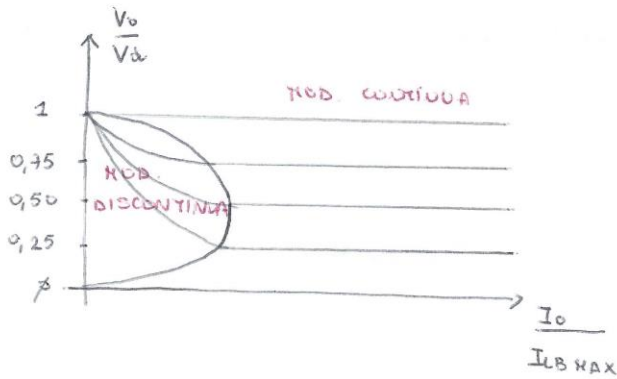
$$= \frac{D T_s V_d (1 - D)}{2L} = I_{LB \text{ MAX}} \cdot 4D(1 - D)$$

$$\text{con } I_{LB \text{ MAX}} = \frac{T_s V_d}{8L}$$



con $V_d = \text{cost.}$

$V_d = \text{cost}$

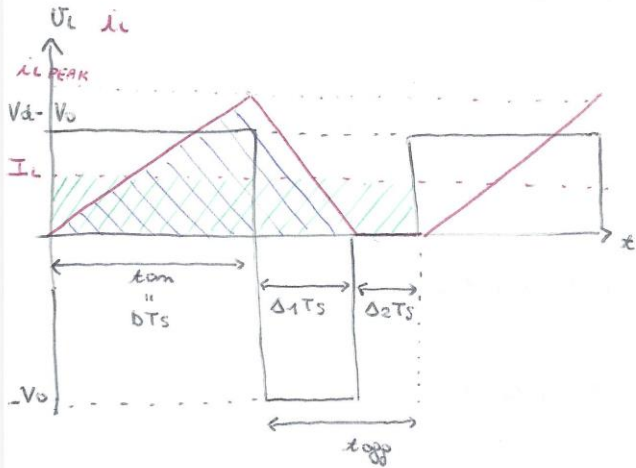


I_o : estremo nel
caso

In modalità continua: $V_o = V_d \cdot D$, come mostra il grafico (vero per $I_L > I_{LMAX} \cdot 4D(1-D)$).

In modalità discontinua: questa relazione non è più valida.

MODALITÀ DI CONDUZIONE DISCONTINUA ($V_d = \text{cost}$)



$$T_s = DT_s + \Delta_1 T_s + \Delta_2 T_s$$

$$I_{LPEAK} = \frac{(V_d - V_o) \cdot t_{on}}{L} = \frac{(V_d - V_o) DT_s}{L}$$

$$I_{LPEAK} = - \frac{(-V_o) \cdot \Delta_1 T_s}{L}$$

$$\Rightarrow (V_d - V_o) D = V_o \Delta_1$$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1}$$

$$I_{LPEAK} = \frac{V_d T_s D \Delta_1}{L (D + \Delta_1)} = 8 \cdot I_{LMAX} \cdot \frac{D \Delta_1}{D + \Delta_1}$$

$$I_L = I_o \Rightarrow I_L \cdot T_s = \frac{I_{LPEAK} (D + \Delta_1) \cdot T_s}{2} \Rightarrow I_L = 4 I_{LMAX} D \Delta_1$$

da cui risulta:
$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + I_o / 4 I_{LMAX}}$$

Modalità continua:

$$\frac{V_o}{V_d} = D \quad \text{se } I_o > I_{LBMAX} \cdot 4D(1-D)$$

Modalità discontinua:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{I_o}{4I_{LBMAX}}} \quad \text{se } I_o < I_{LBMAX} \cdot 4D(1-D)$$

Nota per $V_d = \text{cost}$ (MOTOR DRIVER)

ROBUSTITÀ DI CONDUZIONE DISCONTINUA ($V_o = \text{cost}$)

(DC VOLTAGE SUPPLY)

Valutiamo il limite della conduzione continua:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} I_{LPEAK} = \frac{1}{2} \cdot \frac{-(-V_o) \Delta_1 T_s}{L} = \frac{V_o T_s (1-D)}{2L} = I_{LBMAX} (1-D)$$

$$\text{con } I_{LBMAX} = \frac{V_o T_s}{2L}$$

In modalità discontinua:

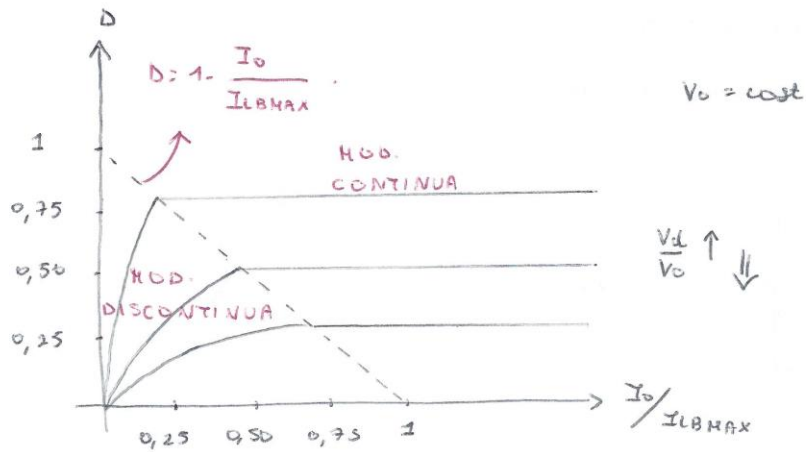
$$I_{LPEAK} = \frac{-(-V_o) \Delta_1 T_s}{L} = \frac{V_o \Delta_1 T_s}{L} = 2 I_{LBMAX} \Delta_1$$

$$I_L = \frac{I_{LPEAK} (D + \Delta_1)}{2} = I_{LBMAX} \Delta_1 (D + \Delta_1)$$

$$\frac{V_d}{V_o} = \frac{D + \Delta_1}{D} \quad ; \quad \frac{I_L}{I_{LBMAX}} = \Delta_1 (D + \Delta_1) = D^2 \frac{V_d}{V_o} \left(1 - \frac{V_d}{V_o} \right)$$

$$\Rightarrow D = \left[\frac{V_o}{V_d} \cdot \frac{I_o}{I_{LBMAX}} \cdot \left(1 - \frac{V_d}{V_o} \right)^{-1} \right]^{1/2}$$

Per V_o, V_d fissato ad un certo valore di D deve essere per ottenere una certa I_o .



modalità continua: $I_o > I_{LBMAX} (1 - D)$

$$\rightarrow D > 1 - \frac{I_o}{I_{LBMAX}}$$

risultato $D = \frac{V_o}{V_d}$

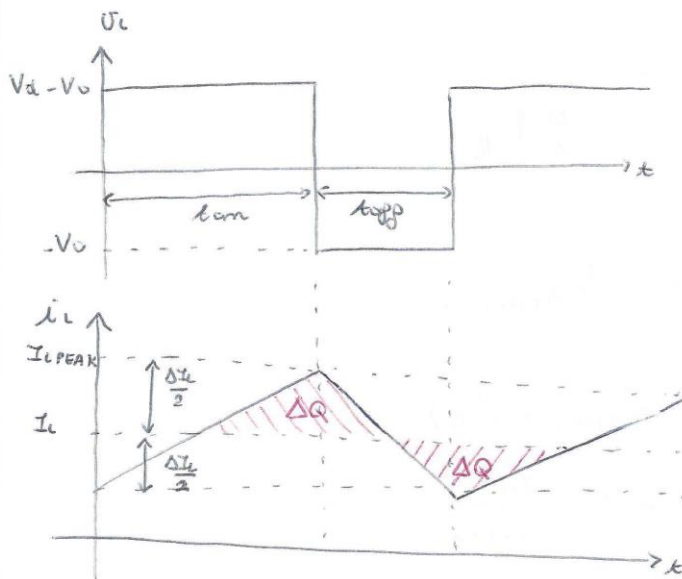
modalità discontinua: $I_o < I_{LBMAX} (1 - D)$

$$\rightarrow D < 1 - \frac{I_o}{I_{LBMAX}}$$

risultato $D = \left[\frac{V_o}{V_d} \cdot \frac{I_o}{I_{LBMAX}} \left(1 - \frac{V_d}{V_o} \right)^{-1} \right]^{1/2}$

RIPPLE DELLA TENSIONE DI USCITA

Analisi in condizione continua:



Considerando un modello del primo ordine:

In metà periodo ΔQ carica C, un metà periodo ΔQ scarica da C \rightarrow la componente continua va in load.

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \cdot T_s \quad \rightarrow \quad \Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1-D) T_s$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o}{8LC} T_s^2 (1-D)$$

$$\Delta V_o \downarrow \text{ se } \begin{cases} \bullet f_s \uparrow \\ \bullet f_c \downarrow \end{cases}$$

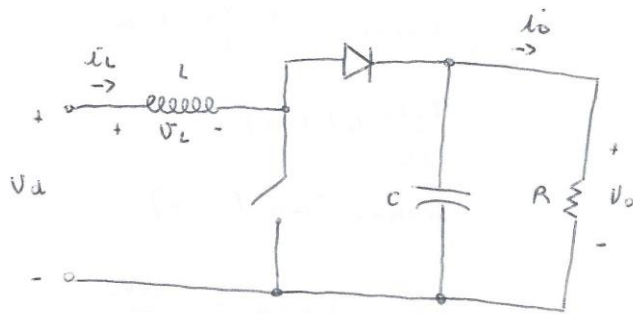
$$\rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \frac{f_c^2}{f_s^2}$$

$$\text{con: } f_c = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$f_s = \frac{1}{T_s}$$

CONVERTITORE STEP UP (BOOST)

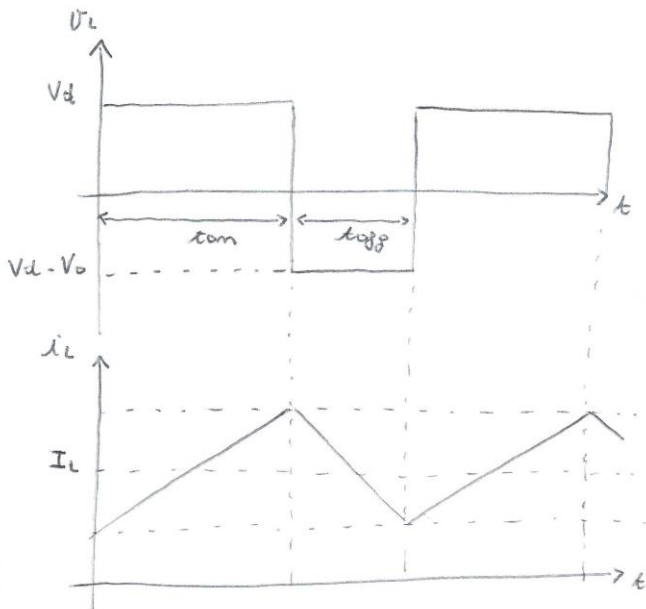
$$V_o > V_d$$



Switch ON: L si carica tramite V_d

Switch OFF: il carico riceve energia dall'accumulazione e dall'induttore.

MODALITA' DI CONDUZIONE CONTINUA



$$(i_L(t) > \neq, \forall t)$$

Al Regime:

$$\frac{t_{on} V_d}{L} + \frac{t_{off} (V_d - V_o)}{L} = \neq$$

$$t_{on} = D T_s$$

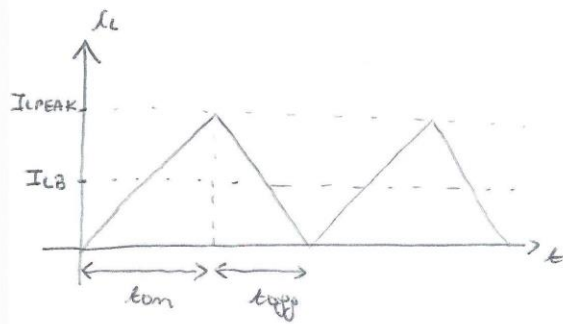
$$t_{off} = (1 - D) T_s$$

$$T_s V_d = T_s (1 - D) V_o = \neq$$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1 - D}$$

LIMITE DELLA MODALITÀ DI CONDUZIONE CONTINUA

$$(i_L(t) \neq \phi, t = T_s)$$

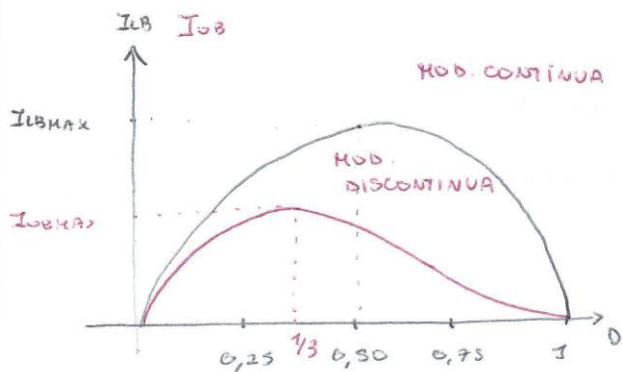


$$I_{LB} = \frac{1}{2} I_{LPEAK} = \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} \cdot t_{on}$$

$$= \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)$$

$$= I_{LBMAX} \cdot 4D(1-D)$$

$$\text{con } I_{LBMAX} = \frac{T_s V_o}{8L}$$



$$V_o = \text{cost}$$

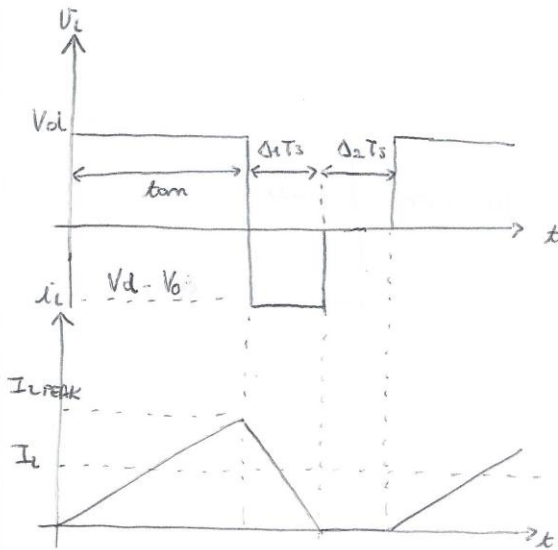
$$I_{LB} = I_{LB}(1-D) = \frac{V_o T_s}{2L} (1-D)^2 \cdot D$$

$$I_{LB} = I_{LBMAX} \cdot x = \frac{T_s V_o}{8L} \quad \text{se } D = 0,5$$

$$I_{LB} = I_{LBMAX} = \frac{2V_o T_s}{27L} \quad \text{se } D = 1/3$$

$$\rightarrow I_{LB} = \frac{27}{4} (1-D)^2 D \cdot I_{LBMAX}$$

MODALITÀ DI CONDUZIONE DISCONTINUA



$$V_0 = \text{cost.}$$

$$T_s = t_{on} + \Delta_1 T_s + \Delta_2 T_s$$

$$I_{LPEAK} = \frac{V_d}{L} t_{on} = \frac{(V_0 - V_d) \Delta_1 T_s}{2}$$

$$\frac{V_d}{L} \Delta T_s + \frac{(V_d - V_0) \Delta_1 T_s}{L} = 0$$

$$V_d D + (V_d - V_0) \Delta_1 = 0$$

$$\rightarrow \frac{V_0}{V_d} = 1 + \frac{D}{\Delta_1} = \frac{I_d}{I_0}$$

$$\text{SSC } V_0 \cdot I_0 = P_d \cdot I_d$$

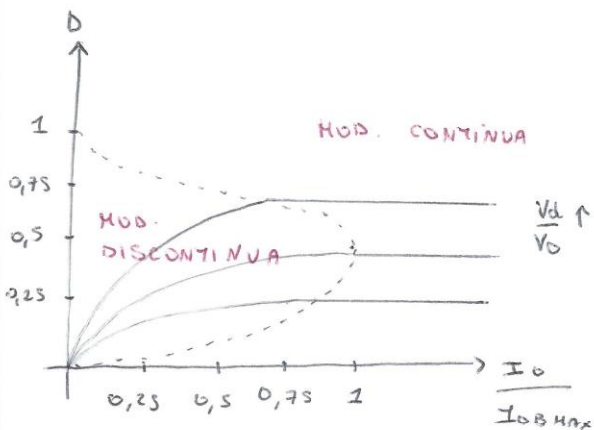
$$I_L \cdot T_s = \frac{D T_s V_d}{L} \cdot \frac{(D + \Delta_1) T_s}{2}$$

$$\text{con } I_L = I_0$$

$$I_0 = I_L \cdot \frac{\Delta_1}{D + \Delta_1} = \frac{T_s V_d}{2L} D \Delta_1 = \frac{27}{4} I_{0BMAX} \frac{V_d}{V_0} D^2 \frac{V_d}{V_0 - V_d}$$

$$\text{con } \Delta_1 = \frac{D \cdot V_d}{V_0 - V_d}$$

$$\Rightarrow D = \left[\frac{4}{27} \frac{V_0}{V_d} \left(\frac{V_0}{V_d} - 1 \right) \frac{I_0}{I_{0BMAX}} \right]^{1/2}$$



$$V_0 = \text{cost}$$

MOD. CONTINUA:

$$I_0 > I_{0B}$$

$$\rightarrow D = 1 - \frac{V_d}{V_0}$$

MOD. DISCONTINUA

$$I_0 < I_{0B}$$

$$\rightarrow D = \left[\frac{4}{27} \frac{V_0}{V_d} \left(\frac{V_0}{V_d} - 1 \right) \frac{I_0}{I_{0BMAX}} \right]^{1/2}$$

RIPPLE DELLA TENSIONE DI USCITA

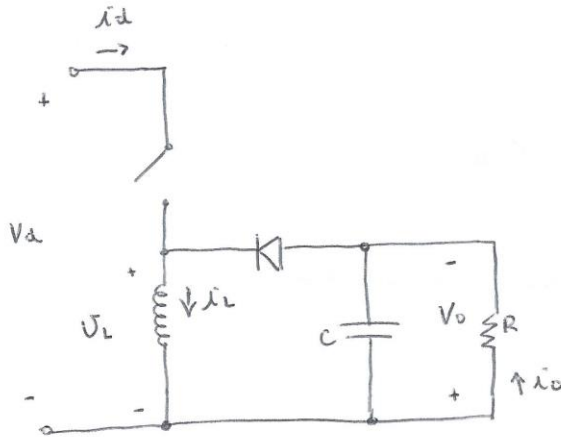
$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o \Delta T_s}{C} = \frac{V_o \Delta T_s}{RC}$$

ΔQ : carica persa da C quando switch è ON.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = D \cdot \frac{T_s}{\tau}, \quad \tau = R \cdot C$$

CONVERTITORE BUCK-BOOST

Si usa per ottenere tensioni di alimentazione negative.



