

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/>

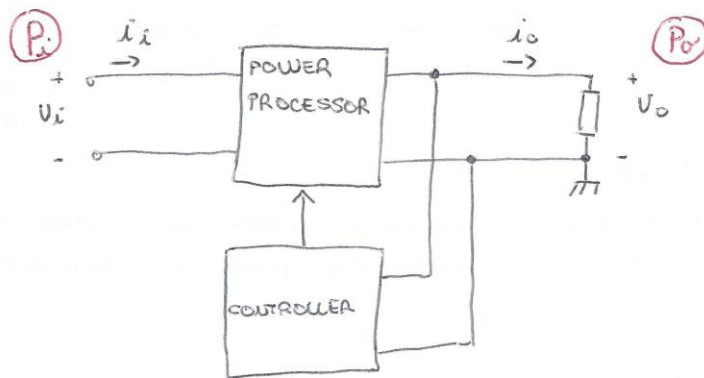
<http://www.iet.unipi.it/p.bagnoli/>

FREQUENTAZIONE:

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.

Idéalmente intendo ideali componenti che non dissipano potenza per effetto Joule.

- L ;
- C ;
- Switch ideali.

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

DISPOSITIVI ELETTRONICI DI POTENZA

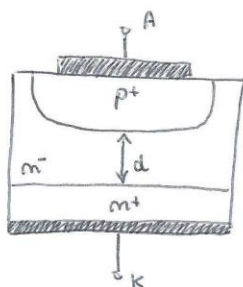
Classificazione in base al grado di controllabilità:

- 1) ON dipende dal circuito esterno (diodi)
OFF " " " "
- 2) ON dipende da un segnale di controllo (SCR)
OFF " dal circuito esterno
- 3) ON dipende da un segnale di controllo
OFF " " " " " " " "
 $\left(\begin{array}{c} MOS \\ BJT \\ JFET \\ GTO \\ IGBT \end{array} \right)$

DIODO DI POTENZA



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



Regione di deriva $\rightarrow$ Gasciuta con
DRIFT REGION Gasciuta Epitassiale

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

Giunzione nera: p^+ / n^-

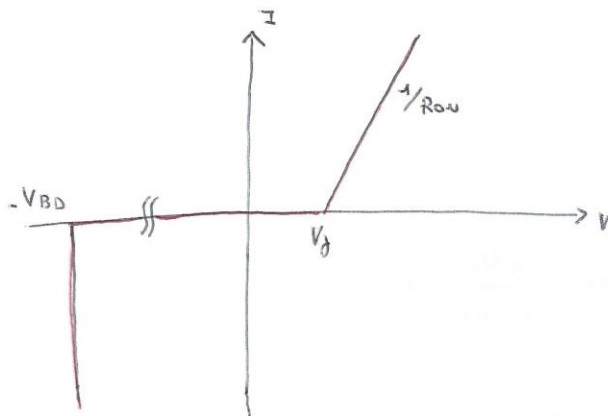
La regione n^- , conosciuta come Regione di deriva, essendo poco drogata è una regione ad alta resistività. Il fine è quello di aumentare V_{BO} .

Quando il diodo è polarizzato inversamente 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

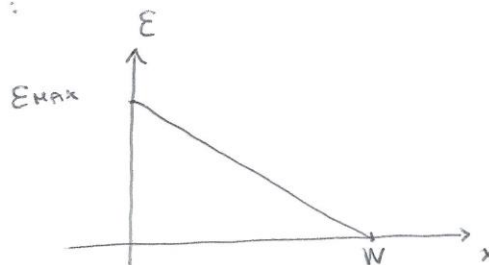
La ZDS non raggiunge la regione drogata n⁺

W: Spessore ZDS.

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

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

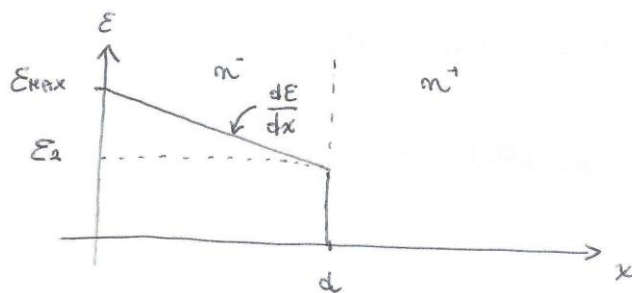
$$\phi = \frac{1}{2} \frac{qN_D W^2}{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r} = \frac{1}{2} E_{MAX} \cdot W$$



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

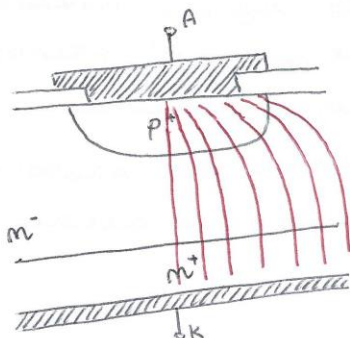
$$\text{da cui risulta } \phi = E_{MAX} \cdot d$$

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

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^+



• Linea di campo

~~scarica~~

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

L'aumentare di E comporta un faccettamento nel raggiungimento di V_{BD} .

$\rightarrow V_{BD}$ si riduce.

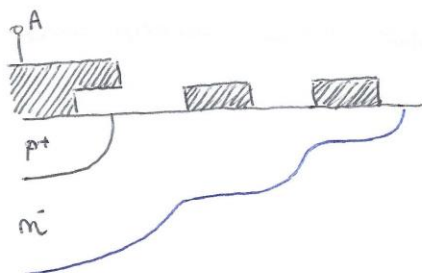
Per ridurre V_{BD} del 40% è necessario $R_{CURV} > 6W_{30}$.

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

Questo, spesso, richiede uno spessore troppo alto dell'epitassia. Perciò l'uso 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.

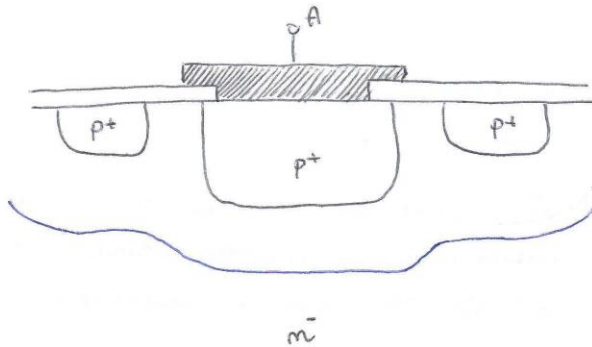
ELETTRODI FLOTTANTI



• Limite della ZOS

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

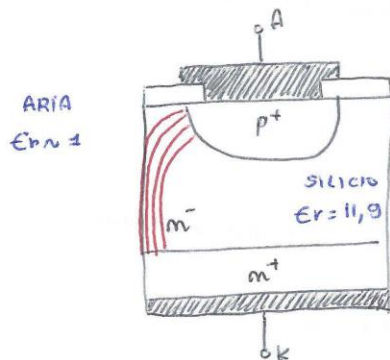
ANELLO DI GUARDIA



• Limite della zbs

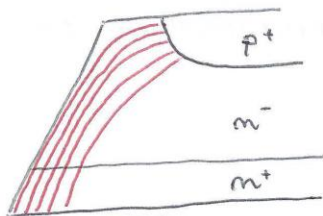
Le regioni molto drogato p+ provocano una riduzione del campo in prossimità della curvatura.

GESTIONE DELLA SUPERFICIE



d'appioppamento delle linee di campo sul bordo della regione n- provoca un incremento del campo elettrico e quindi una riduzione di V_{BD}.

Soluzione: BEVELING (il taglio obliquo)



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

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

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

EFFETTI IN POLARIZZAZIONE DIRETTA

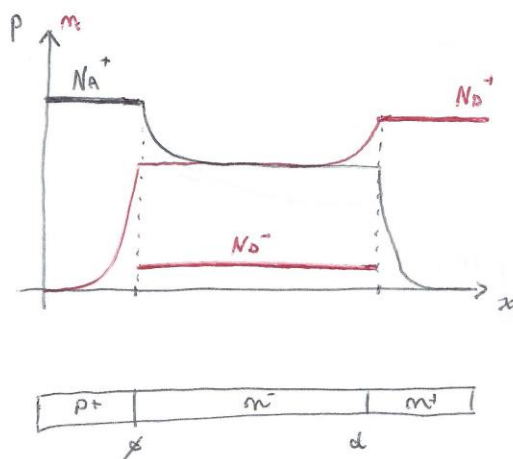
MODULAZIONE DELLA CONDUTTIVITA'

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 regione di deriva



Profilo della diffusione di elettroni e lacune.

— drogaggio

Profilo di elettroni e lacune.

Condizione di equilibrio in regione di deriva:

Situazione di alta iniezione: $p \approx n \approx N_A \gg N_D^-$

All'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

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

↑
corrente 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

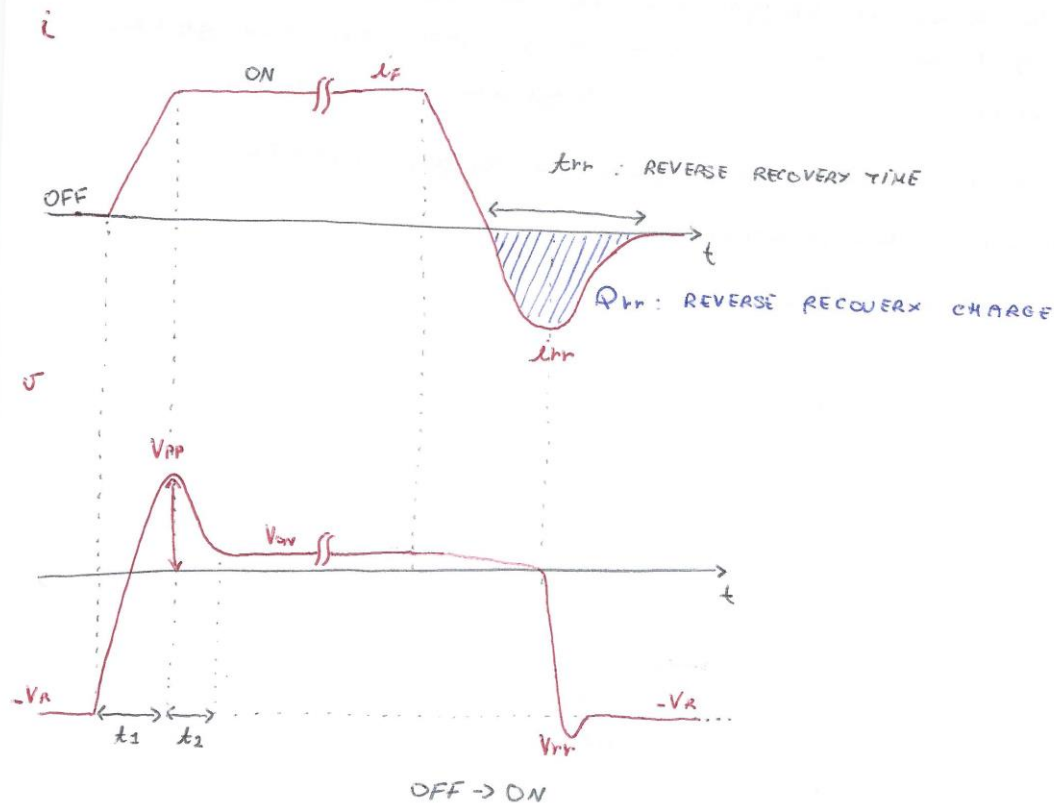
V_d : caduta di tensione nella regione di deriva.

In conduzione perde parte della tensione applicata.

$V_d \propto I$ tramite μ_n e μ_p .

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

COMUTAZIONE



La sovrallungamento 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 R_{DS} , 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 plasma di carica nell'ordine temporale dei μs . Si ha una modulazione della conduttività che riduce la resistenza della regione di deriva.

ON $\rightarrow$ 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.