Switch ON: L si carica

Switch OFF: L trasferisce energia alla capacità e al carico.

a Regime in modalità continua:

$$\frac{V_d}{L} \cdot t_{on} = \frac{V_o}{L} \cdot t_{off} \Rightarrow D T_s \frac{V_d}{L} - (1-D) T_s \frac{V_o}{L} = 0$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} = \frac{I_d}{I_o}$$

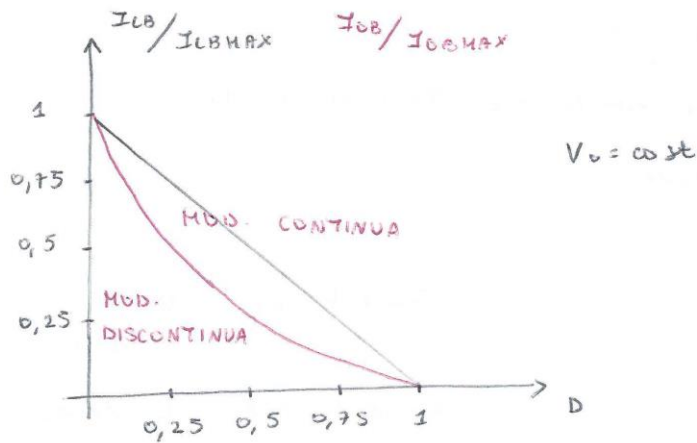
In assenza di perdite.

Limite tra modalità continua e discontinua:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} I_{LPEAK} = \frac{1}{2} \cdot \frac{D T_s V_d}{L} = I_{LBMAX} (1-D)$$

$$I_{OB} = I_{LB} (1-D) = \frac{1}{2} \frac{T_s V_o}{L} (1-D)^2 = I_{OBMAX} (1-D)^2$$

$$\text{con } I_{LBMAX} = I_{OBMAX} = \frac{T_s V_o}{2L}$$



a Regime en modaltà discontinua:

$$\frac{V_d}{L} \cdot t_{on} = - \left(-\frac{V_0}{L} \right) \Delta_1 T_s$$

$$\frac{V_d}{L} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_0 \Delta_1 T_s}{L} = \cancel{L}$$

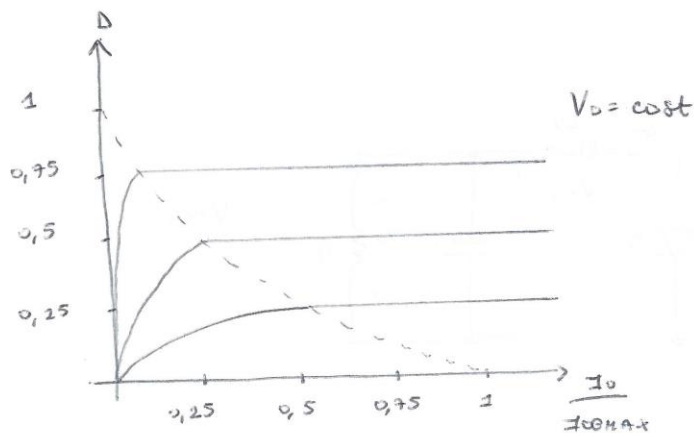
$$\rightarrow \frac{V_0}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1}$$

$$I_L \cdot T_s = \frac{V_d}{L} \cdot D T_s \cdot \frac{(D + \Delta_1) T_s}{2}$$

$$I_L = I_0 \left(1 + \frac{D}{\Delta_1} \right) = \frac{V_d T_s}{2L} D (D + \Delta_1)$$

$$\frac{I_0}{I_{0MAX}} = D \Delta_1 \frac{V_d}{V_0} = D^2 \left(\frac{V_d}{V_0} \right)^2$$

$$D = \frac{V_0}{V_d} \sqrt{\frac{I_0}{I_{0MAX}}}$$



MOD. CONTINUA

$$I_o > I_{oB} : D = \frac{V_o}{V_d - V_o}$$

MOD. DISCONTINUA:

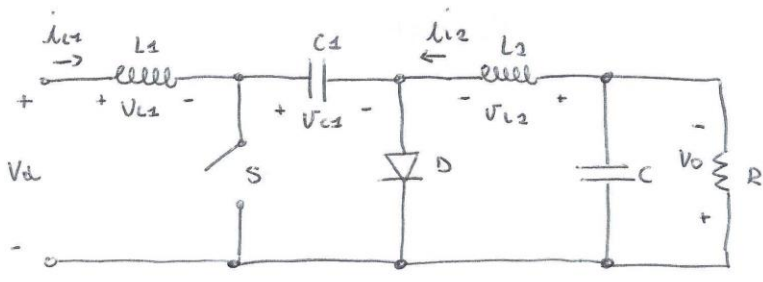
$$I_o < I_{oB} : D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oBMAX}}}$$

RIPPLE DELLA TENSIONE DI USCITA

Switch ON: C si carica sul carico.

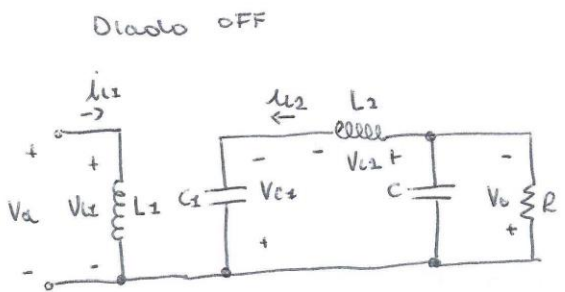
$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{DT_s V_o}{R \cdot C} \Rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = D \cdot \frac{T_s}{\tau}$$

CONVERTITORE CUK

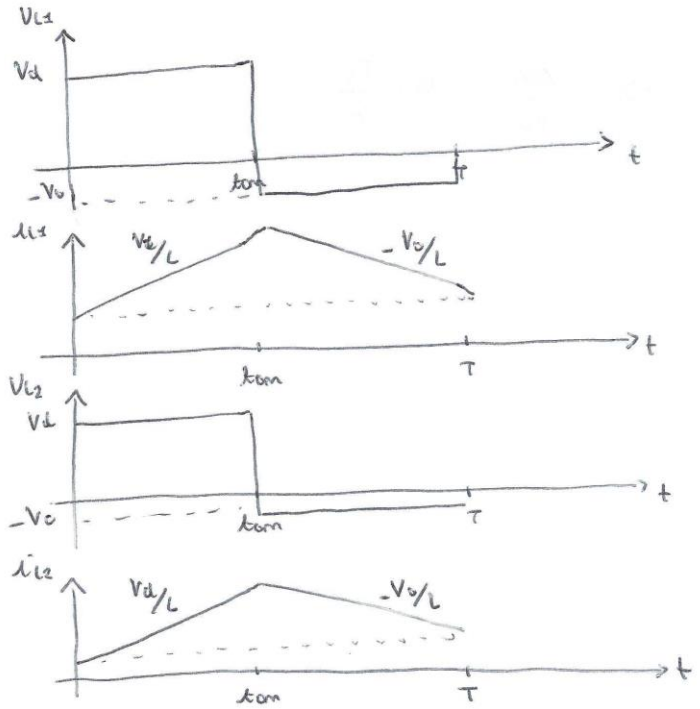
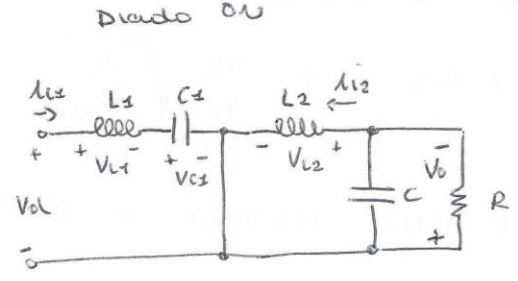


Fornisce in out una tensione di polarità opposta a quella in ingresso.

Switch ON (t_{on})



Switch OFF (t_{off})



(a Regime)

$$V_{C1} = V_d + V_o.$$

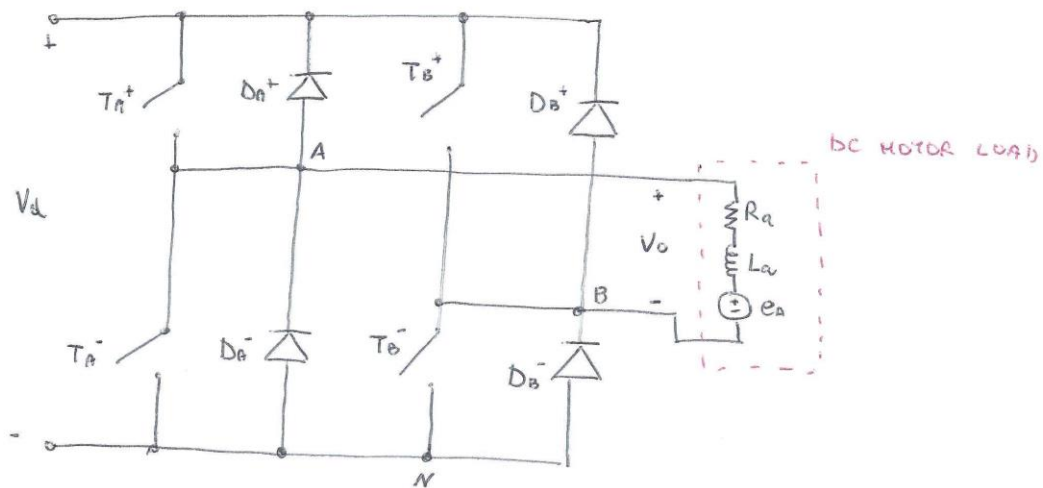
C_1 ha valore tale da poter considerare la tensione ai suoi capi costante.

$$\frac{V_d}{L} \cdot t_{on} = \frac{V_o}{L} \cdot t_{off}$$

$$V_d \cdot DT = V_o(1-D)T \quad \Rightarrow \quad V_o = V_d \cdot \frac{D}{1-D}$$

CONVERTITORE FULL BRIDGE DC-DC

È un convertitore a 4 quadranti.



$$\langle V_{AN} \rangle = D_A \cdot V_d$$

$$\langle V_{BN} \rangle = D_B \cdot V_d$$

$$V_o = V_{AN} - V_{BN}$$

$$\langle V_o \rangle = \langle V_{AB} \rangle = \langle V_{AN} \rangle - \langle V_{BN} \rangle = V_d (D_A - D_B)$$

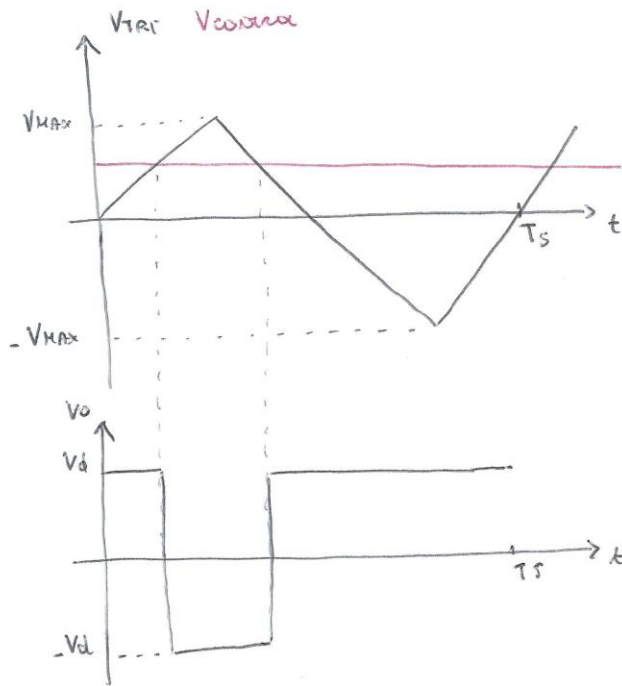
$$\langle V_o \rangle \in [-V_d ; +V_d]$$

Controllo del duty delle antenne tramite PWM

→ PWM Bipolare

→ PWM Unipolare

PWM BIPOLARE



- Se $V_{control} > V_{TAI} \Rightarrow V_O = -V_d$
 $\rightarrow T_{A^-}, T_{B^-}$ ON
- Se $V_{control} < V_{TAI} \Rightarrow V_O = V_d$
 $\rightarrow T_{A^+}, T_{B^+}$ ON

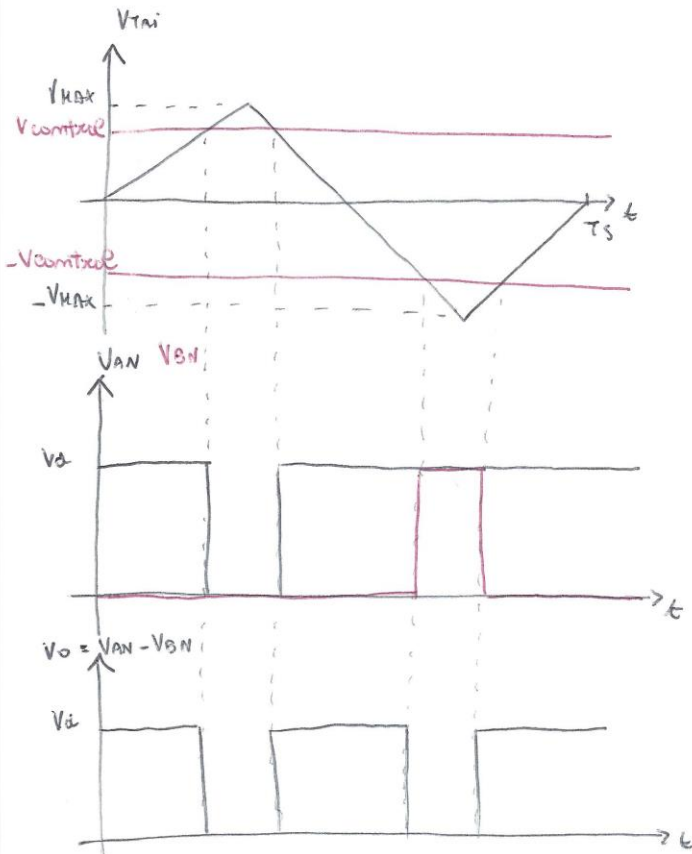
$$D_A = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_{control}}{V_{MAX}}$$

$$D_B = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \frac{V_{control}}{V_{MAX}}$$

$$\langle V_O \rangle = (D_A - D_B) V_d$$

$$= \frac{V_{control}}{V_{MAX}} \cdot V_d$$

PWM UNIPOLARE



- Se $V_{control} > V_{TAI} \rightarrow T_{A^+}$ ON
- Se $-V_{control} > V_{TAI} \rightarrow T_{B^+}$ ON

$$\langle V_O \rangle = (D_A - D_B) V_d$$

$$D_A = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \frac{V_{control}}{V_{MAX}}$$

$$D_B = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \frac{V_{control}}{V_{MAX}}$$

$$\langle V_O \rangle = \frac{V_{control}}{V_{MAX}} \cdot V_d$$

PWM ~ 2 fasi \Rightarrow più facile da realizzare.

16/05/2017

CONVERTITORI DC-DC INDUCTORLESS

Basati su schema a condensatori commutati

→ Eliminando L si ottiene area e spessore del chip minore

→ Per potenze di potenza inferiori riesce a farcela il convertitore tutto integrato (L non aveva mai riuscito ad integrarlo)

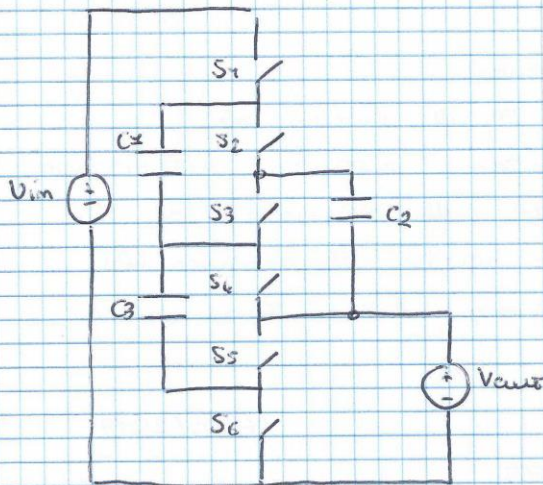
→ l'integrazione dei convertitori DC-DC mi consente di gestire in maniera ottima, tramite l'inserimento di più convertitori, il consumo di potenza nel chip dissipando il giusto momento di area area quando non sono utilizzate.

→ Rivolto la fornitura di power supply distribuita

Svantaggi:

- Rapporto di conversione $\frac{V_u}{V_i}$ legato alla topologia del circuito (dove $\frac{V_u}{V_i} \leq 1$) e quasi costante: $\frac{V_u}{V_i} \approx \text{cost.}$
- Per avere un $\frac{V_u}{V_i}$ notevole è necessario inserire in cascata od DC-DC un convertitore lineare da però già diminuito l'efficienza del sistema.

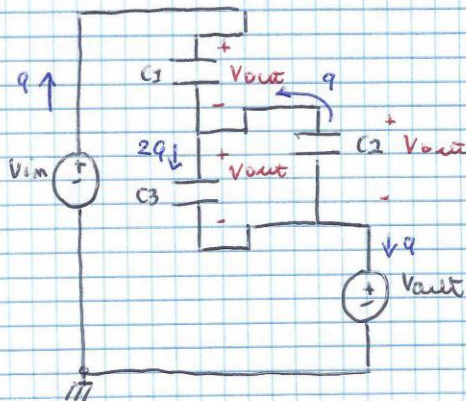
LADDER 3:1



Clock a 2 fasi: su una fase si chiudono i diodi e sull'altra si apre.

FASE 1

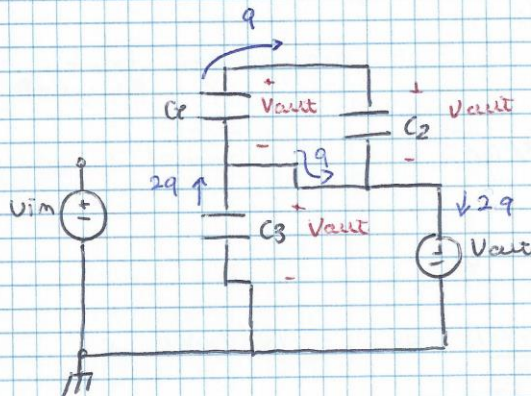
Chiusi i diodi:



$$V_o = \frac{1}{3} V_i$$

FASE 2

Circuiti a fase



Supposizione: a regime la carica che attraversa una capacità è nulla

- Movimento di carica
- Supponendo che q non cambi le tensioni sono costanti

$$I_i = q \cdot f_s$$

$$\rightarrow \frac{I_o}{I_i} = 3, \quad I_o = 3I_i'$$

$$I_o = (q + 2q) \cdot f_s$$

Limiti di funzionamento:

SSL (Slow Switching Limit)

Valido a bassa f_s (f_s : frequenza switching)

→ durante ciascuna fase la capacità si riempiono ed è data dalla carica

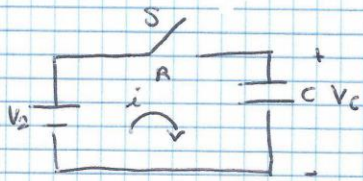
Si può trascurare la potenza dissipata nelle resistenze dei diodi e dei switch.

FSL (Fast Switching Limit)

Valido a elevata f_s .

→ la tensione sulle C può essere considerata costante durante ciascuna fase.

Epilogo Emergente:



$t = \phi$ chiuso S
 $V_c(\phi) = V_1$

A : Resistenza Serie Switch

$$i(t) = \frac{V_2 - V_1}{R} e^{-t/RC}$$

durante la carica: $V_c = V_1 \rightarrow V_2$

Energia erogata da V_2

$$\int_{\phi}^{\infty} V_2 \cdot i(t) dt = V_2 \frac{(V_2 - V_1)}{R} \cdot RC = V_2 (V_2 - V_1) \cdot C$$

Se $V_1 = \phi \Rightarrow C \cdot V_2^2$

Energia dissipata nello switch:

$$\int_{\phi}^{\infty} R \cdot i^2(t) dt = \int_{\phi}^{\infty} R \cdot (V_2 - V_1)^2 \frac{1}{R^2} \cdot e^{-\frac{2t}{RC}} dt = \frac{(V_2 - V_1)^2}{R} \frac{RC}{2}$$

$$= \frac{C}{2} \cdot (V_2 - V_1)^2 \quad \text{è speso in calore di R!}$$

Se $V_1 = \phi \Rightarrow \frac{1}{2} C V_2^2$

Energia accumulata da C = $\frac{1}{2} C (V_2^2 - V_1^2)$

Formule valide anche se $R \rightarrow \phi$ (anche se switch, energia dissipata)

SSL

Il fattore medio per la carica di carica

Il fattore per la fase ϕ

$$\vec{a}^{(\phi)} = \left\{ a_{ant}^{(\phi)}, a_{cr}^{(\phi)}, a_{c2}^{(\phi)}, a_{c3}^{(\phi)}, a_{in}^{(\phi)} \right\}$$

carica che passa durante la fase ϕ
 normalizzata rispetto alla carica di uscita in un periodo

in questa situazione di corrente variabile applicata da S

Per il LADDER 3-1

$$\vec{a}^{(1)} = \left\{ \frac{1}{3}, \frac{1}{3}, -\frac{1}{3}, \frac{2}{3}, \frac{1}{3} \right\}$$

$$\vec{a}^{(2)} = \left\{ \frac{2}{3}, -\frac{1}{3}, \frac{1}{3}, -\frac{2}{3}, \phi \right\}$$

Indicando la
proporzione di
carica che passa
attraverso ogni C
e ogni porta
normalizzata
rispetto a q_{out} in
un periodo.

Teorema di Tellegen

$$\sum_i V_i \cdot i_i = \phi$$

Per ogni fase: $V_{out} \cdot i_{out} + \sum_{i \in Cap} V_{ci} \cdot i_{ci} - V_{in} \cdot i_{in} = \phi$

FASE 1: $V_{out} \cdot a_{out}^{(1)} + \sum_{i \in Cap} V_{ci} \cdot a_{ci}^{(1)} - V_{in} \cdot a_{in}^{(1)} = \phi$

$$\left(i_{out} \frac{1}{2} = a_{out} \cdot q_{out} \right)$$

FASE 2: $V_{out} \cdot a_{out}^{(2)} + \sum_{i \in Cap} V_{ci} \cdot a_{ci}^{(2)} - V_{in} \cdot a_{in}^{(2)} = \phi$

N.B. $a_{out}^{(1)} + a_{out}^{(2)} = 1$
 $a_{ci}^{(1)} = -a_{ci}^{(2)} = a_{ci}$

FASE 1 + FASE 2: $V_{out} + \sum_{i \in Cap} (V_{ci}^{(1)} - V_{ci}^{(2)}) a_{ci} - V_{in} \cdot$

$$(a_{in}^{(1)} + a_{in}^{(2)}) = \phi$$

$-V_{in} (a_{in}^{(1)} + a_{in}^{(2)}) = -V_{out} \cdot$ tensione in uscita a
rispetto a q_{out} (c.a.)

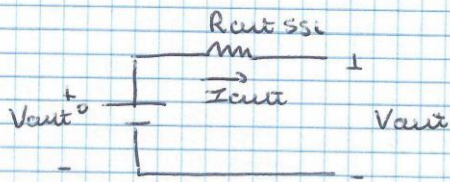
$$\Delta V_{out} = V_{out}^0 - V_{out} = \sum_{i \in Cap} \left[\underbrace{V_{ci}^{(1)} - V_{ci}^{(2)}}_{\frac{a_{ci} \cdot q_{out}}{C_i}} \right] a_{ci} =$$

↑
variazione di tensione
rispetto al caso a vuoto

$$= \sum_{i \in Cap} \frac{a_{ci}^2}{C_i} \cdot q_{out}$$

$$\Delta V_{out} = \underbrace{\left[\sum_{i \in Cap} \frac{a_{ci}^2}{C_i} \cdot \frac{1}{f_s} \right]}_{R_{out} \text{ ssi}} \cdot I_{out}$$

Circuito equivalente



Potenza dissipata al due convertitore : $R_{aut} \cdot I_{aut}^2$

FSL:

R_i : Resistenza serie dello switch i

Vettore di moltiplicatore di carica per gli switch

$$\vec{a}_s^{(1)} = \left\{ \frac{1}{3}, \emptyset, \frac{1}{3}, \emptyset, -\frac{2}{3}, \emptyset \right\} \quad \left(\begin{array}{l} \text{In questo caso } a_s \\ \text{c sono gen. di } V \\ \text{costanti!} \end{array} \right)$$

$$\vec{a}_s^{(2)} = \left\{ \emptyset, \frac{1}{3}, \emptyset, \frac{1}{3}, \emptyset, -\frac{2}{3} \right\} \quad \leftarrow \text{rapporto tra carica del switch in una fase e carica un aut nel periodo}$$

Switch S_i : $i_{s_i}^{(1)} = a_{s_i}^{(1)} q_{aut} \cdot 2 \cdot f_s$ come $\cdot \frac{T}{2}$

$i_{s_i}^{(2)} = a_{s_i}^{(2)} q_{aut} \cdot 2 \cdot f_s$

$$P_{FSL} = \sum_{i \in \text{SWITCH}} R_i \cdot i_{s_i}^2 = \sum_{i \in \text{SWITCH}} 4 R_i \cdot q_{aut}^2 f_s^2 a_{s_i}^2 =$$

↑
corrente non media durante la fase (1) & (2)

$$= R_{aut} \cdot i_{aut}^2$$

$$i_{aut} = q_{aut} \cdot f_s$$

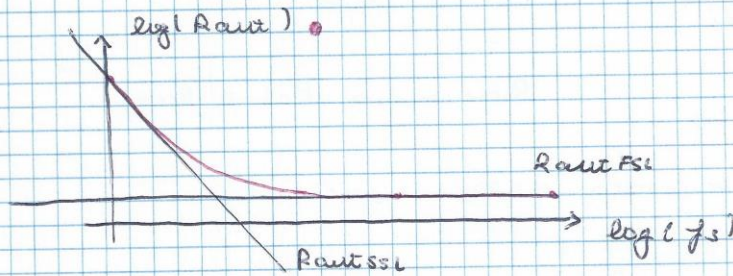
$$\rightarrow R_{aut} = \sum_{i \in \text{SWITCH}} 4 R_i \cdot a_{s_i}^2$$

$$R_{\text{aut}}^{\text{SSI}} \propto C_i^{-1} f_s^{-1}$$

$$R_{\text{aut}}^{\text{FSI}} \propto R_i$$

Mez. caso intermedio SSI, FSI, transito:

$$R_{\text{aut}} = \sqrt{R_{\text{aut}}^{\text{SSI}^2} + R_{\text{aut}}^{\text{FSI}^2}}$$



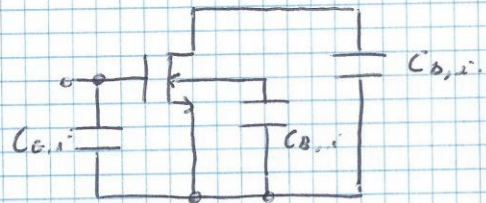
Altre Perdite:

- SWITCHING LOSS - Perdite dovute al fatto che l'interuttore non è ideale ma è costituito per lo. da un MOS.

$$P_{\text{sw}} : f_s \sum_{\text{switch}} (C_{\text{oi}} \cdot V_{\text{oi}}^2 + C_{\text{oi}} V_{\text{oi}}^2 + C_{\text{bi}} V_{\text{bi}}^2)$$

$$P_{\text{sw}} \propto f_s, A_s$$

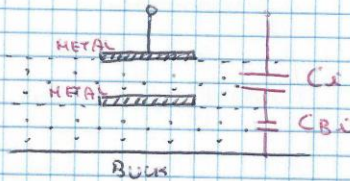
f_s : freq. switching
 A_s : Area Switch.



Bottom Plate Parasitic Capacitance

17/05/2017

Capacità parassita delle piastre inferiori della capacità.



$$P_{CB} = f_s \sum_{i \in C_{op}} C_{Bi} V_{Bi}^2$$

$$P_{CB} \propto f_s, A_{CB}$$

$$\text{Rimangono } P_{CB} \equiv P_{CAP}$$

A_{CB} : Area occupata dalla capacità.

Resistenza Serie Equivalente

Tiene conto delle Rese dei componenti che non sono switch (metale, capacità)

$$P_{ESR} = R_{ESR} \cdot I_{aut}^2$$

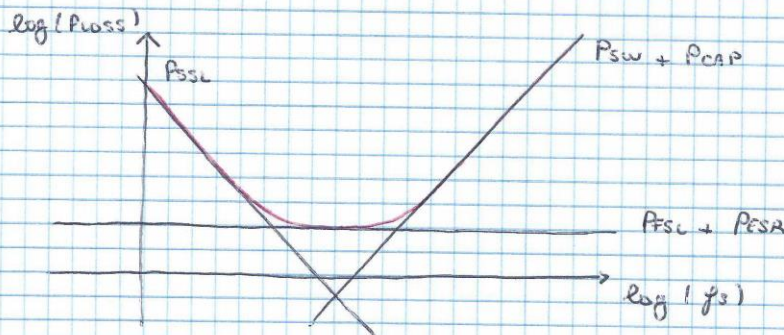
Valutazione efficiente di conversione

$$P_{loss} = R_{aut} I_{aut}^2 + P_{sw} + P_{ESR} + P_{CAP}$$

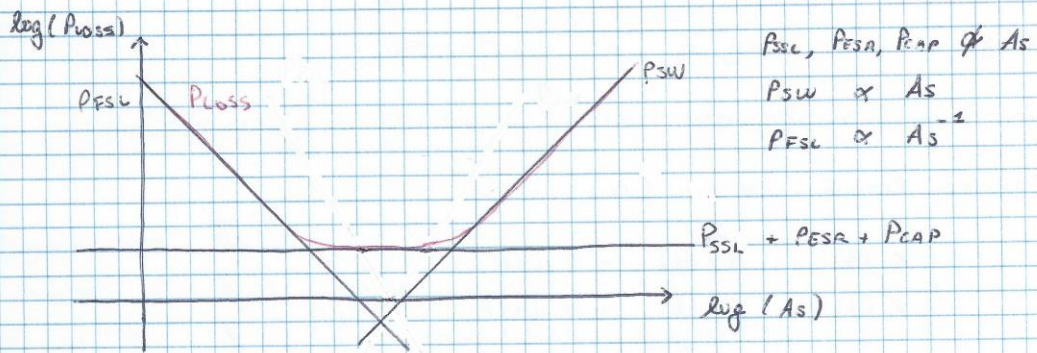
\uparrow
Potenza media
resistente di aut

$$\eta = \frac{P_{aut}}{P_{aut} + P_{loss}} \approx 50\% \div 80\% \quad (P_{aut} = V_{aut} \cdot I_{aut})$$

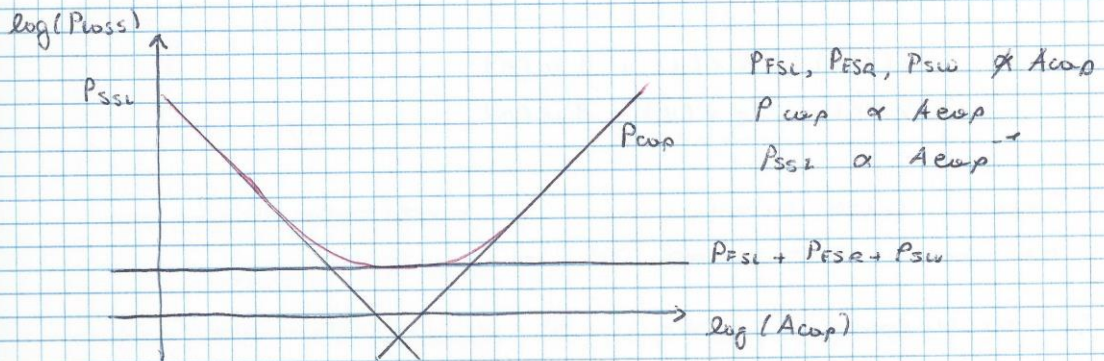
Dipendenza qualitativa delle potenze da alcuni fattori:



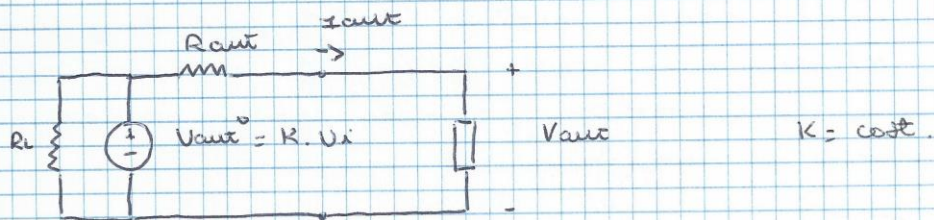
$$\begin{aligned} P_{sw} &\propto f_s^{-1} \\ P_{sw}, P_{CAP} &\propto f_s \\ P_{ESR}, P_{ESR} &\propto f_s \end{aligned}$$



(Impedenza switch costante, energia switch massima)



Rappresentazione equivalente del convertitore convertito:

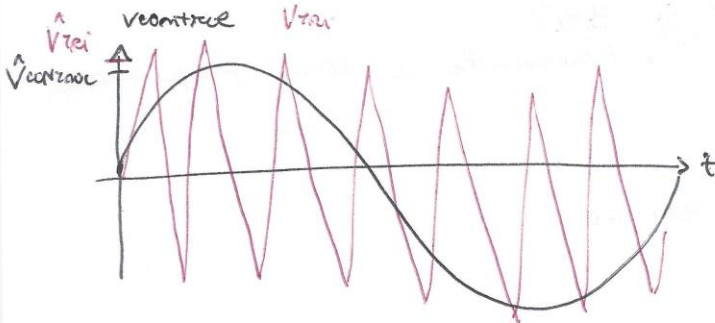


R_l : tiene conto delle perdite che R_s quando $I_{out} \neq 0$
 (per esempio per la switching della C_{sp})

Se $V_{out} \neq V_{out}^0 \rightarrow R_{aut}$ si deve assumere questa d.d.p. e ciò aumenta i consumi diminuendo η .