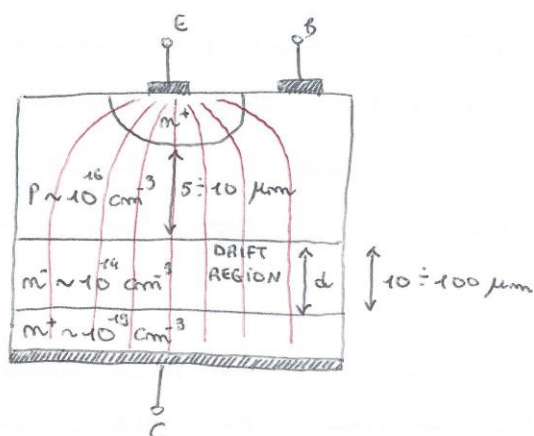
Si possono distinguere due fasi di spegnimento:

- Instauramento 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^+/p ed p/n^- , una bassa resistenza termica.

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

La spessore della base la 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 barriera di potenziale offerta dalla base scompaurebbe.

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

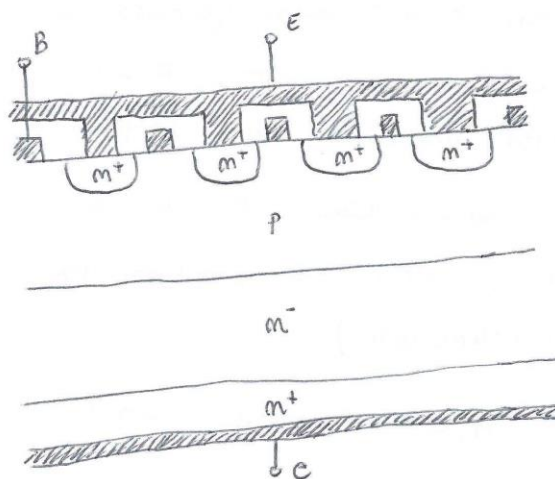
Analizzando le linee di flusso del campo elettrico, queste si addensano in prossimità di E.

Questa disomogeneità del potenziale può provocare un problema di fuga termica: dove la V_{BE} locale risulta essere un po' più elevata può passare una corrente locale maggiore. Localmente R_D 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.

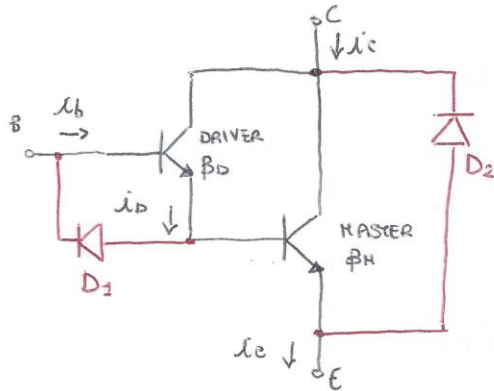
Soluzione: STRUTTURA MULTI-EMITTORE

Per grosse correnti consente 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 elevato.



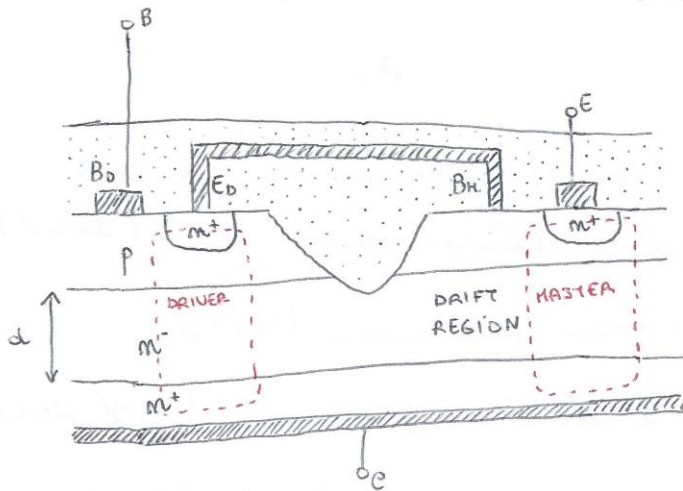
$$i_c = \beta_D i_b + \beta_H i_e$$

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

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

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

Il dispositivo presenta una struttura verticale.

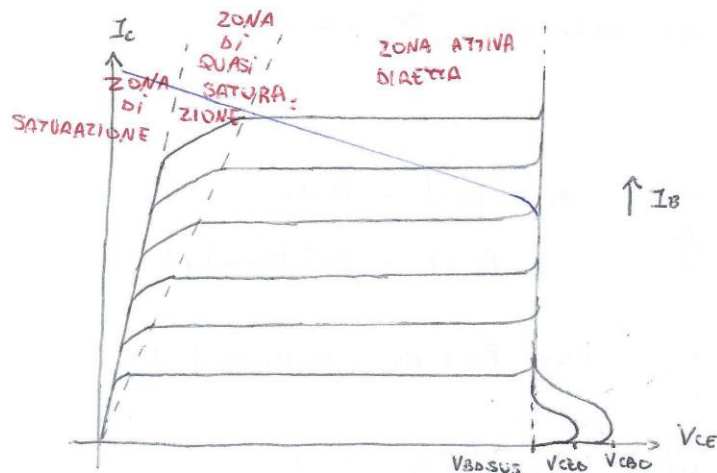


La struttura rappresentata non tiene conto di D_1 e D_2 .

Quando si usa il DARLINGTON come interruttore controllato, durante lo spegnimento, sottraendo portatori da B_D stesso si spegne il DRIVER ma non il MASTER. D_1 consente di estrarre cariche da B_H , velocizzando il processo di spegnimento.

D_2 è un diodo di ricircolo

CARATTERISTICA DI USCITA DEL BJT DI POTENZA



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

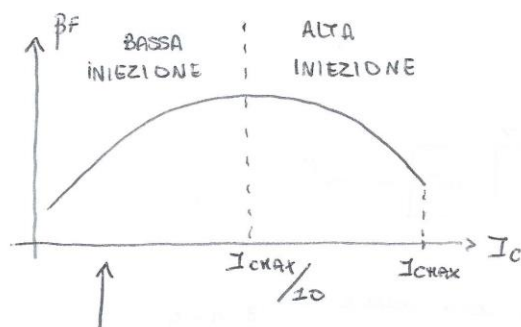
BreakDown:

- 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} .

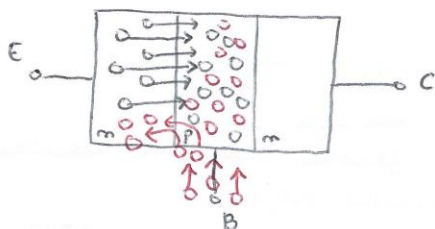
- Break down Secondario • a causa della Fuga Termica, in condizioni di funzionamento e non in interdizione

Concetto di Alfa Iniezione :



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

Motori piccoli per cui β_F si riduce in alta iniezione :



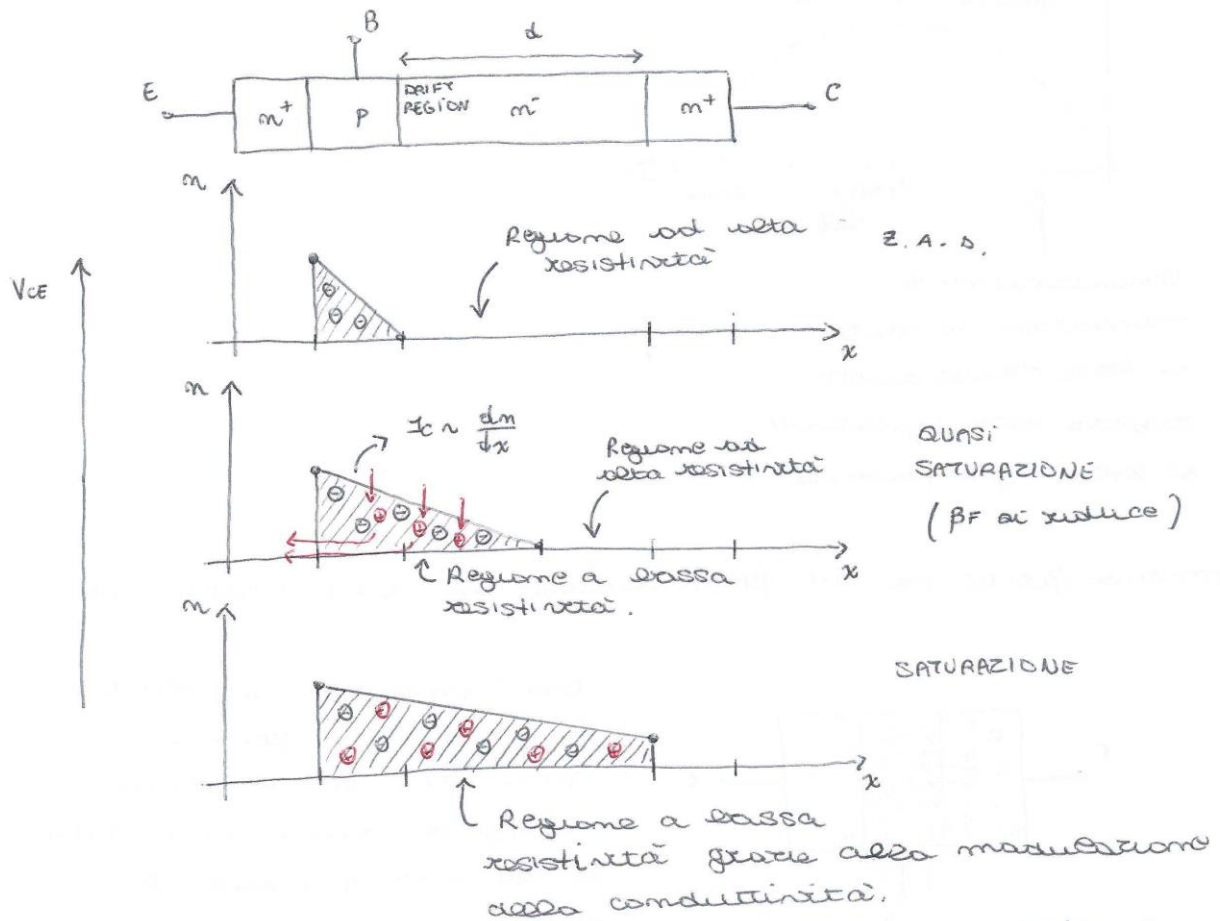
Dall'emettitore si introduce
in base una grande
quantità di elettroni
maggiore della quantità
di lacune già presenti in
base.

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 subito un incremento.

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

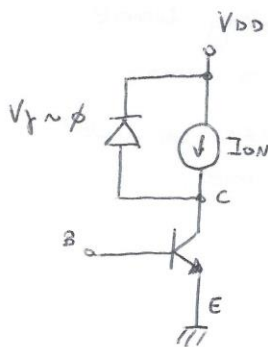
Analisi della Zona di Quasi Saturazione di un BJT di Potenza



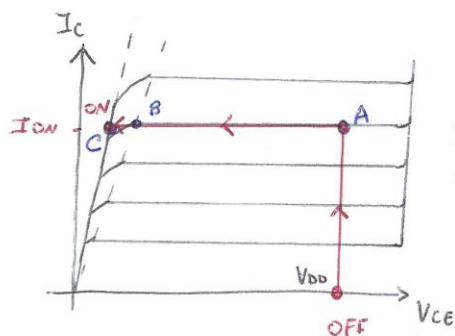
Riducendo la V_{ce} , si ha un incremento netto della dimensione della base.

COMUTAZIONE

TRANSITORIO DI ACCENSIONE (OFF $\rightarrow$ SAT.)



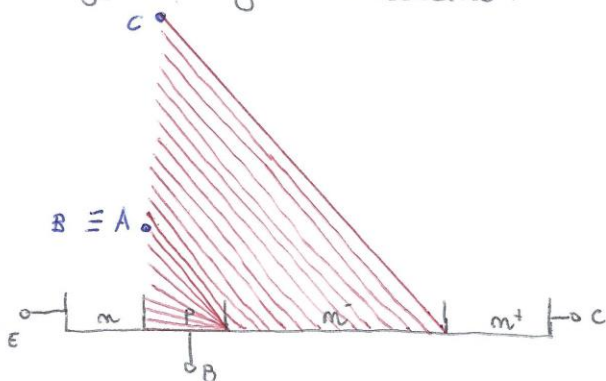
Considerando di utilizzare un carico induttivo, durante il transitorio è possibile schematizzare il bipolo con un generatore di corrente costante.