INVERTER PWM CONTROL

-> Ottenere output sinusoidale con controllo di ampiezza e frequenza.



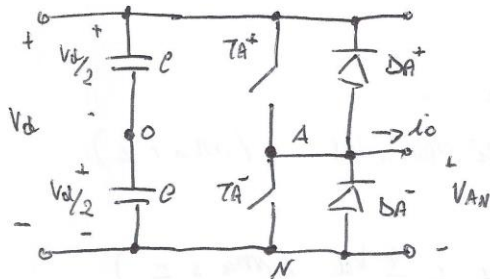
$$M_a = \frac{V_{control}}{V_{rai}}$$

$$M_f = \frac{f_s}{f_z}$$

f_s : frequenza di V_{rai} , è la frequenza di commutazione degli switch

f_z : frequenza $V_{control} \Rightarrow$ frequenza fondamentale in output

INVERTER MONOFASE AD UN RANCO



$V_{control} > V_{rai} : TA^+ ON \Rightarrow V_{AO} = \frac{1}{2} V_d$

$V_{control} < V_{rai} : TA^- ON \Rightarrow V_{AO} = -\frac{1}{2} V_d$

$$V_{AO1} = M_a \cdot \frac{V_d}{2} \quad (M_a \leq 1)$$

$$\frac{V_d}{2} \geq V_{AO1} \geq \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_d}{2} \quad (M_a > 1)$$

- $M_a \leq 1$: PRO :
- Armoniche ad alta frequenza
 - Ampiezza fondamentale varia linearmente con M_a

- CONTRA :
- Ampiezza fondamentale ridotta

- $M_a > 1$: PRO :
- $M_a < 3,24$: Ampiezza della fondamentale crescente

- CONTRA :
- Armoniche a bassa freq.
 - Amp. fond. non lineare con M_a .

Controllo con onda Quadra:

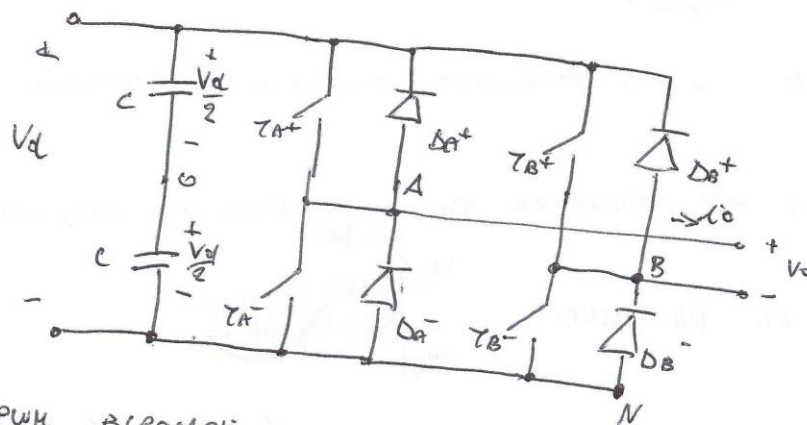
PRO:

- Switching e dissipazione potenza per periodi ridotti

CONTRA:

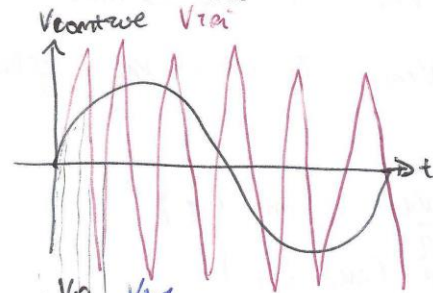
- no modulazione ampiezza aut.
- Armoniche a bassa frequenza.

INVERTER MONOFASE FULL BRIDGE



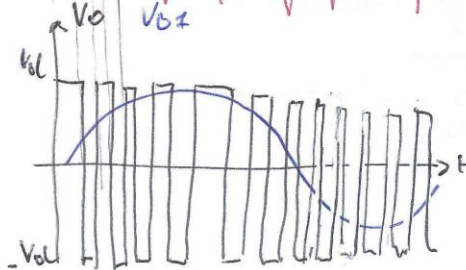
$$V_o = V_{Ao} - V_{Bo}$$

PWM BIPOLARE

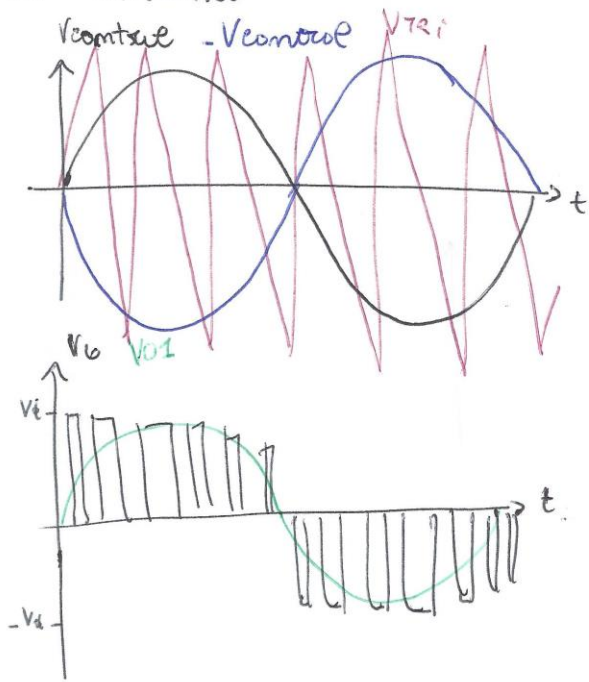


$$V_{o2} = m_a \cdot V_d \quad (m_a < 1)$$

$$V_d < V_{o2} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1)$$



PWM UNIPOLARE



$V_{control} > V_{tri} : T_A^+ ON, V_{AN} = V_d$
 $V_{control} < V_{tri} : T_A^- ON, V_{AN} = \emptyset$
 $(-V_{control}) > V_{tri} : T_B^+ ON, V_{BN} = V_d$
 $(-V_{control}) < V_{tri} : T_B^- ON, V_{BN} = \emptyset$

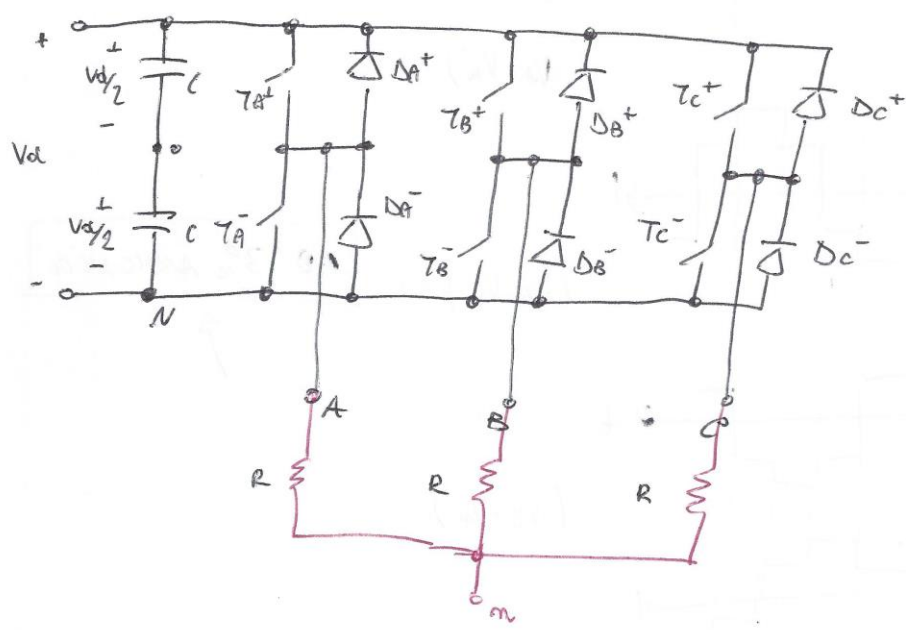
$V_o = V_{AN} - V_{BN}$

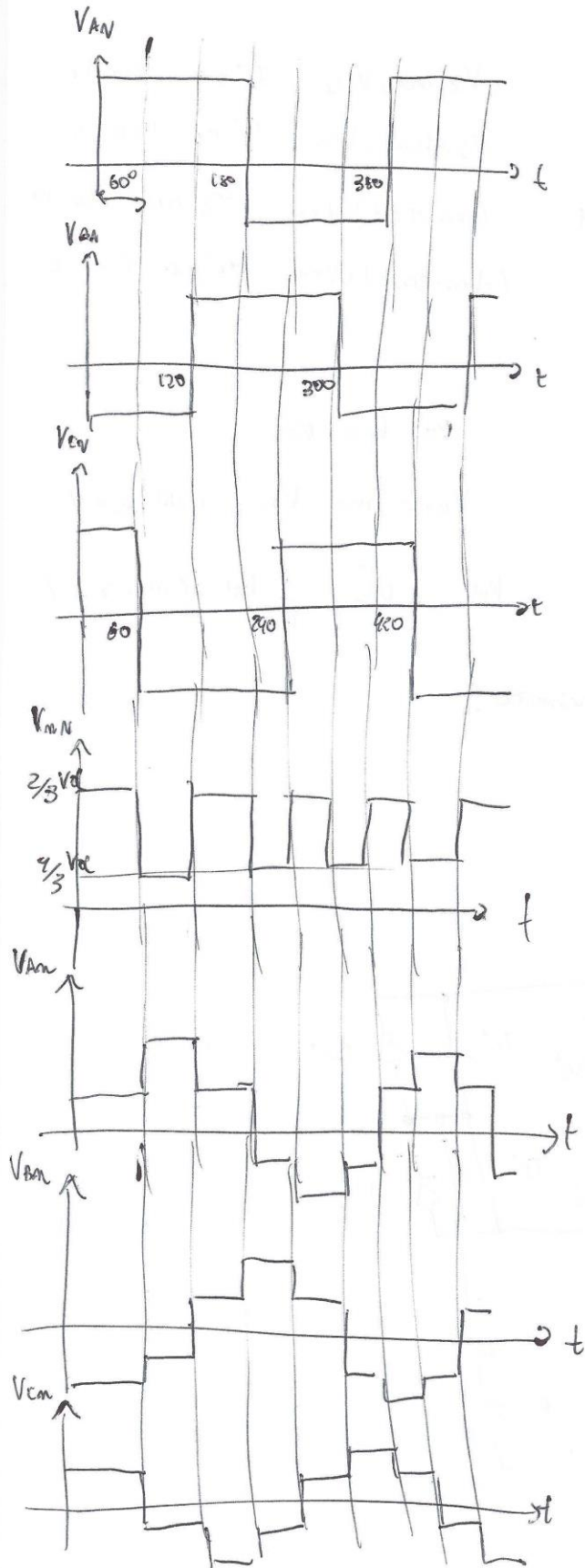
$\hat{V}_{o1} = m_a \cdot V_d \quad (m_a \leq 1)$

$V_{ol} < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_{ol} \quad (m_a > 1)$

PRO: Contenuto armonico minore!

INVERTER TRI FASE





$(V_A - V_N)$

$(V_B - V_N)$

$(V_C - V_N)$

NO 3rd HARMONIC



Argomenti legati ai controlli.

In un sistema LTI, lineare e stazionario:

Tempo continuo: (TC)

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) = Cx(t) + Du(t) \end{cases}$$

\vec{u} : m ingressi
 \vec{x} : n stati
 \vec{y} : l uscite

Tempo discreto: (TD)

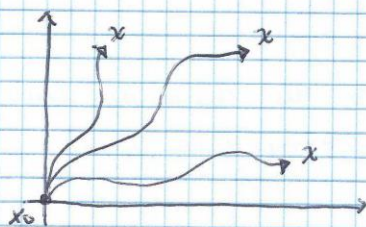
$$\begin{cases} x(i+1) = Ax(i) + Bu(i) \\ y(i) = Cx(i) + Du(i) \end{cases}$$

Sotto certe condizioni è possibile passare da una discretizzazione TC a una TD.

Si determinano i seguenti risultati per un sistema TD

RAGGIUNGIBILITÀ

Un sistema è raggiungibile se a partire da un qualunque stato iniziale x_0 si può raggiungere un qualunque stato finale x con un'opportuna azione di controllo, ovvero con un'opportuna sequenza di ingressi u .



Condizioni di raggiungibilità:

$$x(0) = x_0$$

$$x(1) = Ax(0) + Bu(0) = Ax_0 + Bu(0)$$

$$x(2) = Ax(1) + Bu(1) = A^2x_0 + ABu(0) + Bu(1)$$

$$x(3) = Ax(2) + Bu(2) = A^3x_0 + A^2Bu(0) + ABu(1) + Bu(2)$$

$$x(m) = A^m x_0 + \sum_{i=1}^m A^{m-i} Bu(i-1)$$

$$x(m) = A^m x_0 = \sum_{i=1}^m A^{m-i} B u(i-1)$$

$$x(m) = A^m x_0 = \underbrace{\left[\begin{array}{cccc} B & AB & A^2 B & \dots & A^{m-1} B \end{array} \right]}_{\substack{m \times m \\ \text{MATRICE DI} \\ \text{RAGGIUNGIBILITÀ} \\ (R)}} \underbrace{\left[\begin{array}{c} u(m-1) \\ u(m-2) \\ \vdots \\ u(0) \end{array} \right]}_{m \times 1}$$

$m \times 1$ $m \times m$ $m \times 1$

Se è MAT. di Raggiungibilità un sistema è raggiungibile.

Il sistema è raggiungibile sse $\text{Rank}(R) = m$

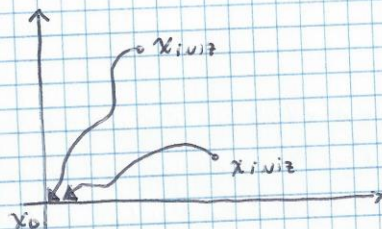
Se è raggiungibile, il sistema è raggiungibile in n passi.

Se $\text{Rank}(A) < m$, sono raggiungibili solo gli stati che appartengono a Immagine $[R]$.

Il sistema sarebbe potremmo dire raggiungibile.

CONTROLLABILITÀ

Un sistema è controllabile se a partire da un qualunque stato x_{iniz} esiste una opportuna azione di controllo in grado di portare il sistema nello stato x_0 .



Condizione di controllabilità

$$x(m) = x_0$$

$$x(\varphi) = x_{iniz}$$

$$x_0 - A^m x_{iniz} = R \begin{bmatrix} u(m-1) \\ \vdots \\ u(\varphi) \end{bmatrix}$$

Perché il sistema abbia soluzione è sufficiente che $A^m x_{iniz} \in \text{Image}(R)$.

Il sistema è controllabile se $\text{Image}(A) \subset \text{Image}(R)$

- Se $\det(A) \neq 0 \rightarrow$ Raggiungibilità e controllabilità
($\text{Rank}(A) = N$) coincidono
- Se un sistema è raggiungibile e anche controllabile.