Zona attraversata:

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

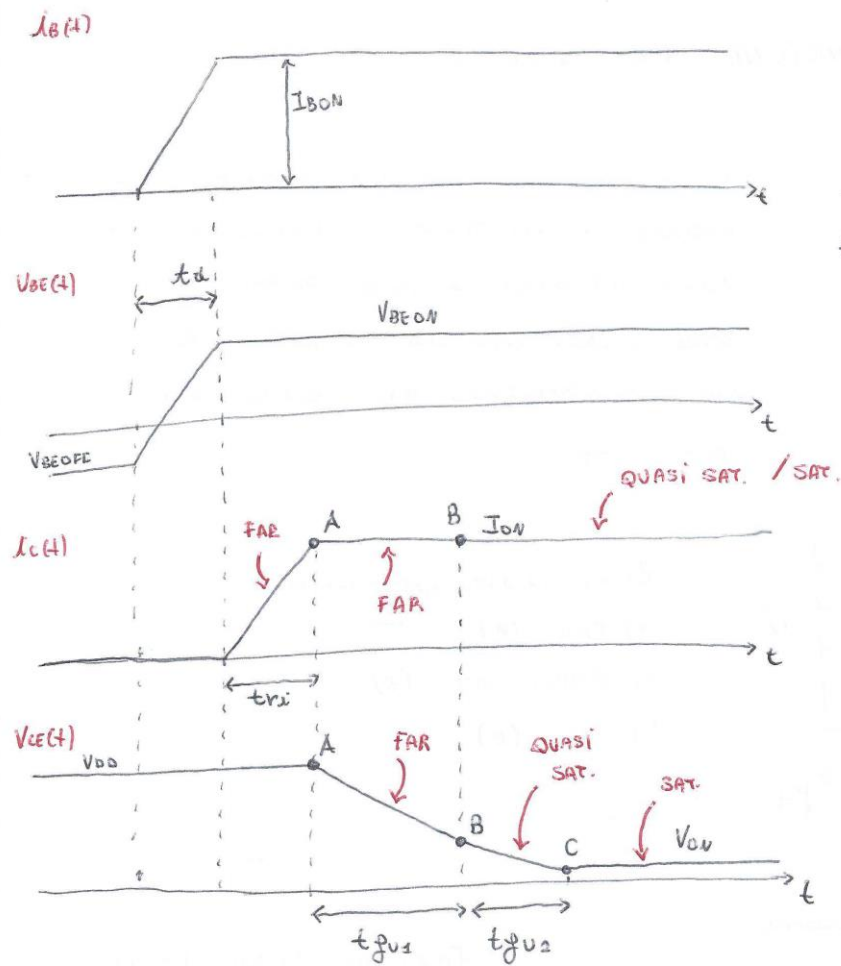
Profilo degli elettroni:



Fasi di transizione:

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

Il diodo conduce nella prima fase di mantenimento di V_{CE} massima.

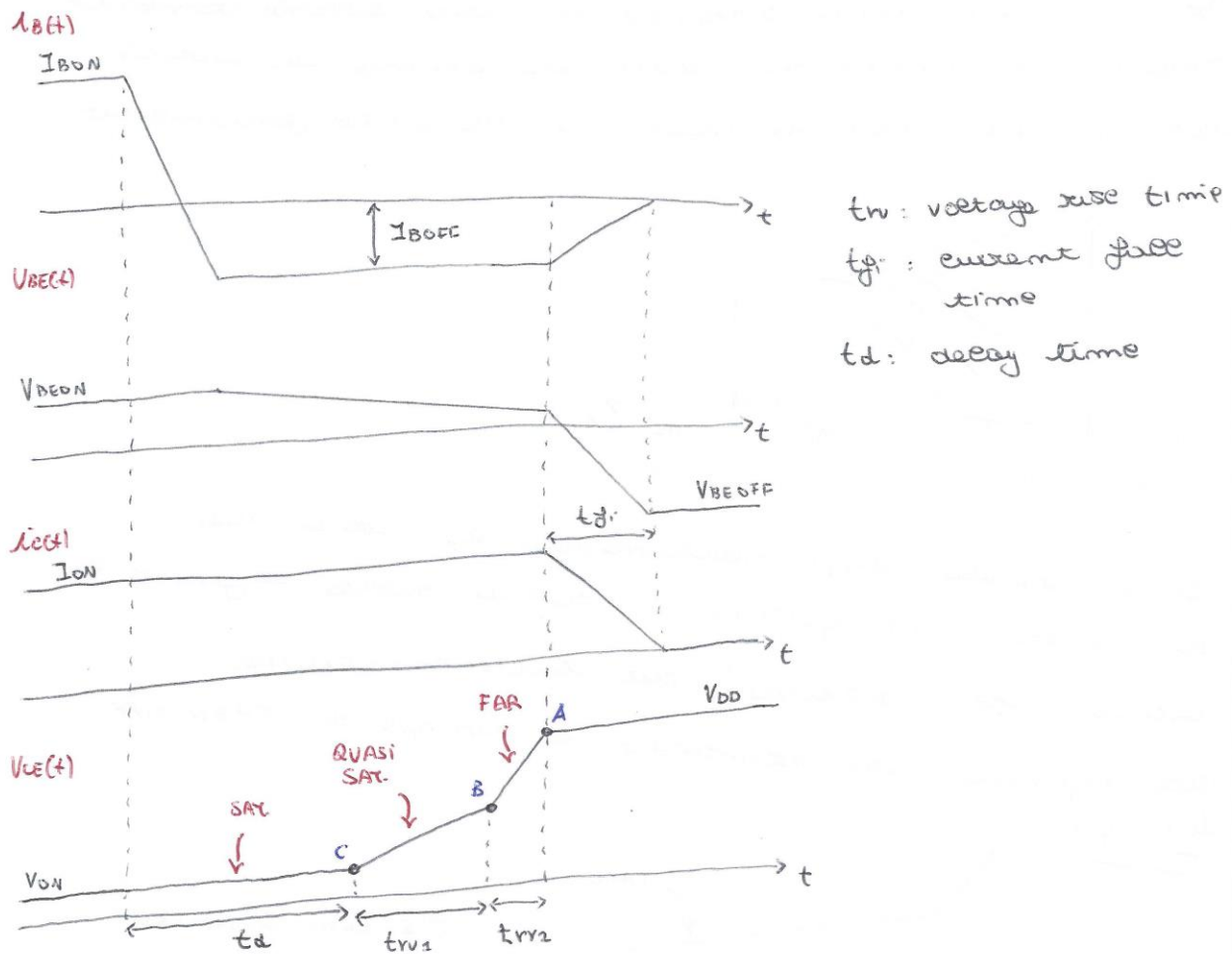


t_d : delay time
 t_{ri} : rise time
 t_{fv} : voltage fall time .

TRANSITORIO DI SPEGNIMENTO (SAT. $\rightarrow$ OFF)

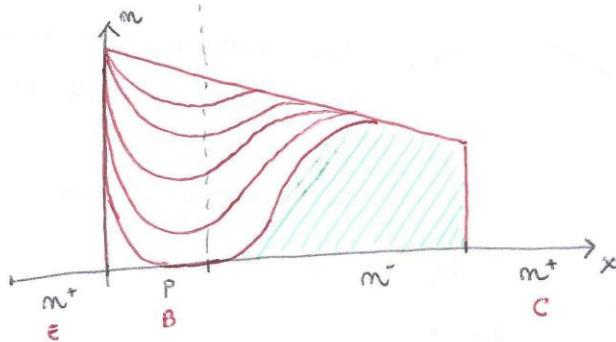
Le corrente costante I_t : $V_{CE} < V_{DD}$.

Quando $V_{CE} = V_{DD}$, il diodo di ricircolo si attiva ($V_f \sim \phi$) e consente di ridurre la corrente di collettore.

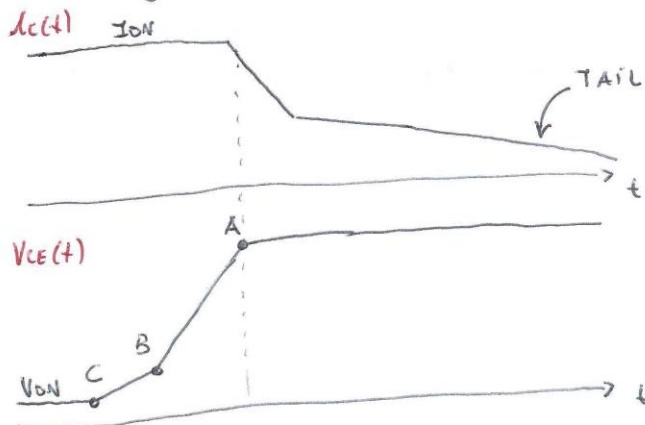


Analisi dello Spegnimento non controllato
 La volontà di controllare lo spegnimento si
 traduce in un limite temporale sulla variazione
 di I_B e conseguentemente di V_{CE} .

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

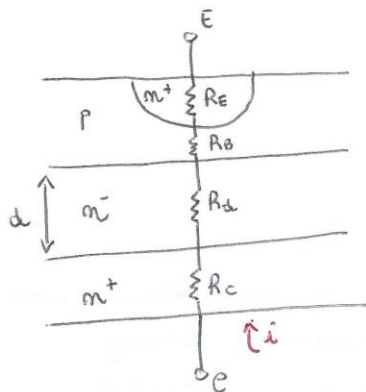


Se si svuota troppo velocemente la base può
 rimanere immagazzinata carica nella regione di
 deriva che "opaxia" per ricombinazione
 accumulando notevolmente il tempo di TURN OFF.



C'è un limite
 ad $\frac{dI_B}{dt}$.

CADUTA DI TENSIONE IN CONDUZIONE (V_{ON})



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

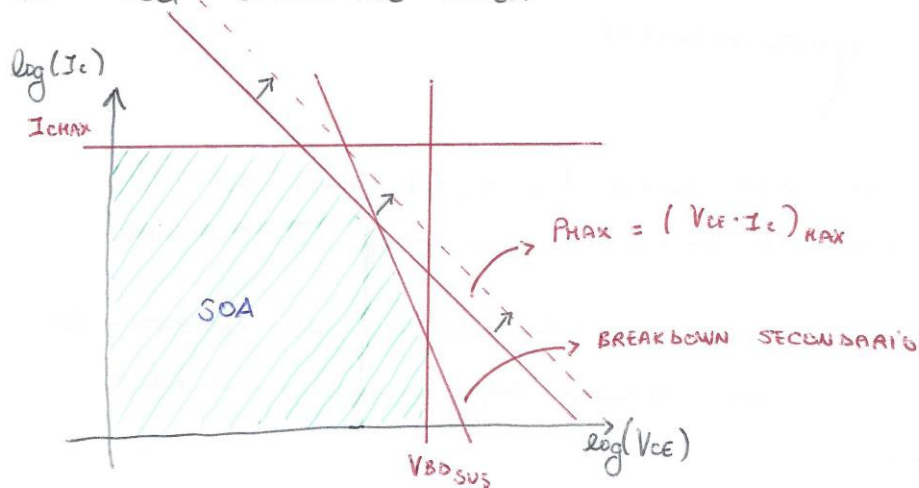
$$V_{ON} = V_{CEsat} + [R_E + R_B + R_d + R_c] \cdot I_{ON}$$

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_{CHAX} per la fuga termica
- V_{DSUS} Breakdown primario giunzione BC
- Breakdown secondario
- P_{MAX} : iperbole di max dissipazione

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

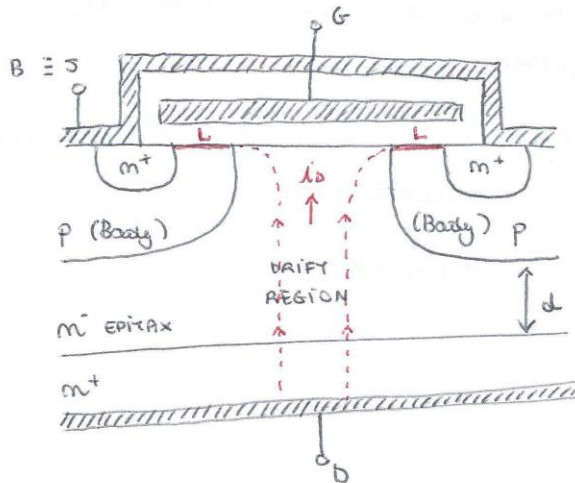
MOSFET DI POTENZA



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 parassiti (S, B, D) non si
immischiavano in quanto $B \equiv S$ da cui risulta $V_{BE} = 0$.