OSSERVABILITÀ

Un sistema è osservabile se:

- conoscendo $u(t)$ da $t = t_0$ a $t = t_f$
- conoscendo $y(t)$ da $t = t_0$ a $t = t_f$

Sono in grado di rivelare lo stato iniziale del sistema $x(t_0)$

Dimostrazione a T.D.:

$$y(\varphi) = C x(\varphi) + D u(\varphi)$$

$$y(1) = C x(1) + D u(1) = C A x(\varphi) + C B u(\varphi) + D u(1)$$

$$y(2) = C x(2) + D u(2) = C A x(1) + C B u(1) + D u(2) \\ = C A^2 x(\varphi) + C A B u(\varphi) + C B u(1) + D u(2)$$

$$y(m-1) = C A^{m-1} x(\varphi) + \left[\sum_{i=1}^{m-1} C A^{m-1-i} B u(i-1) \right] + D u(m-1)$$

$$\begin{bmatrix} x(\varphi) = Du(\varphi) \\ x(1) = cB \cdot u(\varphi) + Du(1) \\ \vdots \\ x(m-1) = \sum_{i=2}^{m-1} C \cdot A^{m-1-i} \cdot B u(i) + Du(m-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{m-1} \end{bmatrix} \cdot x(\varphi) \quad \left. \vphantom{\begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{m-1} \end{bmatrix}} \right\} m \times 1$$

\uparrow
 MATRICE DI OSSERVABILITA'
 \mathcal{O}

Se $\text{Rank}(\mathcal{O}) = m$ il sistema è completamente osservabile (soluzione unica)

Se $\text{Rank}(\mathcal{O}) < m$ il sistema è parzialmente osservabile

gli stati che appartengono a $\text{Ker}(\mathcal{O})$ non sono osservabili. $\mathcal{O}(\chi_{\text{KER}}) = \emptyset$

22/05/2017

Come si trasforma il sistema quando si fa un cambio di base degli stati:

$$x = T \cdot x' \quad T: \text{matrice } n \times n \text{ con } \det(T) \neq 0$$

$$\rightarrow x' = T^{-1} \cdot x$$

Sistema a tempo discreto:

$$\begin{cases} x(k+1) = Ax(k) + Bu(k) \\ y(k) = Cx(k) + Du(k) \end{cases}$$

$$\rightarrow \begin{cases} x'(k+1) = T^{-1} A T x'(k) + T^{-1} B u(k) \\ y(k) = C T x'(k) + D u(k) \end{cases}$$

$$\begin{cases} x'(k+1) = A' x'(k) + B' u(k) \\ y(k) = C' x'(k) + D' u(k) \end{cases}$$

$$A' = T^{-1} A T \quad B' = T^{-1} B$$

$$C' = C T \quad D' = D$$

Forma standard (base) di raggiungibilità

$$T = [T_1, T_2]$$

T_1 : base dell'autospazio raggiungibile.

T_2 : base dell'autospazio non raggiungibile.

$$x = T x'$$

$$x' = \begin{cases} x_1 \\ x_2 \end{cases} \begin{matrix} \leftarrow \text{RAGGIUNGIBILI} \\ \leftarrow \text{NON RAGGIUNGIBILI} \end{matrix}$$

Ho separato gli stati in componenti raggiungibili e non raggiungibili.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u(k) \\ x(k) = [c_1 \ c_2] \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + D u(k) \end{cases}$$

Se gli elementi di x_2 non sono raggiungibili:

$$B_2 = \emptyset \rightarrow x_2(k+1) \text{ non dipende da } u(k)$$

$$A_{21} = \emptyset \rightarrow x_2(k+1) \text{ non dipende da } x_1(k)$$

x_2 è quindi uno stato "che so per i fatti suoi" ma influenza comunque l'uscita $y(k)$.

Forma standard di osservabilità

$$T = [T_1, T_2]$$

base dello

spazio osservabile

base dello spazio non osservabile

$$x' = \begin{cases} x_1 \\ x_2 \end{cases} \begin{matrix} \leftarrow \text{OSS.} \\ \leftarrow \text{NON OSS.} \end{matrix}$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ \dots & \dots \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u(k) \\ y(k) = [c_1 \quad c_2] \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \end{bmatrix} + D \cdot u(k) \end{cases}$$

$x_2(k)$ non deve avere effetto su $y(k)$

$$\rightarrow c_2 = \emptyset$$

$x_2(k)$ non deve influenzare su $x_1(k)$

$$\rightarrow A_{12} = \emptyset$$

FORMA CANONICA DI KALMAN

$$T = [T_1, T_2, T_3, T_4]$$

$\begin{matrix} \nearrow \\ \uparrow \\ \uparrow \\ \uparrow \end{matrix}$
 $\begin{matrix} m & o \\ r & o \end{matrix}$

$\begin{matrix} \uparrow \\ \uparrow \\ \uparrow \end{matrix}$
 $\begin{matrix} o \\ m & o \\ r \end{matrix}$

$\begin{matrix} \uparrow \\ \uparrow \end{matrix}$
 $\begin{matrix} o \\ m & r \end{matrix}$

$$x' = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \begin{matrix} m.o. & r \\ o & r \\ m.o. & m.r \\ o & m.r \end{matrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_1(k+1) \\ x_2(k+1) \\ x_3(k+1) \\ x_4(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & A_{13} & A_{14} \\ 0 & A_{22} & 0 & A_{24} \\ 0 & 0 & A_{33} & A_{34} \\ 0 & 0 & 0 & A_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u(k)$$

$$y(k) = [0 \quad c_2 \quad 0 \quad c_4] \begin{bmatrix} x_1(k) \\ x_2(k) \\ x_3(k) \\ x_4(k) \end{bmatrix} + D u(k)$$

$$x_1, x_3 \quad m.o. \rightarrow c_1, c_3 = \emptyset$$

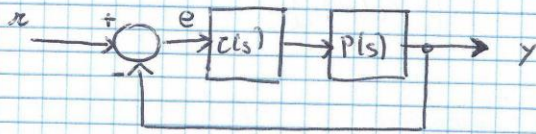
$$A_{21}, A_{23}, A_{41}, A_{43} = \emptyset$$

$$x_3, x_4 \quad m.r. \rightarrow B_3, B_4 = \emptyset$$

$$A_{31}, A_{32}, A_{41}, A_{42} = \emptyset$$

Controllori: PID (Proporzionale, Integratore, Derivatore)

$P(s)$: f.d.t.



$C(s)$: controllore

$P(s)$: sistema da controllare (Processo)

e : errore

x : ingresso

$$e(t) = x(t) - y(t)$$

$$Y(s) = C(s) \cdot P(s) \cdot E(s) = CP(R - Y)$$

$$[1 + CP]Y = CPR \rightarrow Y = [1 + CP]^{-1} CPR$$

In una dimensione,

$$\frac{y}{R} = \frac{CP}{1 + CP}$$

Nota P , come scegliere C ?

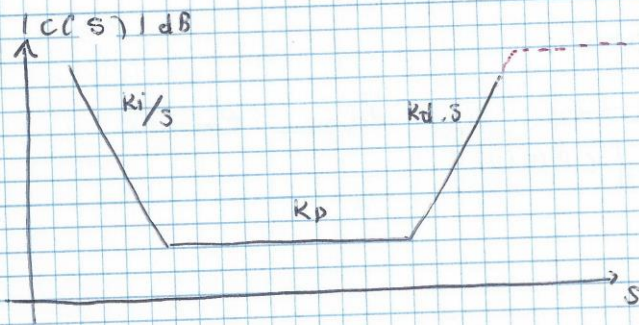
Esempio:

- minimizzare $|e|$, $|e^2|$
- stabilizzare il sistema
- minimizzare il tempo di risposta

$C(s)$ ha già un f.d.t. di una forma definita:

$$C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} + K_D \cdot s = K_P \left[1 + \frac{1}{s z_i} + z_d s \right]$$

\uparrow \uparrow \uparrow
P I D



Un ritardo da componente derivativa anche un po' in alta frequenza

$$\frac{K_d \cdot s}{1 + T^* \cdot s}$$

Velocitazione della risposta al gradino del sistema:

$$R = \frac{1}{s}$$

$$E = \frac{R}{1 + CP}$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow \phi} s \cdot E(s) = \lim_{s \rightarrow \phi} \frac{1}{1 + C(s)P(s)}$$

Se $C(s)$ ha componente integrativa

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \phi \quad (C \rightarrow \infty)$$

Se $C(s)$ non ha componente integrativa

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \frac{1}{1 + K_p P(s)} \quad (C \rightarrow K_p)$$

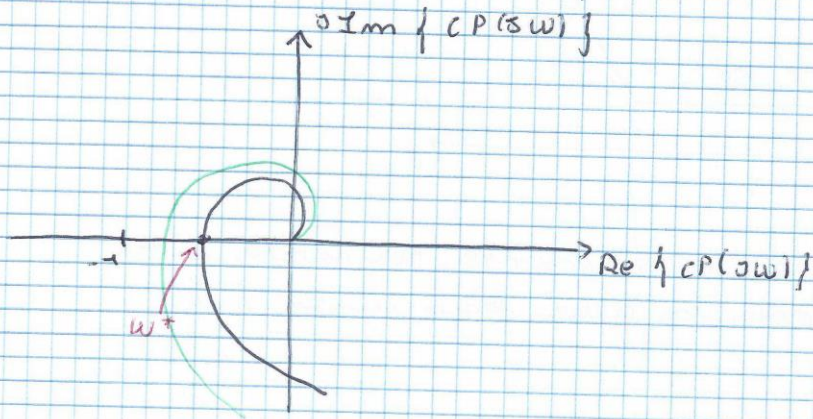
↑
OFFSET del SISTEMA

l'uscita non tenderà mai a K .

→ la componente integrativa consente di avere l'offset!

Effetti sulla stabilità:

Supponiamo P sia del tipo Passo Basso



$$C = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s = K_p \left[1 + \frac{1}{\alpha_i s} + \beta_d s \right]$$

$$w^* : \angle CP(jw^*) = \pi$$

(GH)

$$\text{Margine di guadagno} := \frac{1}{|CP(jw^*)|}$$

$$K_p \uparrow \Rightarrow |CP(jw)| \uparrow$$

$$\frac{1}{|CP(jw^*)|} \downarrow \quad \text{GH diminuisce} \downarrow$$

non posso quindi aumentare troppo K_p .

$$|CP(jw^*)| < 1$$

$K_i \uparrow$ CP ruota in direzione oraria (contributo di fase negativo)
 \Rightarrow GH \downarrow

$K_d \uparrow$ CP ruota in direzione anticlockwise (contributo di fase positivo)
 \Rightarrow GH \uparrow

K_d migliore e richiesta di stabilità del sistema.

metoda proiectiei lui f. d. b. vreme rezultata de
 em conversoare digitale

$i = \beta \rightarrow$ variabile integrate

$e \cdot dt = \beta$

revenire de

$e =$ setpoint - actual position

$i = i + e \cdot dt$

$d = (e - e_{old}) / dt \leftarrow$ var. derivata

$u = k_p \cdot e + k_i \cdot i + k_d \cdot d$

$e_{old} = e$

substit (dt)

end de

CONVERSIONE PID INDUSTRIALE

$$u(s) = k_p [R(s) - Y(s)] + \frac{k_i}{s} [\alpha R(s) - Y(s)] + k_d \cdot s [\beta R(s) - Y(s)]$$

2 Parametri in più

$$u(s) = \underbrace{\left[k_p + \frac{k_i \alpha}{s} + k_d \beta s \right]}_{C'(s)} R(s) - \underbrace{\left[k_p + \frac{k_i}{s} + k_d s \right]}_{C(s)} Y(s)$$



$$U(s) = C'(s) \cdot R(s) + (-) C(s) \cdot Y(s)$$

$$\frac{Y}{R} = \frac{C'(s) \cdot P(s)}{1 + C(s) \cdot P(s)}$$

$C'(s)$ determina Zer
 $C(s)$ determina Poli

metodi per decidere i valori di K_p, K_d, K_i :

Metodo di Ziegler - Nicols :

VERSIONE A CICLO CHIUSO

Ipotesi : $P(s)$ stabile , $P(p) \neq 0$

1) Si chiude il sistema in reazione con C proporzionale e si aumenta K_p finché il sistema comincia ad oscillare

2) Prima nota dei valori di K_p
 $K_p = K_{pc}$ (K_p critico)

ammoto anche il periodo di oscillazione T_c

3) Per un controller :

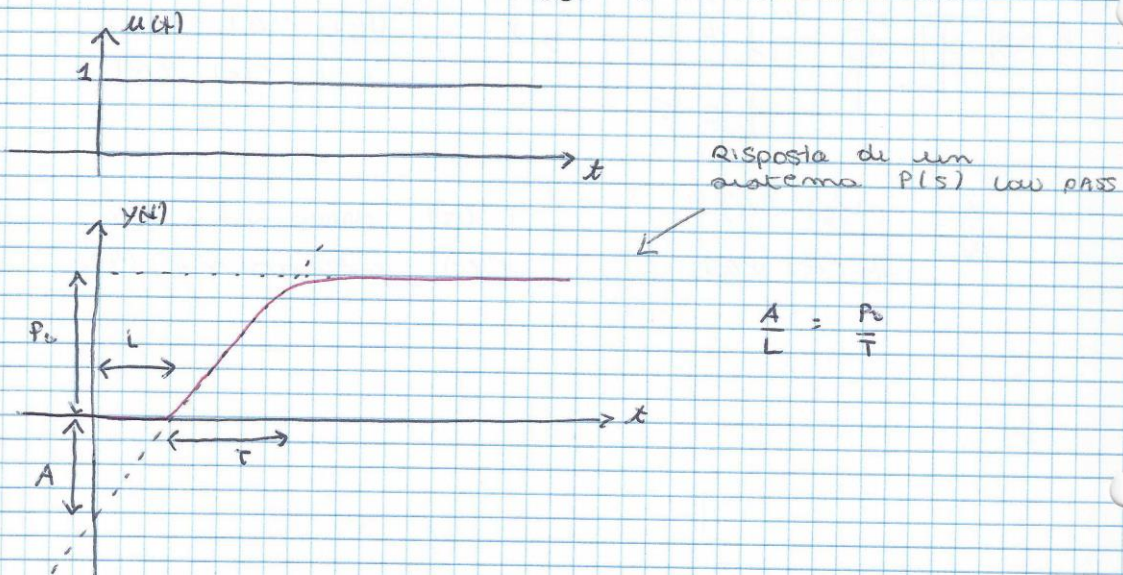
P : $K_p = 0,5 K_{pc}$

PI : $K_p = 0,45 K_{pc}$, $\tau_i = 0,8 T_c$

PID : $K_p = 0,6 K_{pc}$, $\tau_i = 0,5 T_c$, $\tau_d = 0,125 T_c$

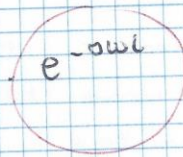
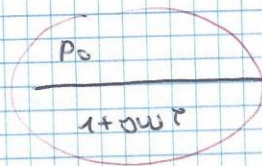
VERSIONE A CICLO APERTO

Si misura la risposta al gradino di $P(s)$



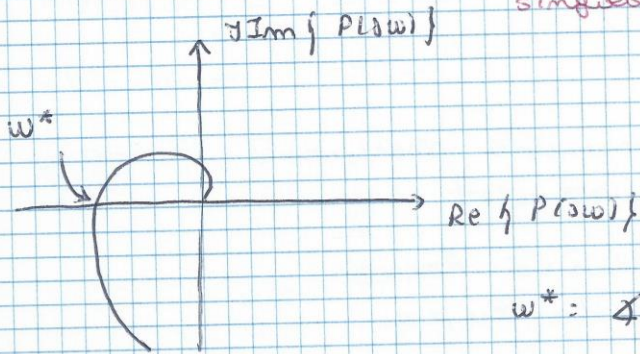
Approssimazione

$$P(s) = \frac{P_0}{1+s\tau}$$



Controllato
singolo polo

Controllato
di ritardo



$$w^* : \angle P(s) = \pi$$

tipicamente $w^* \tau \gg 1$

$$P(s) \approx \frac{e^{-s\tau} P_0}{s\tau}, \quad \angle P(s) = \pi$$

$$\rightarrow w^* \tau = \frac{\pi}{2} \quad \rightarrow w^* = \frac{\pi}{2\tau}$$

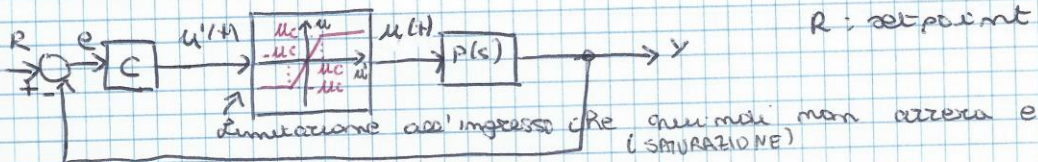
$$|P(s)| = \frac{P_0 \cdot 2\tau}{\pi \tau} = \frac{A \cdot 2}{\pi} \quad \text{con } A = \frac{P_0 \cdot L}{\tau}$$

$$\text{Se } P : K_p = \frac{1}{A} \quad G_M = \frac{1}{C \cdot P(s)} = \left[\frac{1}{A} \cdot \frac{2A}{\pi} \right]^{-1} = \frac{\pi}{2} > 1$$

P. I. $K_p = 0,9/A$ $\tau_i = 3L$

P. I. D. $K_p = 4,2/A$ $\tau_i = 2L$ $\tau_d = L/2$

PROBLEMA DEL WIND UP



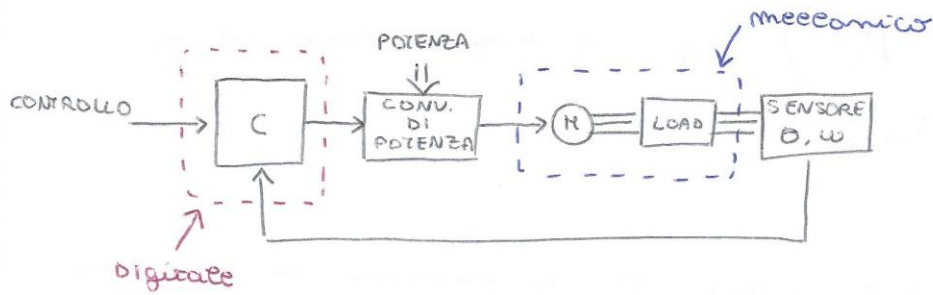
Se C ha una componente integrativa il valore dell'integratore aumenta se e non tende a 0. se e si ferma ad un valore costante va inibito l'integratore.

Altrimenti se un successo combatte il progresso
c'è un tempo di latenza da superare finché
l'evoluta comincia a nascere e lungo del fatto
che se ha successo in scala molto grande.

CONTROLLO DI MOTORI E SISTEMI DI CONTROLLO

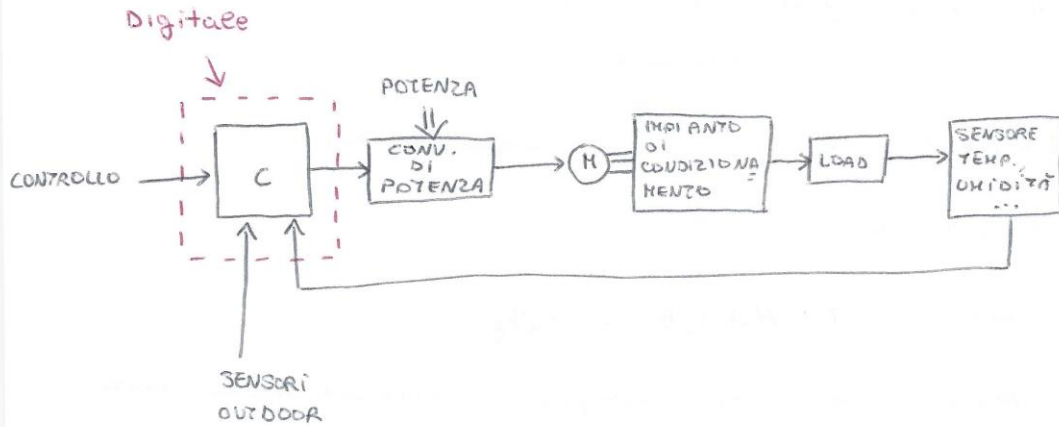
SERVO MOTORI

È necessario controllare velocità e posizioni precise con tempi di risposta rapidi

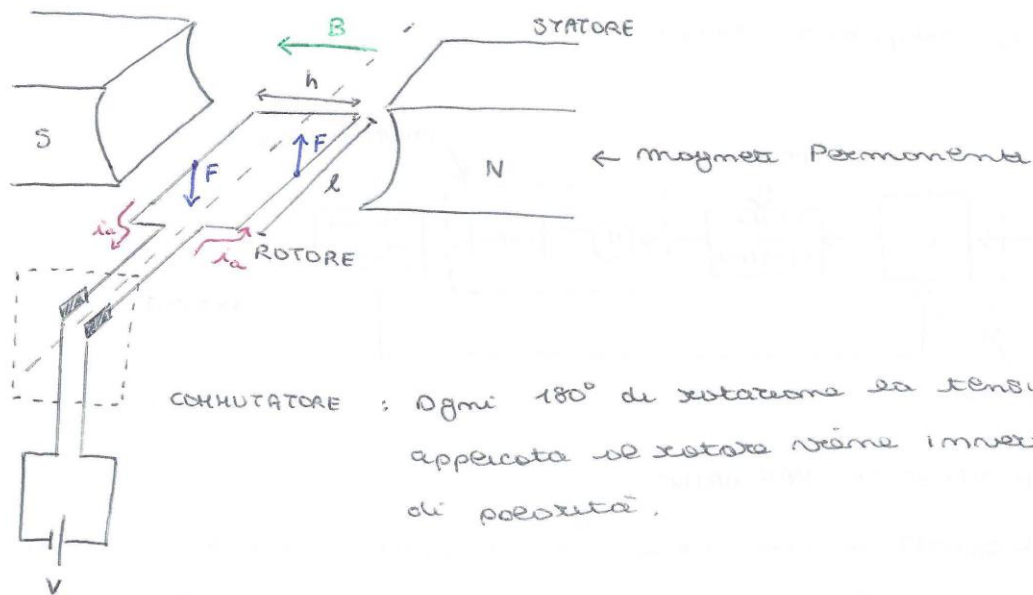


MOTORE A VELOCITÀ VARIABILE

È un dispositivo con tempi di risposta lenti in cui è necessario effettuare un controllo di velocità.



MOTORE IN CONTINUA



COMUTATORE : Ogni 180° di rotazione la tensione applicata al rotore viene invertita di polarità.

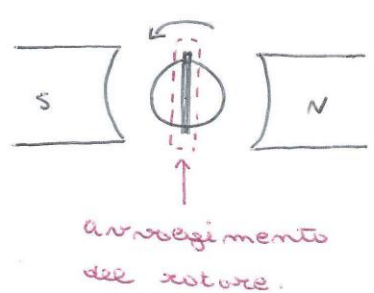
$\vec{F} = l \cdot \vec{i}_a \times \vec{B}$ è la forza che causa la coppia che tende a far ruotare il rotore.

$T = F \cdot h = l \cdot h \cdot i_a \cdot B = A \cdot i_a \cdot B$ con A : area spira

T : coppia applicata.

Se ho N spire: $T = N A i_a B = i_a \phi_g$

$\phi_g = BAN$ flusso del campo magnetico concatenato con l'avvolgimento del rotore.



Il ragionamento effettuato è un ragionamento di principio che vale solo nella situazione considerata.

In pratica la coppia non è esattamente costante ed è

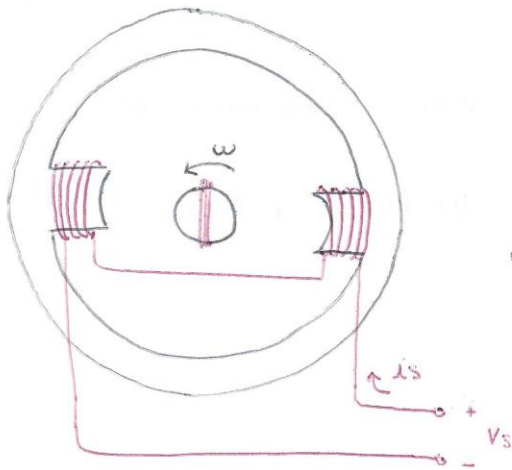
campo non è esattamente uniforme.

La costante di coppia tiene conto di queste non uniformità (K_T)

T_{em} : coppia elettromotrice.

$$T_{em} = K_T \cdot i_a \cdot \phi_f, \quad \phi_f = \text{cost.}$$

Se lo statore è costituito da un elettromagnete
risulta:



La presenza dell'elettromagnete
mi consente di modulare
 ϕ_f , in quanto B è
modulato da i_s .

$$\phi_f \neq \text{cost.}$$

$$\phi_f \propto i_s$$

E_a : forza elettromotrice indotta sull'avvolgimento
del rotore

$$E_a \propto \phi_f \cdot \omega \quad \Rightarrow \quad E_a = K_e \phi_f \cdot \omega$$

K_e : costante di back-EMF.

Potenza Assorbita dal Rotore: $E_a \cdot i_a = K_e \phi_f \omega \cdot i_a$

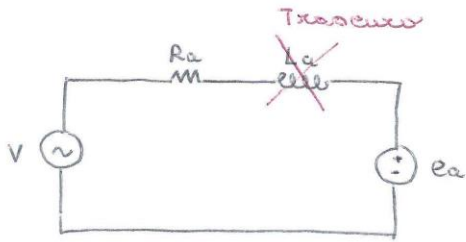
Potenza Meccanica Generata: $T_{em} \cdot \omega = K_T i_a \phi_f \cdot \omega$

In assenza di perdite: $K_T = K_e$

In presenza di perdite: $K_T < K_e$

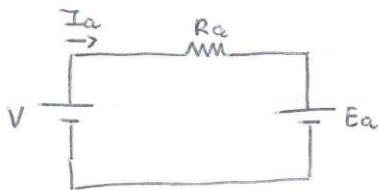
CIRCUITO EQUIVALENTE DELL'AVVOLGIMENTO DEL ROTORE

a valle del commutatore :



V, E_a : tensioni AC.

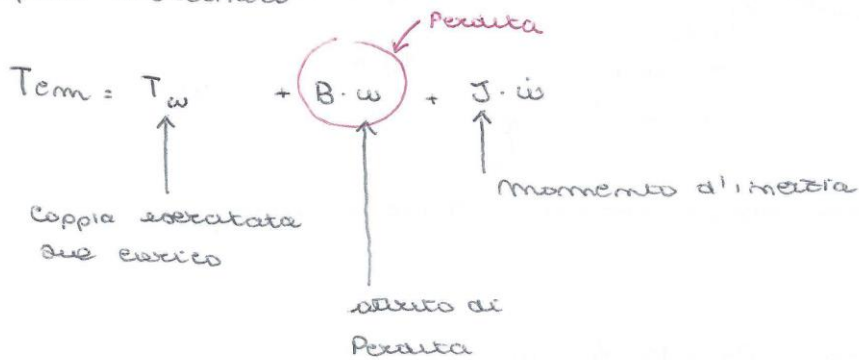
a monte del commutatore :



V, E_a : tensioni DC.

$$V = R_a I_a + E_a$$

Aspetti Meccanici

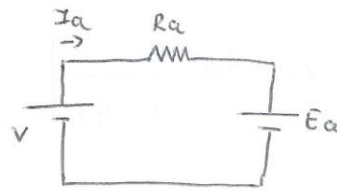


Le perdite fanno di che : $K_t < K_e$

Condizioni Stazionarie:

$$T_{em} = k_t \cdot \phi_f \cdot I_a$$

$$E_a = k_e \cdot \phi_f \cdot \omega$$



$$V = R_a I_a + E_a$$

$$\rightarrow V = R_a \cdot \frac{T_{em}}{k_t \cdot \phi_f} + k_e \phi_f \cdot \omega$$

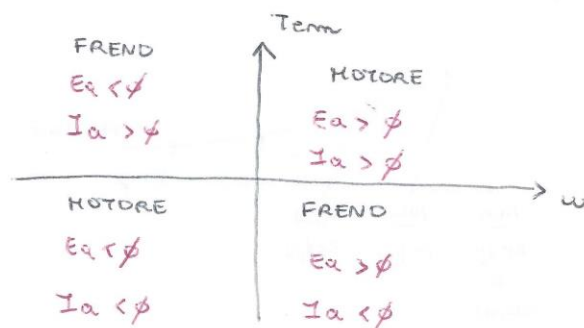
$$\omega = \frac{1}{k_e \phi_f} \left[V - R_a \frac{T_{em}}{k_t \cdot \phi_f} \right]$$

Condizione $\omega > \phi \Rightarrow E_a > \phi$:

- $V > E_a \rightarrow I_a > \phi$, $P_a = E_a I_a > \phi$ MOTORE ($T_{em} > \phi$)
- $V < E_a \rightarrow I_a < \phi$, $P_a = E_a I_a < \phi$ FRENO GENERATORE ($T_{em} < \phi$)

Condizione $\omega < \phi \Rightarrow E_a < \phi$:

- $V < E_a \rightarrow I_a < \phi$, $P_a = E_a I_a > \phi$ MOTORE ($T_{em} < \phi$)
- $V > E_a \rightarrow I_a > \phi$, $P_a = E_a I_a < \phi$ FRENO GENERATORE ($T_{em} > \phi$)



Analisi del risultato ottenuto:

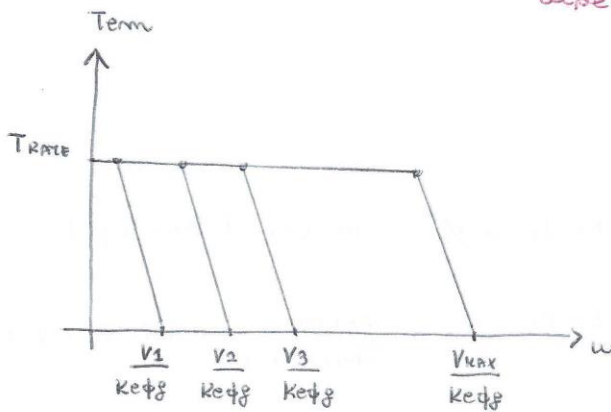
$$\omega = \frac{1}{k_e \phi_f} \left[V - R_a \frac{T_{em}}{k_t \phi_f} \right]$$

motore con magnete permanente ($\phi_f = \text{cost.}$)

$$T_{em} = - k_e k_t \phi_f^2 \frac{1}{R_a} \cdot \omega + k_t \phi_f V \frac{1}{R_a}$$

↑
Pendenza costante

↑
intercetta con asse ω per $T_{em} = 0$
dipende da V .

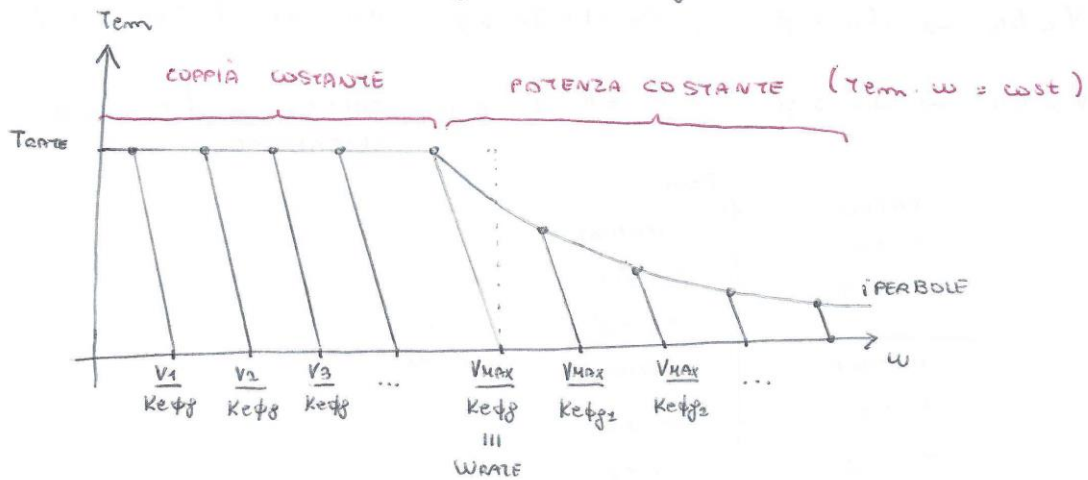


$$\frac{V_{max}}{k_e \phi_f} \equiv \omega_{RATE}$$

$$\omega_{RATE} \propto V_{max}$$

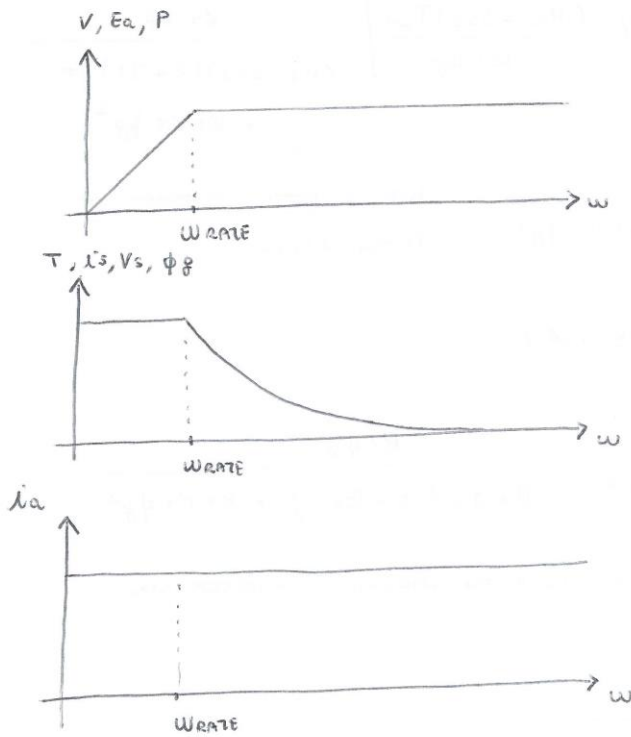
$$T_{RATE} \propto I_{a_{max}}$$

motore con Elettromagnete ($\phi_f \propto i_s$)



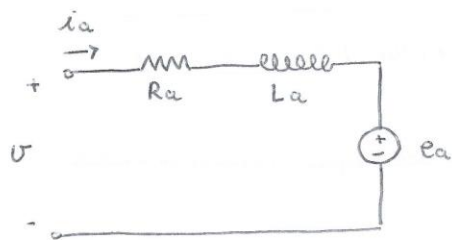
con $\phi_f > \phi_{f2} > \phi_{f3}$

Reduced ϕ_f



MODELLO DI PICCOLO SEGNALE

Circuito Equivalente a monte del commutatore



$$V = (R_a + L_a \cdot s) i_a + e_a$$

$$\text{con } i_a = \frac{T_{em}}{k_t \cdot \phi_f}$$

$$T_{em} = T_{\omega} + B\omega + J\dot{\omega}$$

$$e_a = k_e \phi_f \omega$$

$$T_{em}(s) = T_{\omega} + B\omega + J s \omega$$

$$V = \frac{1}{k_t \phi_f} (R_a + L_a s) (T_{\omega} + B\omega + J s \omega) + k_e \phi_f \omega$$

$$V = \frac{(R_a + L_a s) T_{\omega}}{k_t \phi_f} = \frac{(R_a + L_a s)}{k_t \phi_f} (B + J s) \cdot \omega + k_e \phi_f \omega$$

sa cui risposta:
$$\omega = \left[V \cdot \frac{(R_a + L_a s) T_\omega}{k_t \phi_f} \right] \cdot \frac{k_t \phi_f}{(R_a + L_a s)(B + J s) + k_e k_t \phi_f^2}$$

f. d. t.
$$\frac{\omega}{V} = \frac{k_t \phi_f}{(R_a + L_a s)(B + J s) + k_e k_t \phi_f^2}$$
 Ha 2 poli reali e negativi.