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

Ciò comporta:

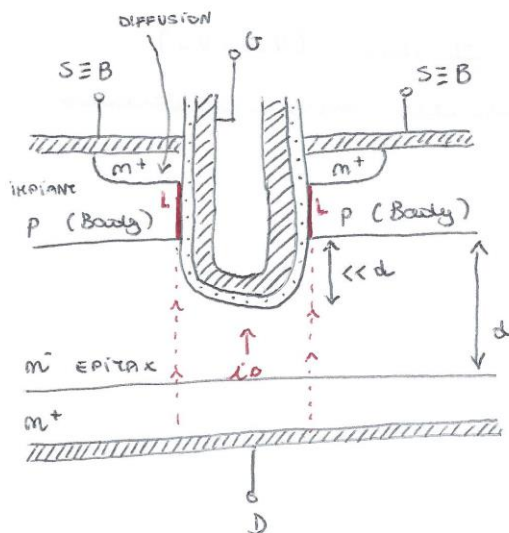
- in ON, riduzione della resistenza serie per
via dell'accumulazione in superficie
di portatori.

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 portatore (in questo caso elettroni).

UMOSFET



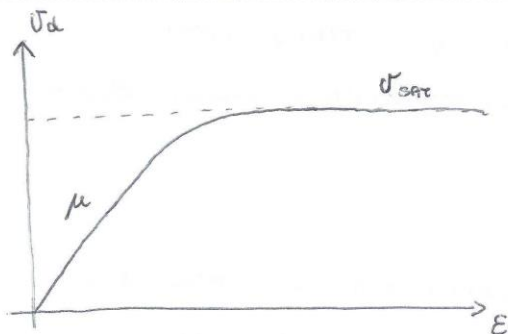
Riduzione grazie alle moderne tecnologie che consentono deposizione conforme anche verticalmente.

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:

- Campo elettrico;
- alte tensioni applicate;



V_d : Velocità di drift

$$I_D \propto Q \cdot V_d$$

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

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

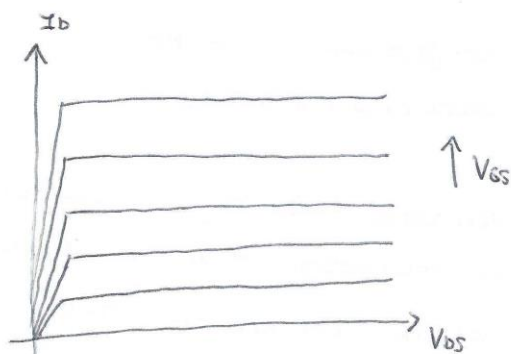
$$\Rightarrow I_D \propto (V_{GS} - V_T)^2$$

In condizioni di saturazione della velocità:

$$V_d = V_{SAT}$$

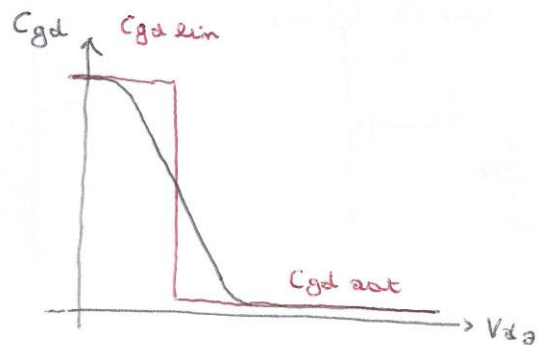
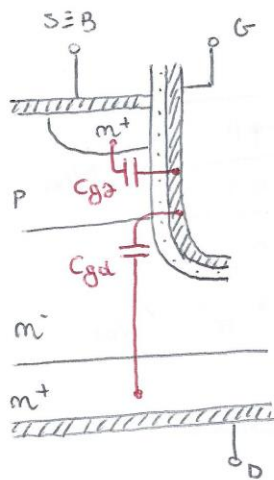
$$\Rightarrow I_D \propto (V_{GS} - V_T) \cdot V_{SAT}$$

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



Per avere V_{DS} elevata è necessario avere d grande, che comporta R_d grande.

La capacità di Gate risulta essere notevolmente variabile:

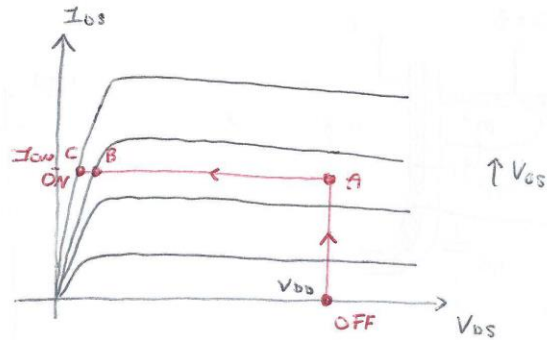
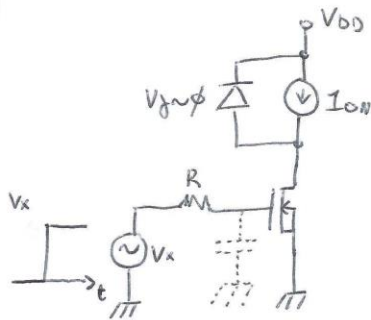


al variare di V_{ds} , C_{gd} è elevata a causa della trascurabilità della ZDS.

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

COMUTAZIONE DEL MOSFET DI POTENZA

TRANSITORIO DI ACCENSIONE

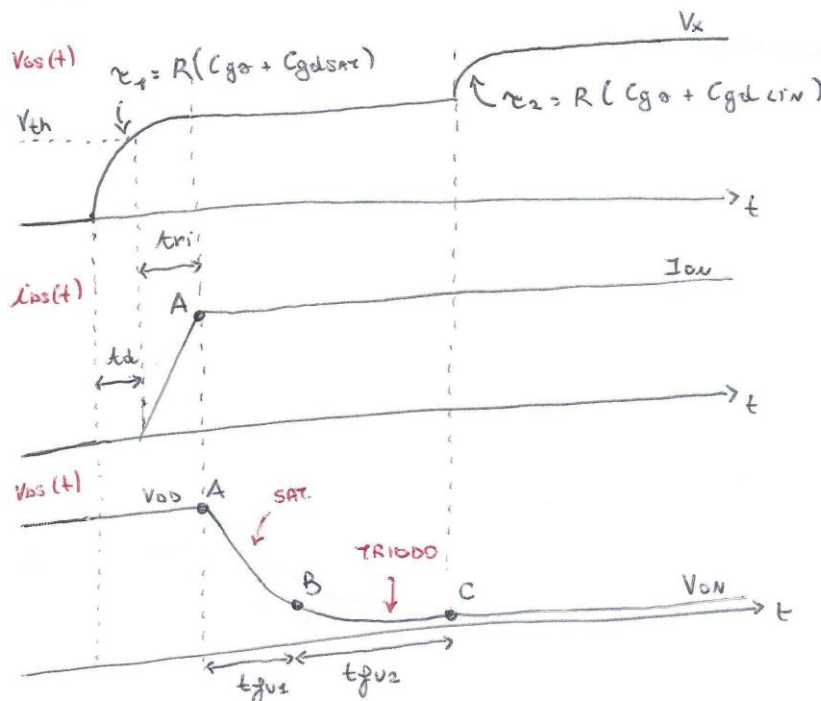


Fasi di accensione:

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

AB: zona di saturazione

BC: zona di TRIODIO



Inizialmente il MOS è spento. Quando applico un gradino di tensione la corrente che scorre nel ramo grazie ad R finisce nella capacità parassita del MOS $C = C_{gs} + C_{gdSAT}$.

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

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

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

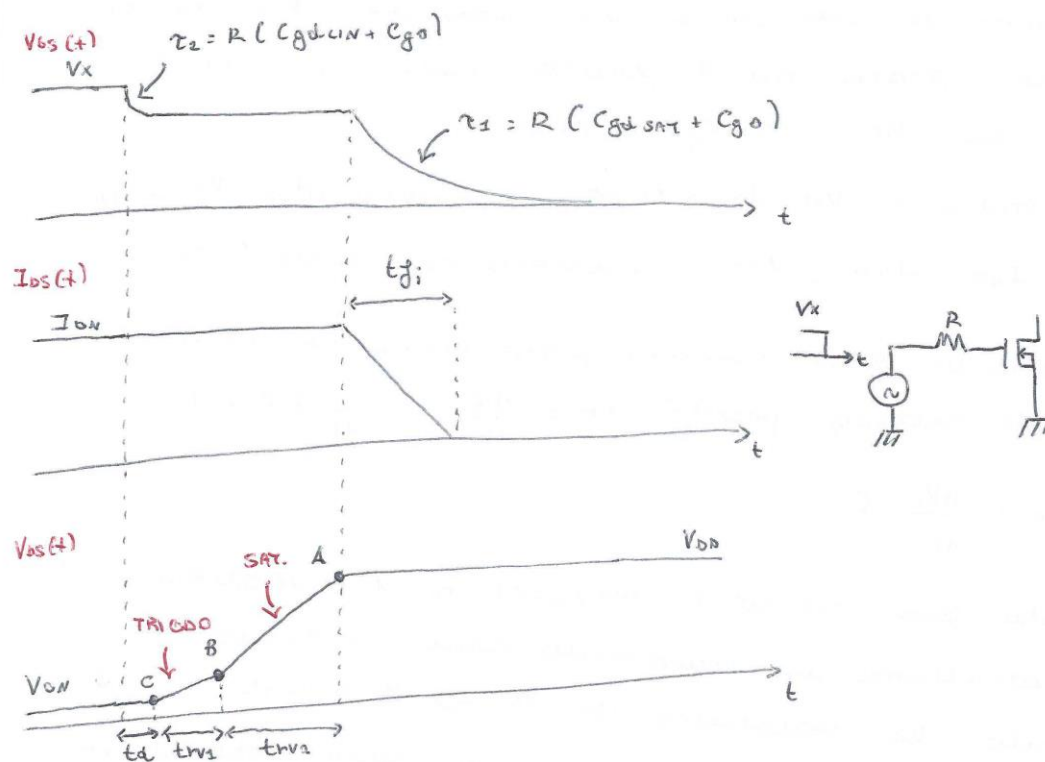
$$= \frac{dC}{dt} V_G + \frac{dV_G}{dt} \cdot C$$

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

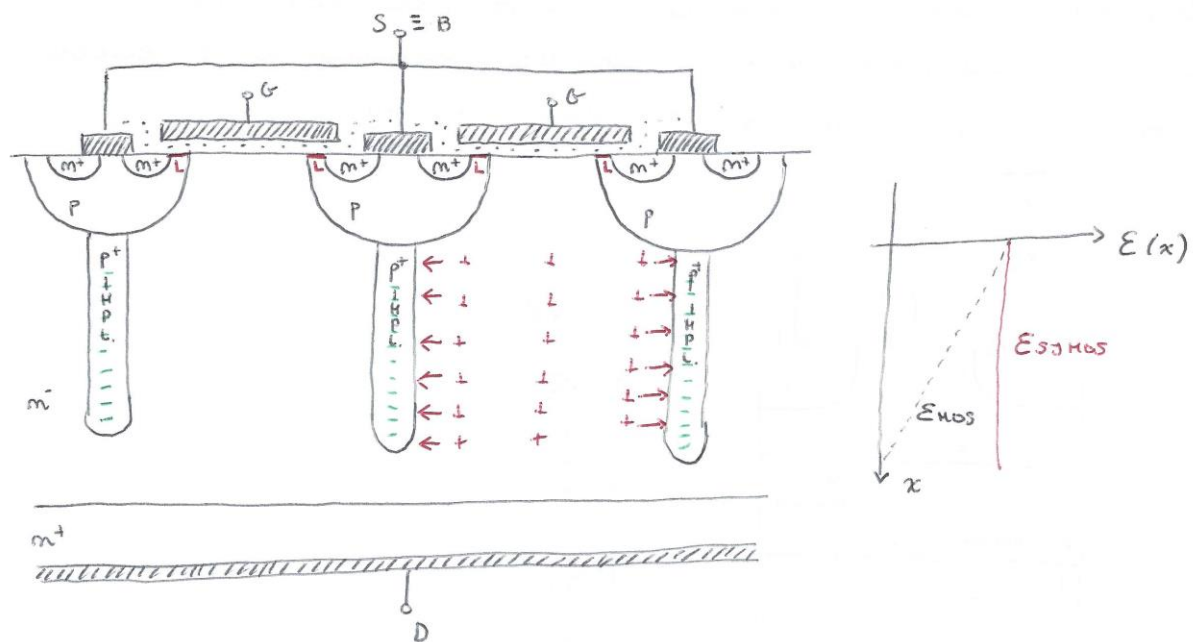
La variazione di C avviene per via della variazione di V_{DS} .

Quando V_{DS} non varia più e C quindi non varia più, V_{GS} comincia a scendere fino 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 $V_{DS} \rightarrow$ il campo E è costante in profondità.

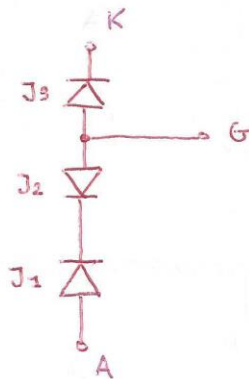
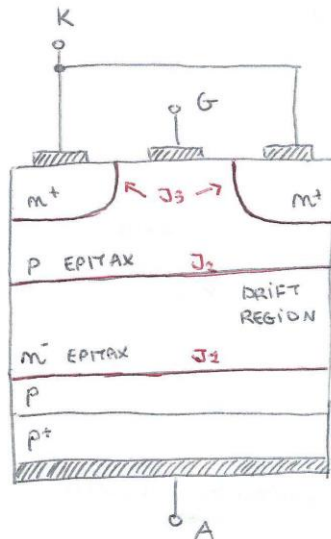
↓ ↓ ↓
 Spiegazione: Il flusso di E non è più verticale adesso. Aumentando la profondità di E in direzione orizzontale accade che $\frac{dE}{dx}$ si riduce e il campo decresce più lentamente.

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.



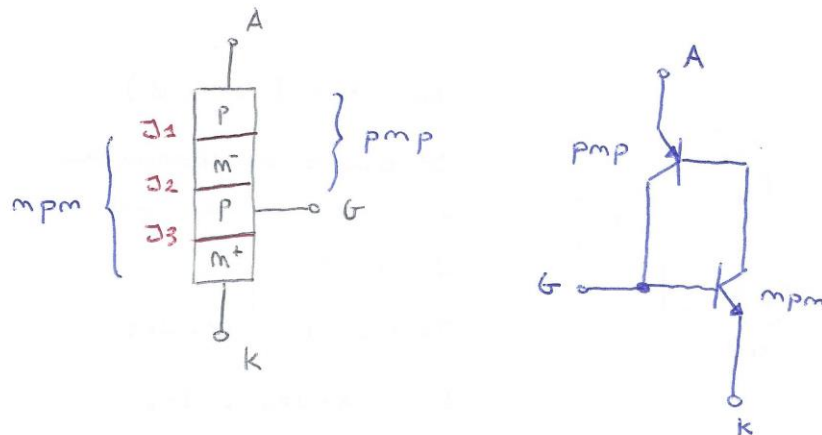
$V_{AK} > 0$: J_2 polarizzata inversamente e capace di supportare una tensione altrettanto elevata
FORWARD BLOCKING
 $V_{BD} \sim d \cdot E_{BD}$ perché la ZDS cade nella regione di deriva

$V_{AK} < 0$: 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:



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

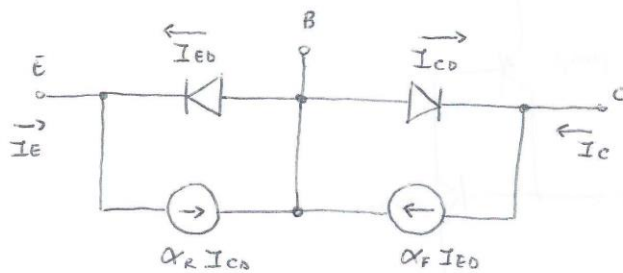
$$\alpha_{pmp} \sim 0,01 \div 0,1$$

Il mpm viene realizzato per avere $\alpha_{mpm} \sim 0,9 \div 0,95$ con base esile, la quale coincide con la regione p in cui è connesso il Gate.

Stato OFF: $V_{AK} > 0$, $V_G < 0$ entrambi i BJT sono interdetti

Stato ON: $V_{AK} > 0$, $V_G > 0$ 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 ($V_{BC} < 0$) :

se diodo di collettore
è interdettato ed

$$I_{CB} = -I_{CS}$$

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

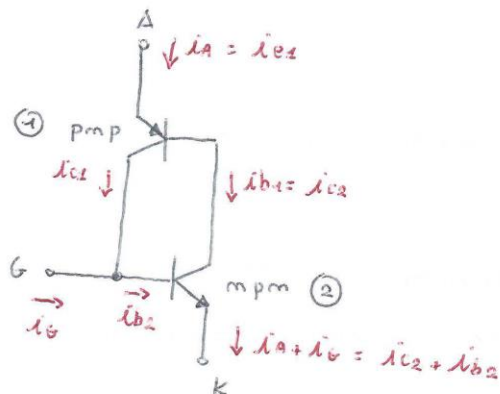
$$I_C = \alpha_F I_{EB} + I_{CS}$$

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

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

$$\text{con } I_{CO} = I_{CS} (1 - \alpha_R \alpha_F)$$

Riprendendo il circuito equivalente precedente :



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

Supponendo
interdette, si ha:

$$I_A = -\alpha_{mpn} I_{E2} + I_{CO2} + \alpha_{pmp} I_{E1} + I_{CO1}$$

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

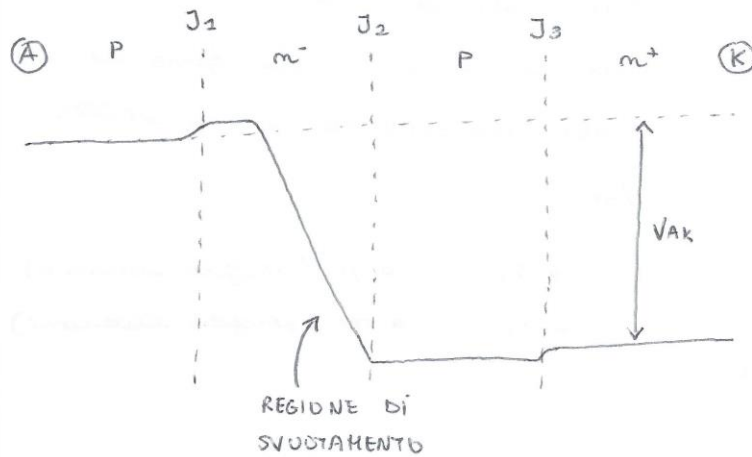
$$I_{E1} = I_A$$

$$I_A = \frac{\alpha_{mpn} I_B + I_{CO2} + I_{CO1}}{1 - \alpha_{mpn} - \alpha_{pmp}}$$

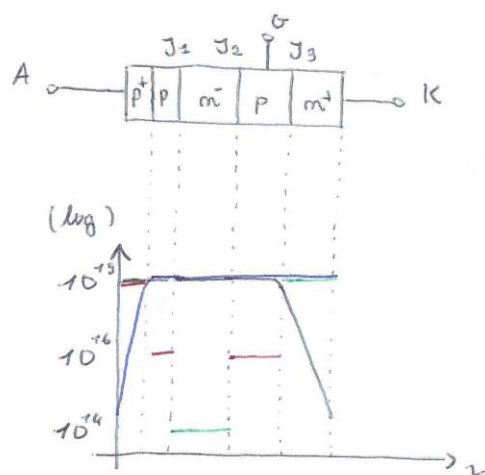
• $\alpha_{mpn} + \alpha_{pmp} < 1 \Rightarrow$ STATO di OFF (denom. finito)

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

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



- $V_{AK} \uparrow \Rightarrow$ Si riduce la base del pmp $\Rightarrow \alpha_{pmp} \uparrow$
 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'mpm che comporta un aumento di $I_{mpm} \Rightarrow \alpha_{mpm} \uparrow$
 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)

In conduzione c'è diffusione dai contatti:

- A emette lacune
- K emette elettroni

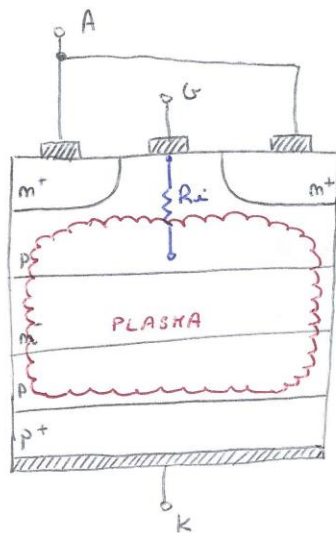
La struttura è realizzata per avere tempi di ricombinazione lente in modo che si crei plasma facilmente.

C'è creazione di plasma di carica, rendendo il grafico 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.

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

TURN OFF



È una fase critica!

I due BJT devono passare dalla saturazione all'interdizione.

Ragionevolmente posso pensare di applicare $V_G < \phi$ in modo da esistere regione di deriva e regione di base dove n_{pm} .

A tale punto una volta polarizzata in inversa la giunzione BE n_{pm} e BJT n_{pm} si spengerà e successivamente si spengerà 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 spegnere SCR, $\Rightarrow$ non riesco a polarizzare in inversa J_{BE} di n_{pm} , che risulta essere 3.

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

Soluzione:

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

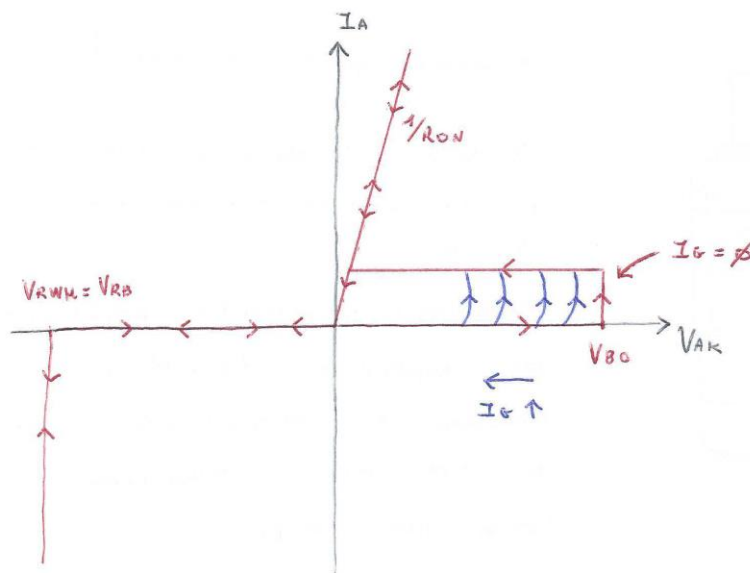
$\Rightarrow$ Katodo interdigitato riduce R_i :



• G
• K

(35)