Trascurando il denominatore ($B \sim \phi$)

$$\rightarrow \frac{\omega}{V} = \frac{k_t \phi_f}{(R_a + L_a s)(J s) + k_e k_t \phi_f^2} = \frac{k_t \phi_f}{R_a J s (1 + \tau_E s) + k_e k_t \phi_f^2}$$

con $\tau_E = \frac{L_a}{R_a}$: costante di tempo elettrica

$$= \frac{k_t \phi_f}{k_e k_t \phi_f^2 \left[\frac{R_a J}{k_e k_t \phi_f^2} \cdot s (1 + \tau_E s) + 1 \right]}$$

$$= \frac{1/k_e \phi_f}{s \tau_m (1 + \tau_E s) + 1} \sim \frac{1/k_e \phi_f}{(1 + \tau_E s)(1 + \tau_m s)}$$

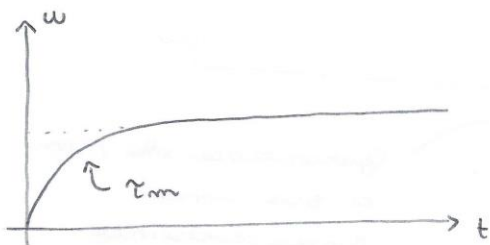
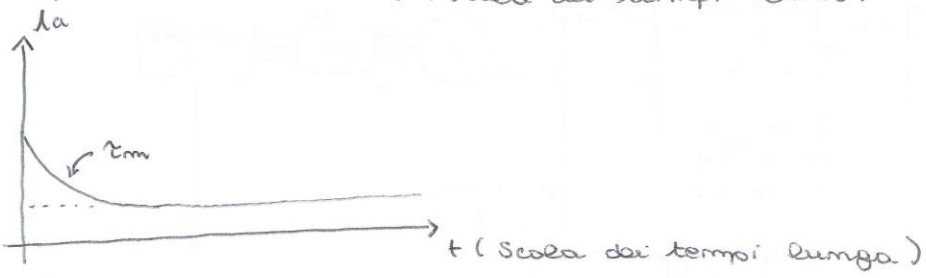
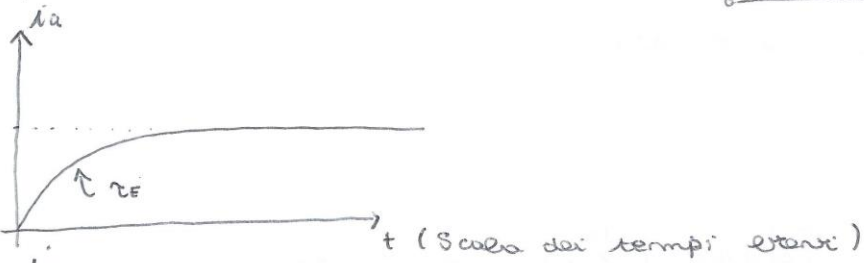
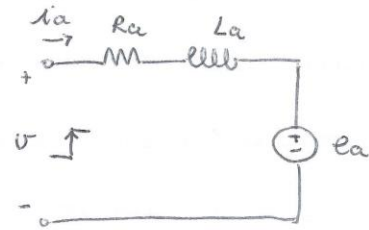
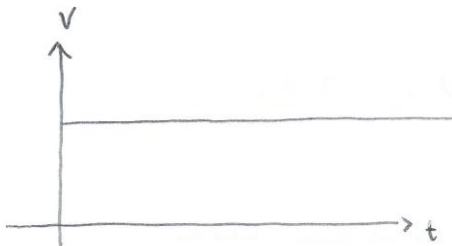
con $\tau_m = \frac{R_a J}{k_e k_t \phi_f^2}$: costante di tempo meccanica.

Se $\tau_m \gg \tau_E$ ho due poli molto separati

- Polo elettrico : $-1/\tau_E$
- Polo meccanico : $-1/\tau_m$

$\left| \frac{1}{\tau_E} \right| \gg \left| \frac{1}{\tau_m} \right|$: sistema a due poli reali che si comporta quasi a polo dominante.

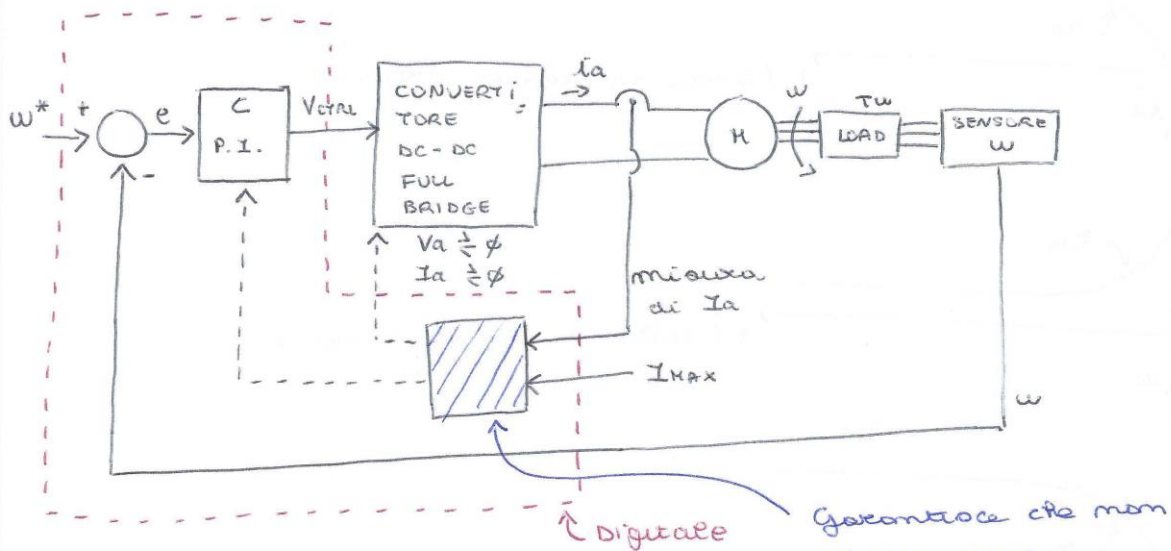
RISPOSTA AL GRADINO



SISTEMA DI CONTROLLO

Requisiti del Convertitore DC-DC :

- Controllo a 4 quadranti ($V \cong \phi$, $I \cong \phi$)
- Controllo della corrente
- Tensione di uscita relazione lineare con tensione di controllo

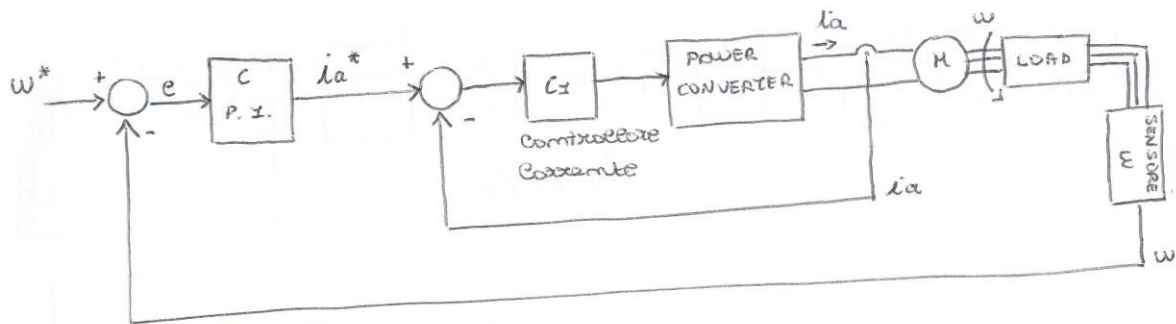


w^* : Valore Desiderato

$$e = w^* - w$$

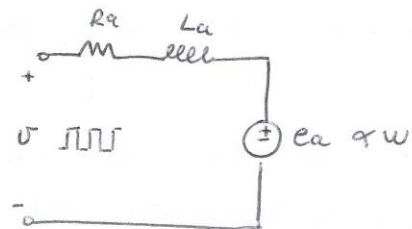
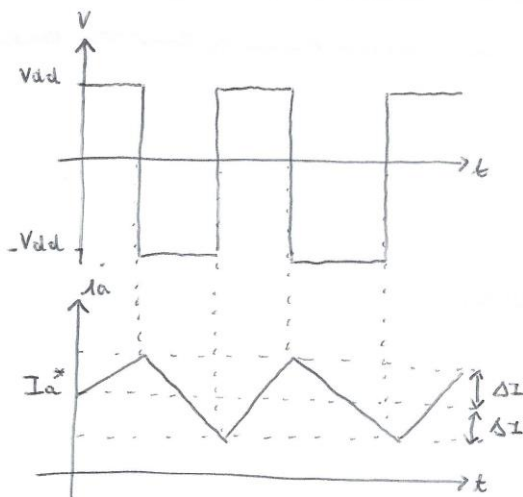
DE FULL BRIDGE consente solo di controllare la voltaggio di V_a , ma non controlla I_a .

CONTROLLO DIRETTO DELLA CORRENTE

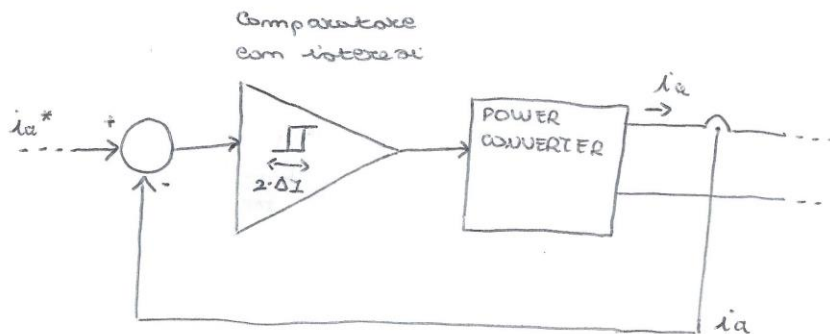


Il controllore della corrente C_1 può essere realizzato con due soluzioni:

• BANDA DI TOLLERANZA

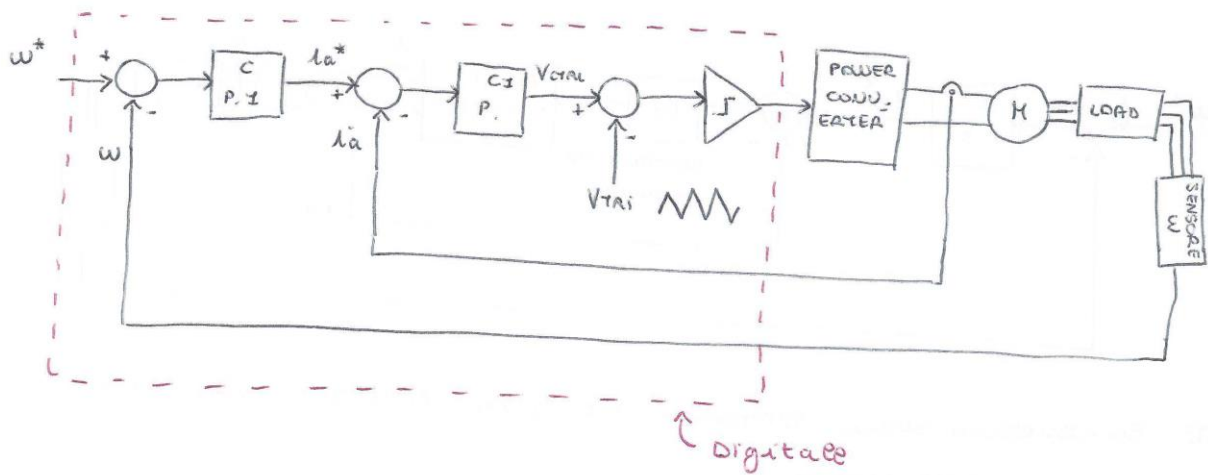


se Full Bridge switcha
 quando: $i_a > I_a^* + \Delta I$
 o $i_a < I_a^* - \Delta I$



In questa soluzione la frequenza di commutazione non è fissa.

• CONTROLLO A FREQUENZA FISSA



Il motore è un sistema LOW PASS.

Al fine di non avere fastidiose vibrazioni è necessario che la frequenza di commutazione sia elevata.

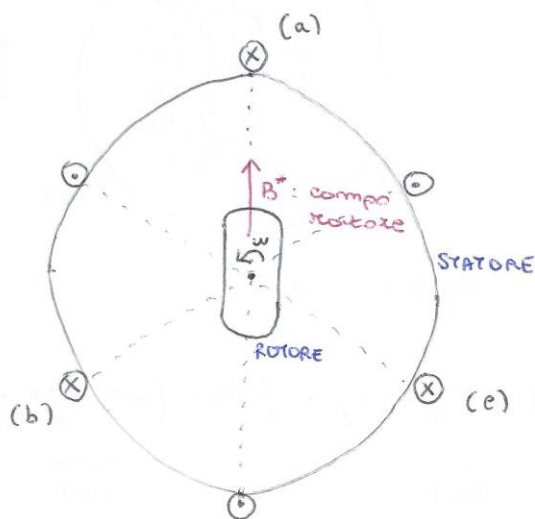
Questo si traduce in:

- BANDA DI TOLLERANZA: ΔI ridotto;
- CONTROLLO A F. FISSA: f_{TRI} elevata.

MOTORE SINCRONO

Utilizzati per Servomeccanismi e motori a velocità variabile.

Vantaggio: non presenta il commutatore il quale è soggetto ad usura e problemi di interferenza elettromagnetica



ROTORE:

- magnete permanente;
- avvolgimento.

STATORE:

avvolgimento che genera un campo magnetico rotante con velocità angolare ω .

nell'esempio considerato è uno Statore TRIFASE;

→ avvolgimento trifase ad un polo.

Principio di funzionamento: Statore genera un campo magnetico rotante che trascina il rotore alla stessa velocità.

Il campo magnetico dello statore anticipa con una certa fase il campo magnetico del rotore.

Analisi dell'Anzeggio di Statore

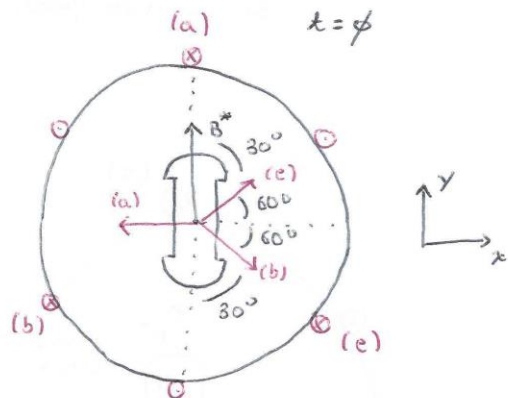
La potenza viene fornita allo statore, il quale si occupa di effettuare una conversione elettrico-meccanica mettendo in movimento il rotore.

$$i_a = \sqrt{2} I_a \text{ sem}(wt + \delta)$$

$$i_b = \sqrt{2} I_a \text{ sem}(wt + \frac{2}{3}\pi + \delta)$$

$$i_c = \sqrt{2} I_a \text{ sem}(wt + \frac{4}{3}\pi + \delta)$$

I_a : valore efficace.



• Componente del campo

magnetico di statore in direzione x :

$$B_{Rx} = \underbrace{-B \text{ sem}(wt + \delta)}_{(a)} + \underbrace{\frac{B}{2} \text{ sem}(wt + \frac{2}{3}\pi + \delta)}_{(b)} + \underbrace{\frac{B}{2} \text{ sem}(wt + \frac{4}{3}\pi + \delta)}_{(c)}$$

B : Valore max del campo.

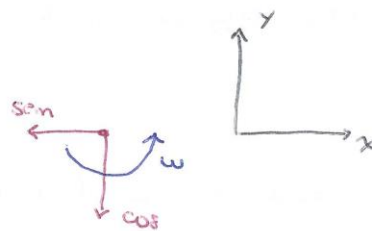
$$\begin{aligned}
 &= -B \text{ sem}(wt + \delta) + \frac{B}{2} \text{ sem}(wt + \delta) \overset{-1/2}{\downarrow} \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) + \frac{B}{2} \cos(wt + \delta) \overset{\sqrt{3}/2}{\downarrow} \text{ sem}\left(\frac{2}{3}\pi\right) + \\
 &+ \frac{B}{2} \text{ sem}(wt + \delta) \overset{-1/2}{\uparrow} \cos\left(\frac{4}{3}\pi\right) + \frac{B}{2} \cos(wt + \delta) \overset{-\sqrt{3}/2}{\uparrow} \text{ sem}\left(\frac{4}{3}\pi\right) \\
 &= -\frac{3}{2} B \text{ sem}(wt + \delta).
 \end{aligned}$$

$$B_{xy} = \underbrace{-\frac{\sqrt{3}}{2} B \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \delta)}_{(b)} + \underbrace{\frac{\sqrt{3}}{2} B \sin(\omega t + \frac{4}{3}\pi + \delta)}_{(c)}$$

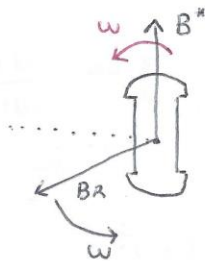
$$= -\frac{\sqrt{3}}{2} B \sin(\omega t + \delta) \overset{-1/2}{\downarrow} \cos\left(\frac{2}{3}\pi\right) - \frac{\sqrt{3}}{2} B \cos(\omega t + \delta) \overset{\sqrt{3}/2}{\downarrow} \sin\left(\frac{2}{3}\pi\right) +$$

$$+ \frac{\sqrt{3}}{2} B \sin(\omega t + \delta) \overset{-1/2}{\uparrow} \cos\left(\frac{4}{3}\pi\right) + \frac{\sqrt{3}}{2} B \cos(\omega t + \delta) \overset{\sqrt{3}/2}{\uparrow} \sin\left(\frac{4}{3}\pi\right)$$

$$= -\frac{3}{2} B \cos(\omega t + \delta)$$



$t = \phi$:



ϕ_{fa} : flusso del campo magnetico del rotore (B^*) concatenato con avvolgimento (a) dello statore.

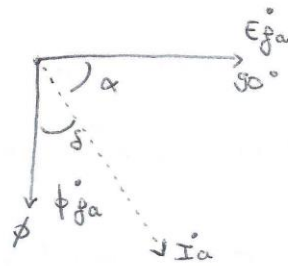
Supponiamo che il rotore si muova alla stessa velocità della quale ruota il campo magnetico costante di statore.

e_{fa} : f.e.m. indotta su avvolgimento (a) da B^* .

$$\phi_{fa}(t) = \phi_{fa} \cdot \sin(\omega t)$$

$$e_{fa} = N_s \cdot \frac{d}{dt} \phi_{fa}(t) = N_s \cdot \omega \cdot \phi_{fa} \cos(\omega t)$$

numero di
spire dell'
avvolgimento (a)



ϕ_{sa} : flusso del campo magnetico costante generato dallo statore attraverso l'avvolgimento (a).

Chiamiamo L_a l'autoinduttanza di (a)

Per quanto riguarda (a) : $N_s \cdot \phi_{sa} = L_a \cdot i_a$

$$\rightarrow \phi_{sa} = \frac{L_a i_a}{N_s}$$

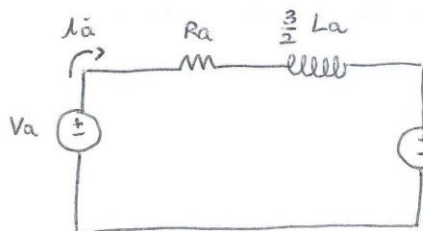
Con la presenza di (a), (b), (c) : $\phi_{sa} = \frac{3}{2} \frac{L_a i_a}{N_s}$

f.e.m. indotta su (a)

dalla presenza di ϕ_{sa}

$$e_{sa} = N_s \cdot \frac{d}{dt} \phi_{sa} = \frac{3}{2} L_a \cdot \frac{di_a}{dt}$$

Circuito Equivalente per avvolgimento (a)



e_{ga} : f.e.m. indotta dal rotore

Trascurando le perdite meccaniche:

$$P_{cm}^{(a)} = I_a \cdot E_{ga} = I_a \cdot E_{ga} \cos(\alpha) = I_a E_{ga} \sin(\delta)$$

$$= I_a \cdot N_s \omega \cdot \phi_{ga} \cdot \sin(\delta)$$

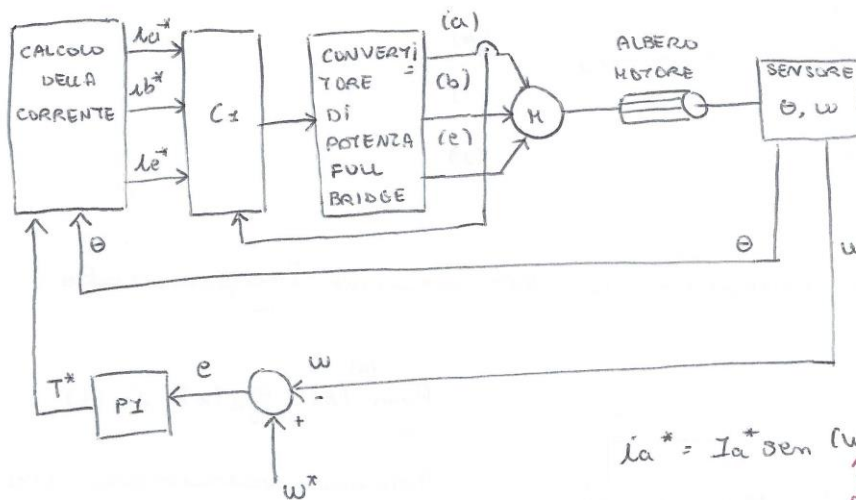
$$P_{em_TOT} = P_{em}^{(a)} + P_{em}^{(b)} + P_{em}^{(c)} = 3 I_a N_s \omega \phi_{ga} \sin(\delta)$$

$$= \omega \cdot T_{em}$$

$$\text{con } T_{em} = 3 I_a N_s \phi_{ga} \sin(\delta)$$

$$T_{em} = T_{em_MAX} \quad \text{se } \delta = \frac{\pi}{2}$$

CONTROLLO DEL MOTORE SINCRONO



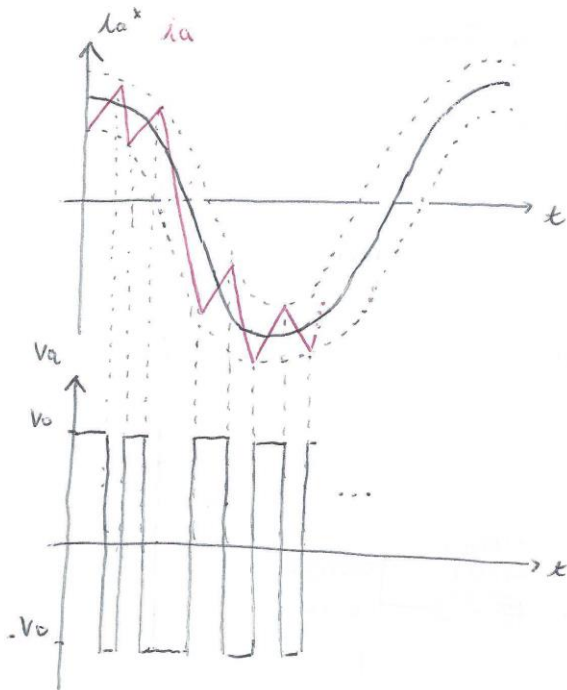
$$i_a^* = I_a^* \sin(\omega t + \delta)$$

$$= I_a^* \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right)$$

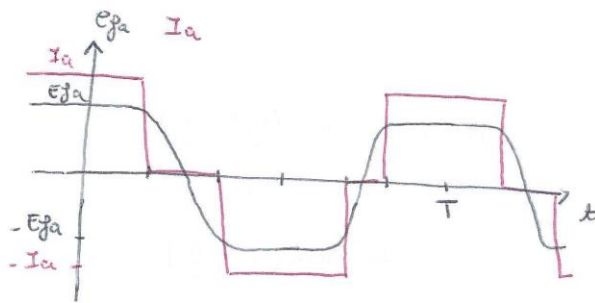
$$= I_a^* \cos(\theta)$$

$$\text{con } I_a^* \propto T^*$$

Controllo della corrente con Banda di Telesemplice:



Controllo della corrente con Eccitazione Trapezoidale:



$$P_{em}^{(a)}(t) = e_{ga}(t) \cdot i_a(t)$$

↑
Potenza elettromeccanica istantanea.

$$P_{em}^{(a)}(t) = \begin{cases} E_{ga} \cdot I_a & \text{per } \frac{2}{3} T \\ \neq & \text{per } \frac{1}{3} T \end{cases}$$

$$P_{em}^{(a)} + P_{em}^{(b)} + P_{em}^{(c)}$$

$$\rightarrow P_{em, tot}(t) = 2 E_{ga} \cdot I_a \quad \text{per } T.$$

↑ Per via della modulazione temporale di τ_{20} tra I_a, I_b, I_c .

$P_{em, tot}(t) = \text{cost}$ nel tempo e ciò riduce le vibrazioni

de sensore di θ risulta inoltre essere sempre costante.

e_{ga} in realtà non è sinusoidale ma "trapezoidale"

La I_a è approssimata volutamente in questo modo.

TERMICO

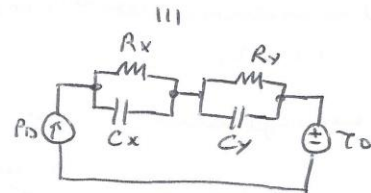
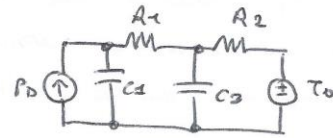
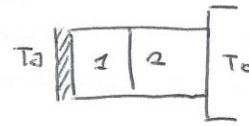
EQUIVALENZA

- $V \equiv T \text{ (}^\circ\text{C)}$
- $I \equiv P_D \text{ (W)}$
- $J \equiv q \text{ (W/m}^2\text{)}$
- $\uparrow \equiv T_0 \text{ (}^\circ\text{C)}$
- $\ominus \equiv T_1 \text{ (}^\circ\text{C)}$
- $Q \equiv E \text{ (J)}$

$$\Delta T = T_1 - T_0 = R_{TH} \cdot P_D$$

$$R_{TH} = \text{ }^\circ\text{C/W}$$

$$C_{TH} = \text{J/}^\circ\text{C}$$



ma Resa: questo
termico dovuto da
energia negativa

$$R_{TH} = \frac{1}{k} \cdot \frac{Q}{S} \quad (\text{Per un sistema monodimensionale})$$

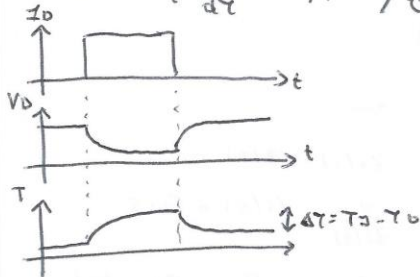
$$R_{CTH} = R_C / A, \quad R_C = \frac{\text{ }^\circ\text{C}}{\text{W}} \cdot \text{m}^2$$

$$C_{CTH} = \phi \quad (\text{volume nucleo})$$

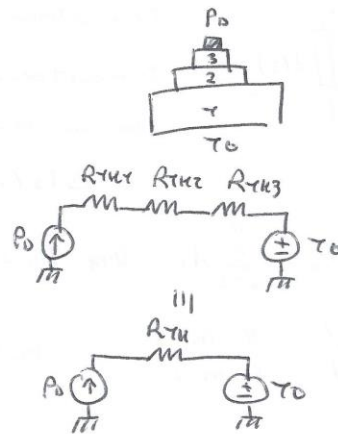
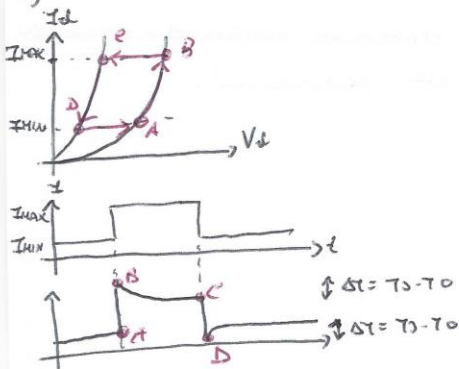
MISURARE R_{TH}

$$R_{TH} = \frac{T_1 - T_0}{P_D} \quad (\text{sistema monodimensionale})$$

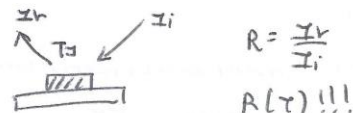
1) DIODO ($\frac{dV_{di}}{dT} = -2,7 \text{ mV/}^\circ\text{C}$)



2) BJT COLLEGATO A DIODO

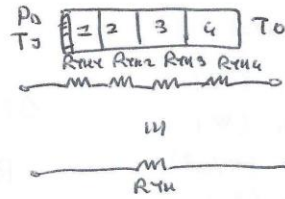


3) ALLEGORIE AD INFRAROSSI



TRM (miscelata e contributi di RTH)

1) Acquisizione termica del
transitorio di riscaldamento
dopo una variazione di potenza
termica a gradino



2) Decomposizione del transitorio in
una somma di esponenziali negative
e calcolo delle costanti esponenziali

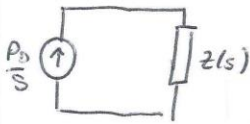
3) Voluzione dell'impedenza termica $Z(s)$ ed estrazione
di R_i, C_i .

4) Identificazione ed associazioni R_i, C_i agli anelli.

$$\Delta T_j(t) = T_j(t) - T_0 = \sum_{i=1}^{\infty} A_i e^{-t/\tau_i}, \quad A_i \neq 0$$

$$\Rightarrow \Delta T_j(t) = \sum_{i=1}^N A_i e^{-t/\tau_i} \quad \text{dopo il campionamento.}$$

$$\Delta T_j(s) = \sum_{i=1}^N \frac{A_i}{s + 1/\tau_i}$$



Transitorio di riscaldamento: $\Delta T_j(s) \uparrow = \frac{P_d}{s} \cdot Z(s)$

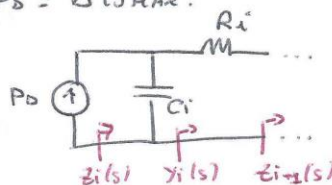
Transitorio di raffreddamento =

Vol. di regime - Trans. di riscaldamento:

$$\Delta T_j(s) \downarrow = \frac{P_d}{s} (R_{TH} - Z(s))$$

$$T_j(t \rightarrow \infty) - T_0 = \sum_{i=1}^N A_i = R_{TH} \cdot P_d = \Delta T_{j,MAX}$$

$$Z(s) = \frac{N(s)}{D(s)} \quad \begin{matrix} N: m-1 \\ D: m \end{matrix}$$



$$z_1(s) = z(s)$$

$$\frac{1}{z_1(s)} = y_1(s) + C_i \cdot s$$

$$\frac{1}{y_1(s)} = R_i + z_{i+1}(s)$$

IPOTESI:

Sistema monodimensionale
ed unidirezionale.

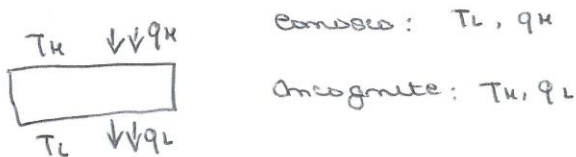
metodo della divisione
dei polinomi.

DJOSEF

Strumenti di calcolo al metodo FEH: il solido è suddiviso in un reticolo tridimensionale composto da un elevato numero di celle di diverse dimensioni. Il calcolo delle temperature è ricondotto alla risoluzione di un sistema algebrico di grandi dimensioni.

DJOSEF utilizza tecniche di simulazione termica di tipo analogico basate sulla risoluzione esplicita delle equazioni di conduzione del calore.

PROBLEMA TERMICO



Per conoscere la temperatura di un punto della superficie bisogna calcolare gli integrali di T_l e q_h sulle rispettive superfici moltiplicati per una doppia serie di funzioni di Green.

La risoluzione passa attraverso la sostituzione degli integrali con le sommatorie suddividendo la superficie di integrazione in un reticolo-uniforme di celle rettangolari.

INTEGRALE \Rightarrow SERIE di VALORI ASSUNTI DALLA FUNZIONE NEI PUNTI CENTRALI DELLE CELLE

Consente riduzione del numero di nodi/celle e del tempo di calcolo.

T_a : Temperatura

T_a : Temperatura ambiente

R^* : Resistenza termica di contatto.

$P(x,y)$: sorg. potenza sup.

$P(x,y)^*$: sorg. potenza inf.

H : fattori correttivi

I : Isolamenti termici