CARATTERISTICA



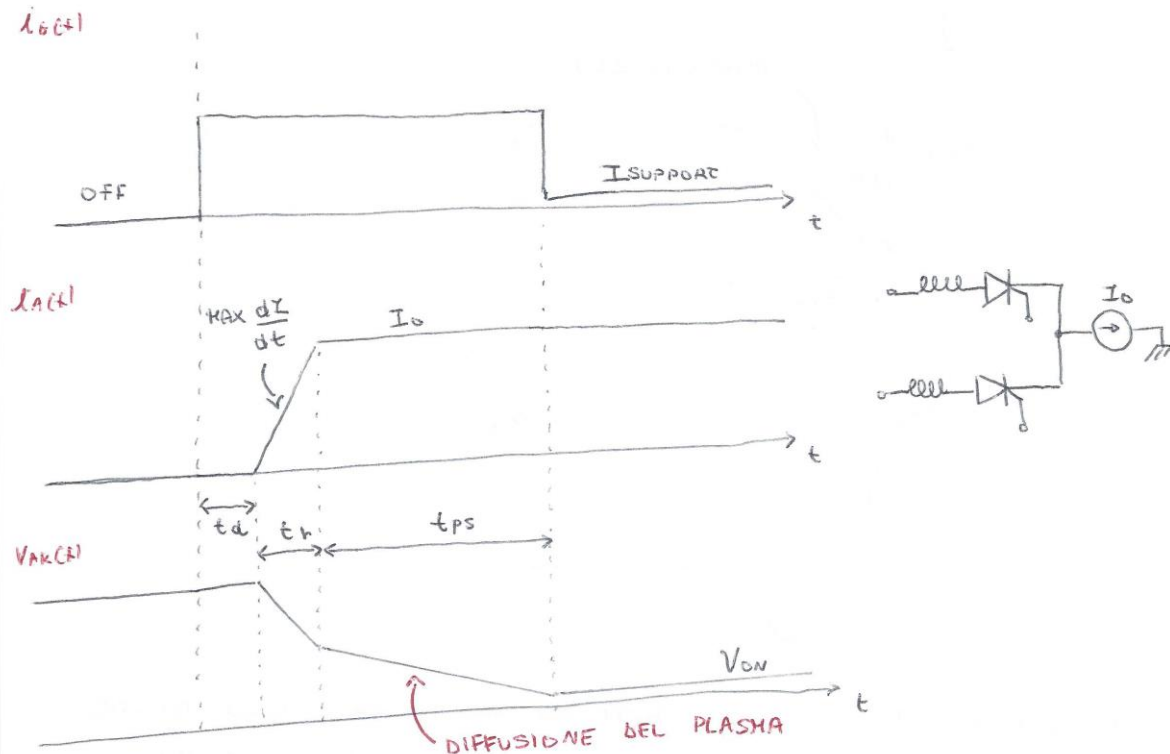
V_{RWH} : Voltage Reverse Working Maximum

V_{BO} : Voltage Break Over

Quando $I_G \uparrow$, l'ingresso della conduzione avviene per V_{AK} minori. ●

COMMUTAZIONE SCR

TRANSITORIO DI ACCENSIONE DETERMINATO DA I_0



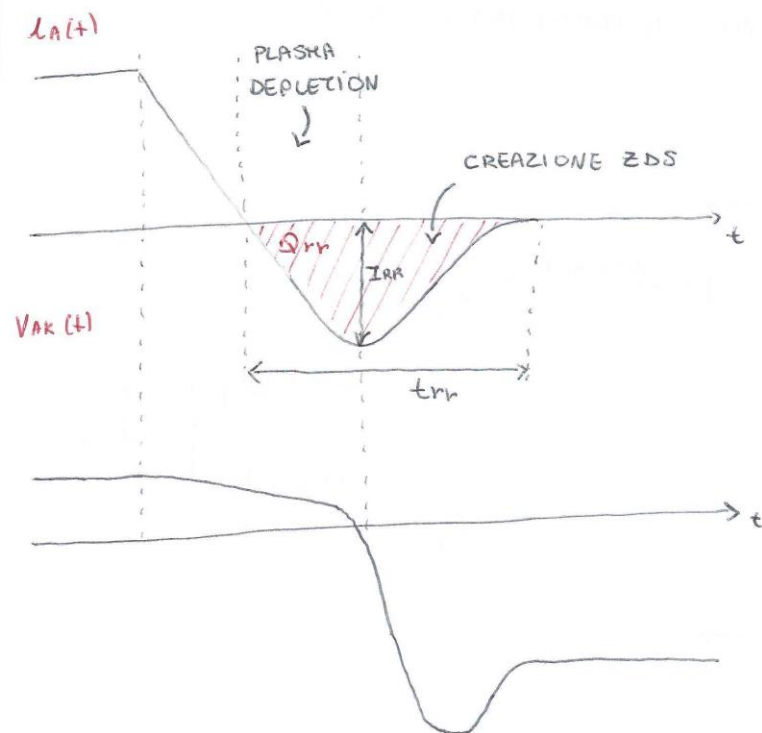
t_d : ritardo per via della diffusione iniziale dei portatori

Inizialmente la conduzione avviene solamente in un filamento 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 $\frac{dI}{dt} K_A X$ per evitare problemi di fuga termica.

t_{ps} = Plasma Spreading Time.

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

TRANSITORIO DI SPEGNIMENTO



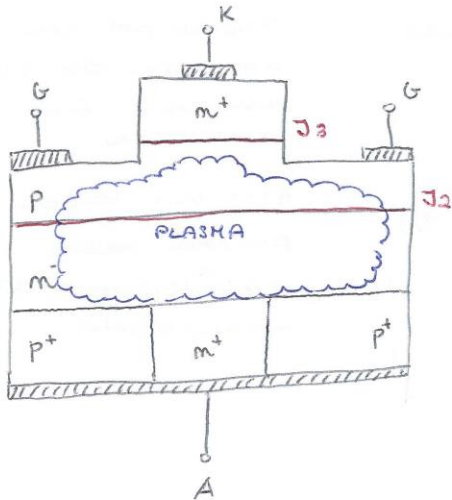
Transitorio di Turn off simile a quello del BJT
di POTENZA con una differenza: i tempi di
Commutazione sono più elevati.

GTO (GATE TURN OFF)



Thyristor a spegnimento del Gate.

Lo spegnimento avviene applicando $I_g < 0$.



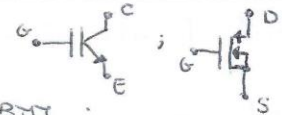
Lo scopo è ridurre la distanza tra contatto di gate e regione in cui si forma il plasma, riducendo quindi il valore di R_i .

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) Conto di Anodo al fine di facilitare lo spegnimento provocando la fuoriuscita di elettroni dall'anodo mentre le lacune escono dal Gate.

Il conto di Anodo non consente più di crescere per $V_{AK} < 0$ per via del fatto che J_1 sparisce e J_3 non è in grado di supportare tensioni elevate.

IGBT (INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR)



Masce per superare limiti di MOSFET e BJT :

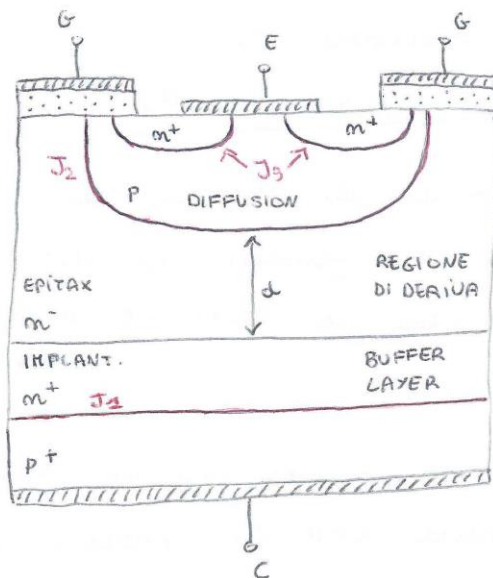
	PRO	CONTR
MOSFET	T _{on} opp Nellece	V _{on} alta
BJT	V _{on} Bassa	T _{on} opp Lento

↑
IGBT

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

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

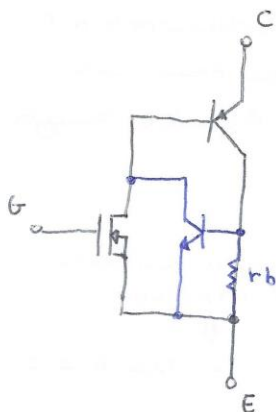
Struttura Verticale :



MOSFET +
VERTICALE

+ J1 .

Circuito Equivalente



pmo con basso guadagno
per via della base estremamente
mente grande

• Transistor e resistore
Parassiti.

r_b : resistenza di diffusione tra
base intrinseca 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 ottiene
non riesce più ad essere spento.

STATO DI BLOCCO

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

Se $V_{CE} > \phi$: il blocco è garantito da J_1 , J_2 sostiene
la tensione inversa perché è costituita
dalla regione di deriva. $\rightarrow V_{BD} \sim d \cdot E_{BD}$

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

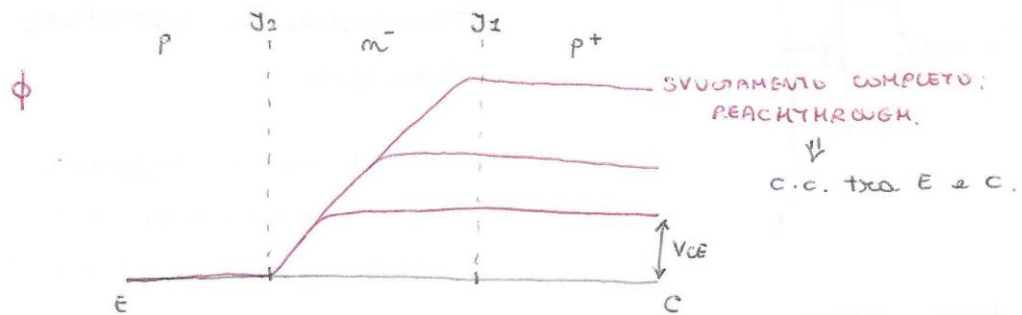
1) IGBT ASIMMETRICO (BUFFER LAYER PRESENTE): J_3 sostiene
la tensione applicata ($V_{RB} \sim 20 \div 30 V$)

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

EFFETTO DEL BUFFER LAYER

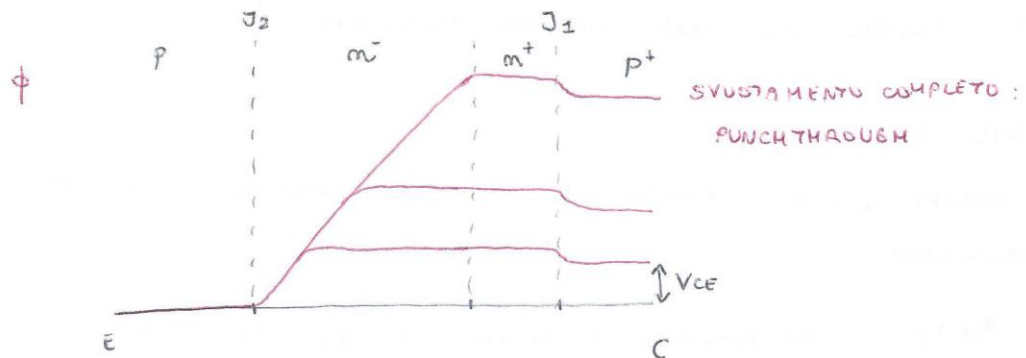
CASO ASSENTE

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



CASO PRESENTE

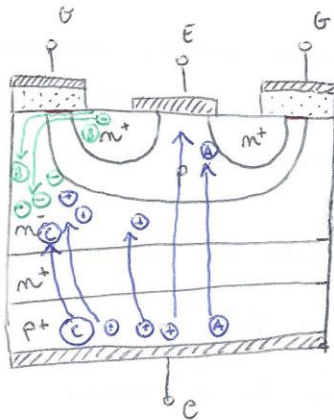
In questo caso posso ottenere il Punchthrough in sicurezza ($z_{bs} = d$)



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 ha in conduzione ne porta in conduzione anche il bipolare.



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

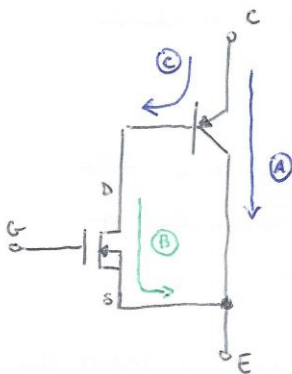
$V_{CE} > \phi$.

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.



③ consente di abbassare R_{ds} formando il plasma.

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

Nei DRAIN del MOSFET ho plasma.

Tipicamente la maggior parte della corrente passa dal MOSFET in quanto $\alpha_{pnp} \sim 0,3 \div 0,4$ in quanto la base ha dimensione elevata. $\Rightarrow$ ③ $\gg$ ④

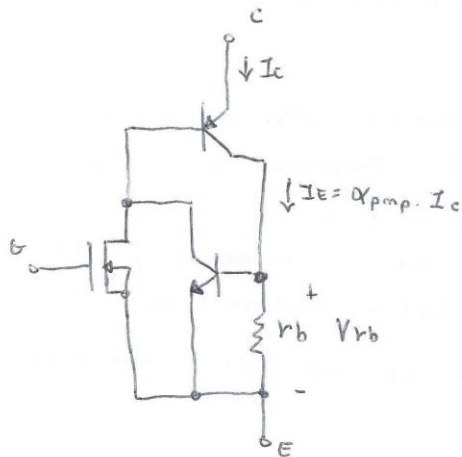
$$V_{ON} = V_{D1} + R_{ON} \cdot I \sim 1 \div 2 \text{ V}$$

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

$$; R_{ON, IGBT} \ll R_{ON, MOSFET}$$

Per costruzione il BJT non va in SAT. in quanto $V_{bc} > 0$ 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

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

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

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

con $V_{TURN ON} < V_g$.

CONDIZIONE DI LATCH UP DINAMICO DURANTE IL TURN OFF

abbasso V_g e apengo il MOSFET $\Rightarrow i_b = 0$ e dato almeno lo spegnimento del pmp.

Tipicamente questa interruzione pilota la corrente in carichi induttivi, i quali si oppongono a variazioni di corrente.

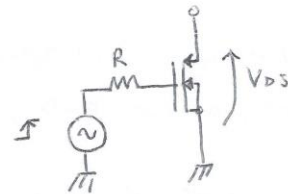
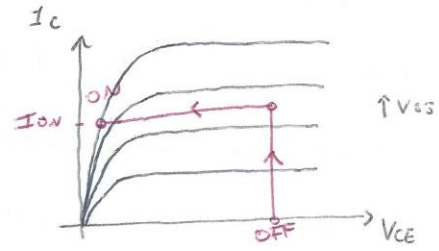
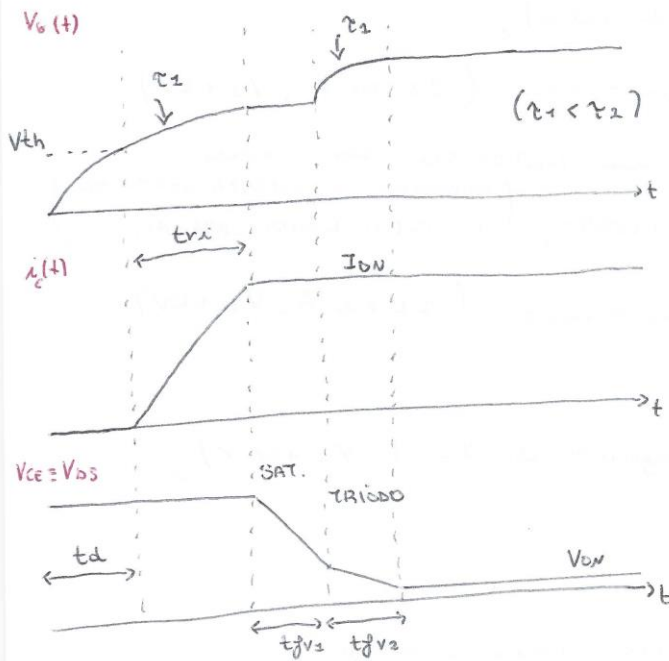
Accade che a apengo il MOSFET, il BJT comincia a condurre tutta la corrente e questo provoca un aumento repentino di $V_{rb} \sim I_c \cdot r_b$

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

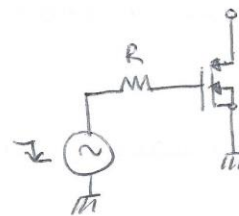
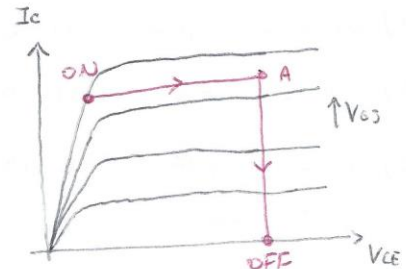
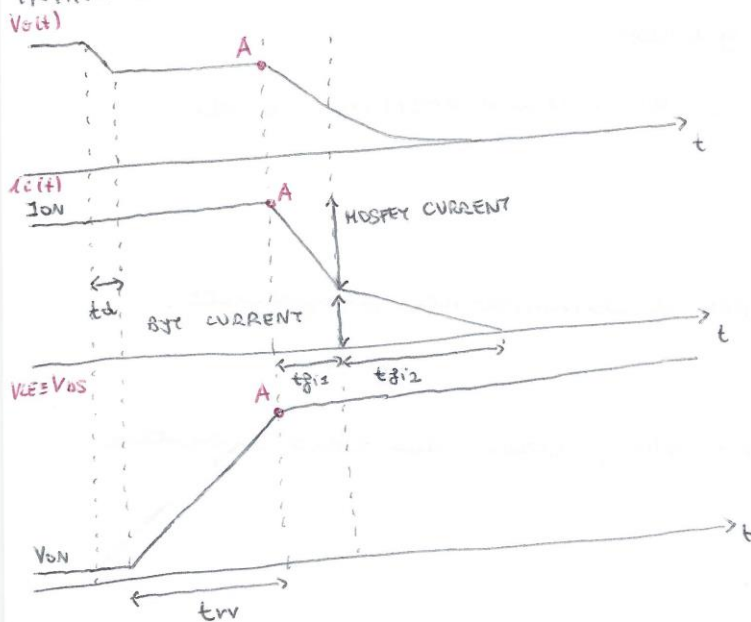
$$I_c < I_{CHMAX DIN} = \frac{V_{TURN ON}}{r_b}$$

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
tempale 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 processore tecnologia 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 ottimizzazione per i componenti progettati.

PRO:

affidabilità, Riduzione EMi, area del chip ridotta.

Range di utilizzo dei dispositivi di potenza

	I_{ON}	V_{DS}	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 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".

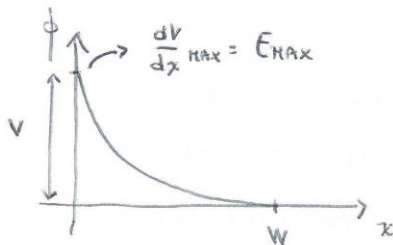
Dispositivi più performanti consentendo nuove soluzioni da proporre sul mercato.

DIFFERENTI MATERIALI PER FET DI POTENZA

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

La ZDS non raggiunge il punto di saturazione.

Lunghezza W della ZDS.



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

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

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

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

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

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

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

↑
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.

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

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

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

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

Band Gap
aumenta

I dispositivi in SiC hanno una struttura davvero simile a quelli in Si.

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

La principale è che sono dispositivi per 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 parame. 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 legati 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 $\omega = \text{cost.}$

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

SISTEMI TRIFASE

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

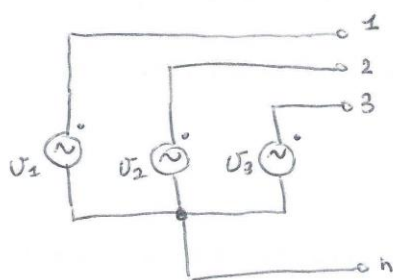
$$V_1 = V_m \cdot \sin(\omega t)$$

$$V_2 = V_m \cdot \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right)$$

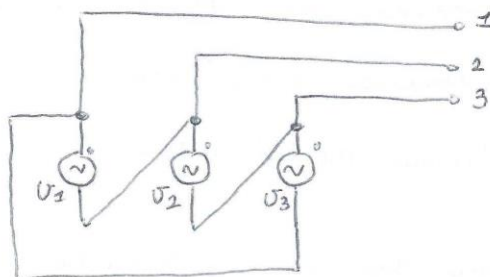
$$m=3$$

$$V_3 = V_m \cdot \sin\left(\omega t - \frac{4}{3}\pi\right)$$

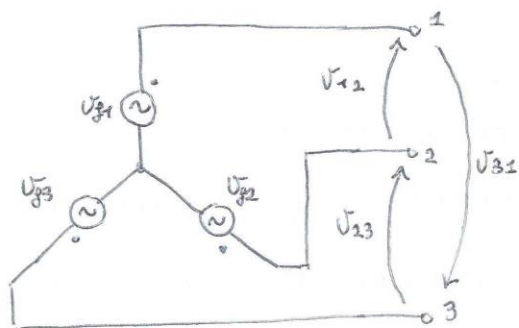
Collegamento a stella:



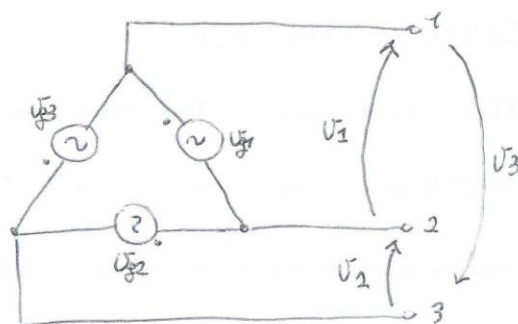
Collegamento a triangolo:



Tensioni di linea:



Tensioni attestate:



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

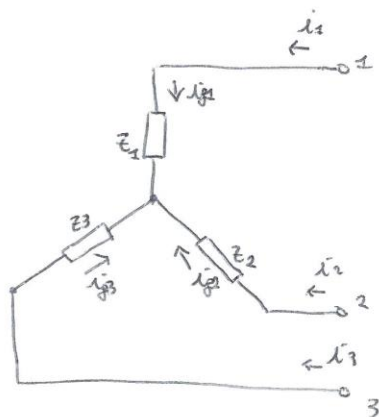
$$U_{h:h+1} = U_{fh} - U_{fh+1}$$

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

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

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

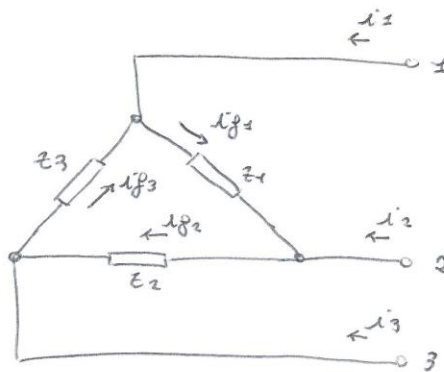
Correnti di linea:



$$i_h = i_{\phi h}$$

$$\begin{cases} i_1 = i_{\phi 1} \\ i_2 = i_{\phi 2} \\ i_3 = i_{\phi 3} \end{cases}$$

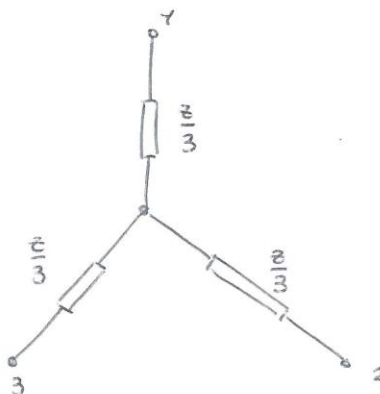
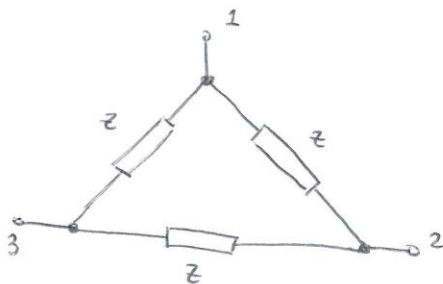
Correnti stellate:



$$i_h = i_{\phi h} - i_{\phi h-1}$$

$$\begin{cases} i_1 = i_{\phi 1} - i_{\phi 3} \\ i_2 = i_{\phi 2} - i_{\phi 1} \\ i_3 = i_{\phi 3} - i_{\phi 2} \end{cases}$$

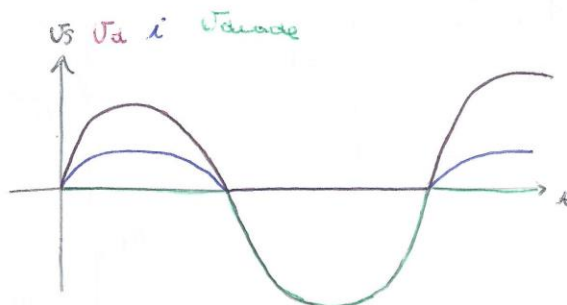
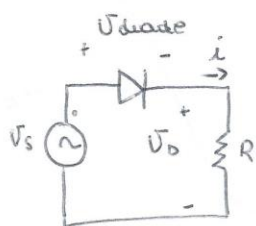
Trasformazione stella - triangolo



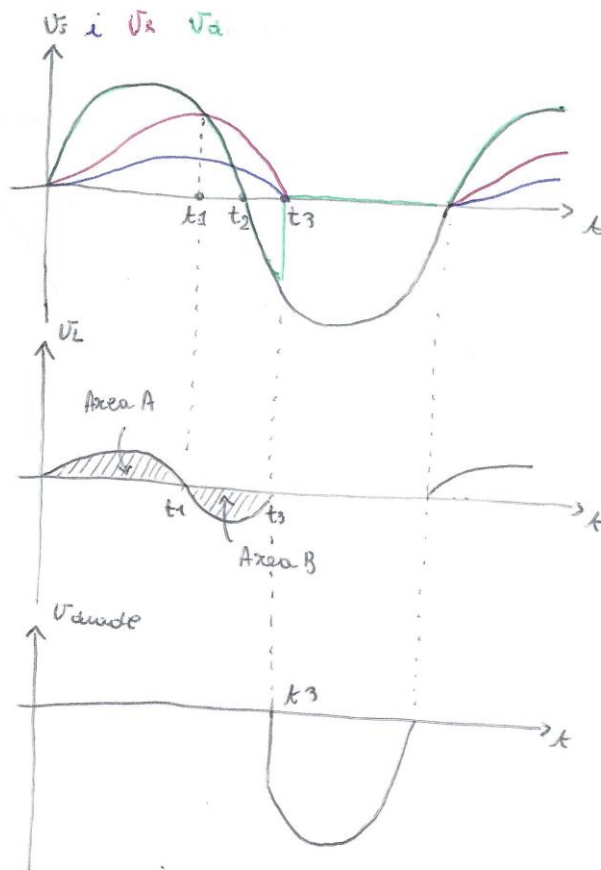
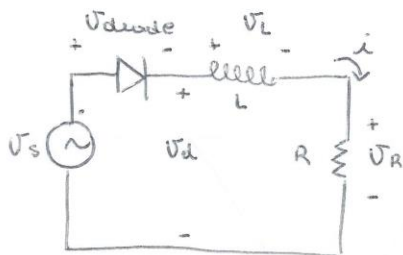
RADDRIZZATORI DI LINEA

RADDRIZZATORE DI LINEA A SINGOLA SEMIONDA

A CARICO RESISTIVO



A CARICO INDUTTIVO



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

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

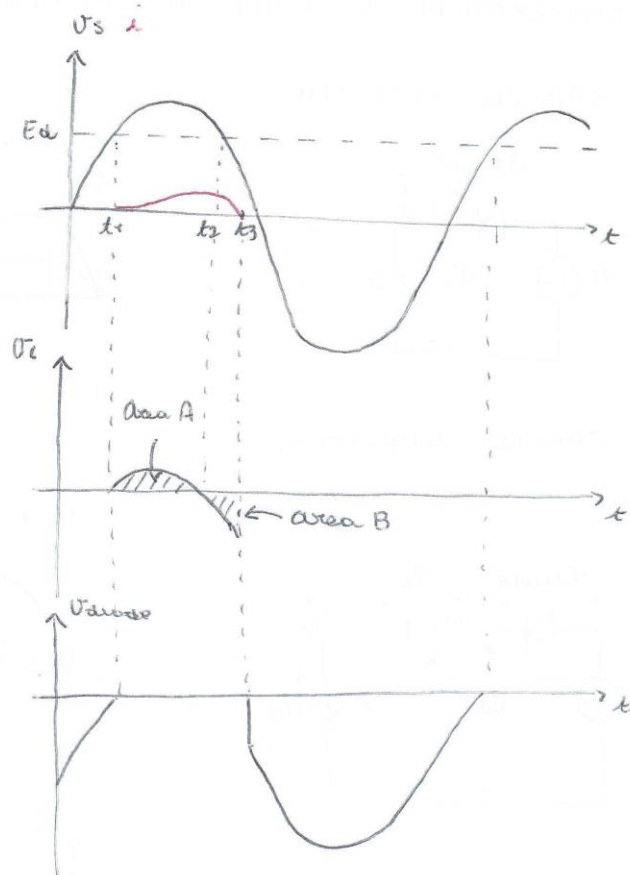
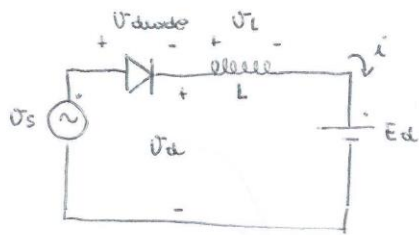
$$\frac{1}{L} \int_{\phi}^{t_3} V_L dt = \int_{i(\phi)}^{i(t_3)} di = i(t_3) - i(\phi) = \phi$$

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

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

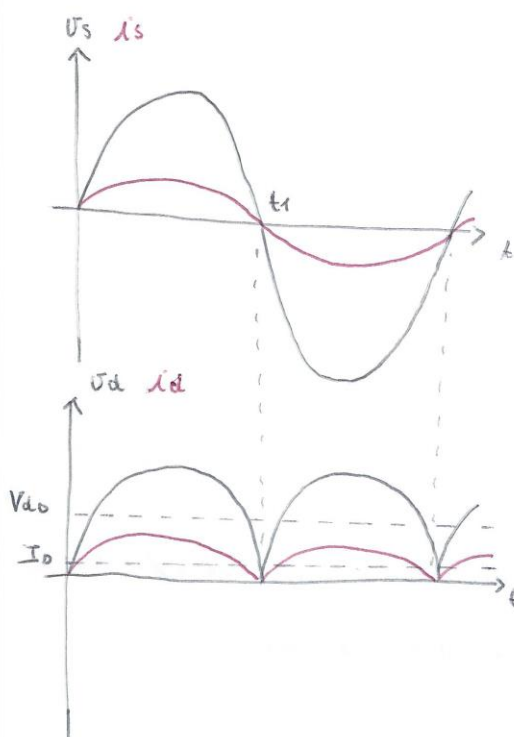
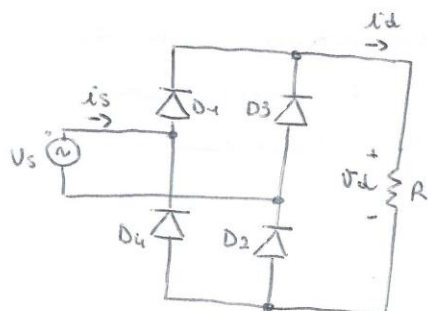
$$\Rightarrow \text{Area A} = \text{Area B}$$

A CARICO CON CORRENTE d.c



RADDRIZZATORE A DOPPIA SEMIONDA

A CARICO RESISTIVO

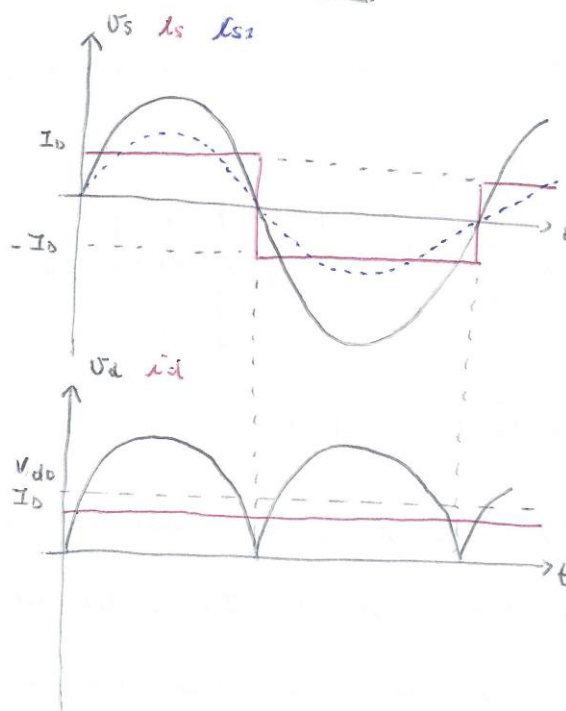
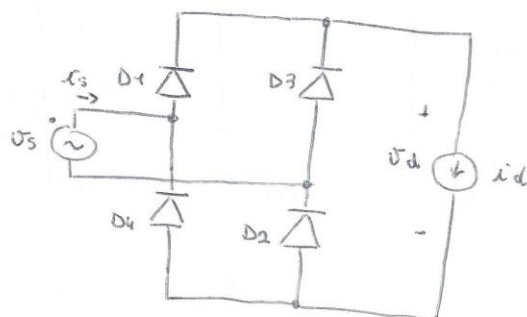


$t < t_1 \Rightarrow D_1, D_2 \text{ ON}$
 $t > t_1 \Rightarrow D_3, D_4 \text{ ON}$

$$V_d(t) = |V_s(t)|$$

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

A CARICO CON CORRENTE DC

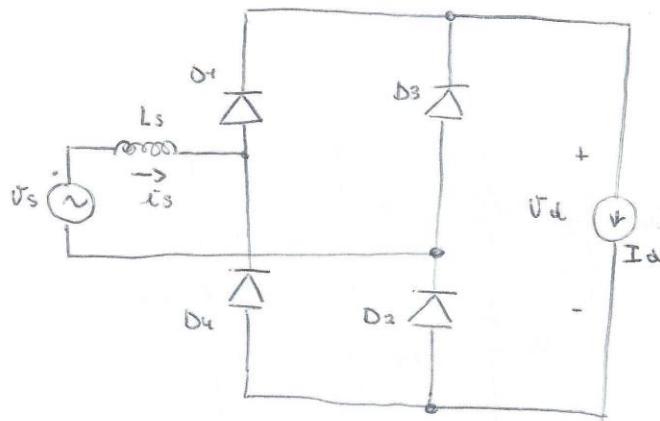


TENSIONE MEDIA LATO CARICO

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

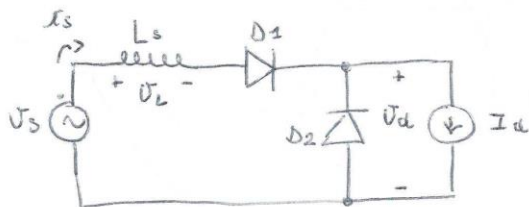
$$\begin{aligned} V_{d0} &= \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \sqrt{2} \cdot V_s \sin(\omega t) dt \\ &= \frac{1}{\omega T/2} (\sqrt{2} \cdot V_s \cos(\omega t)) \Big|_0^{T/2} = \frac{2}{\pi} \cdot \sqrt{2} \cdot V_s \\ &= 0,9 V_s \quad , \quad V_s \equiv \text{rms of } V_s \end{aligned}$$

CON IMPEDENZA DI SORGENTE INDUTTIVA



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

Circuito base equivalente:

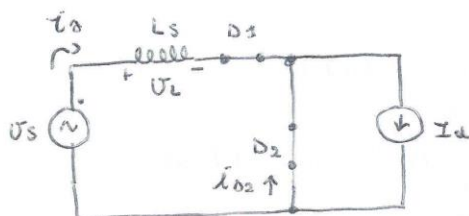


$$V_s = \sqrt{2} \cdot V_s \sin(\omega t)$$

$t < \phi$: $V_s < \phi$, I_d fluisce attraverso D_2 con $U_d = \phi$, $I_s = \phi$.

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

Il circuito equivalente $\bar{I}$:

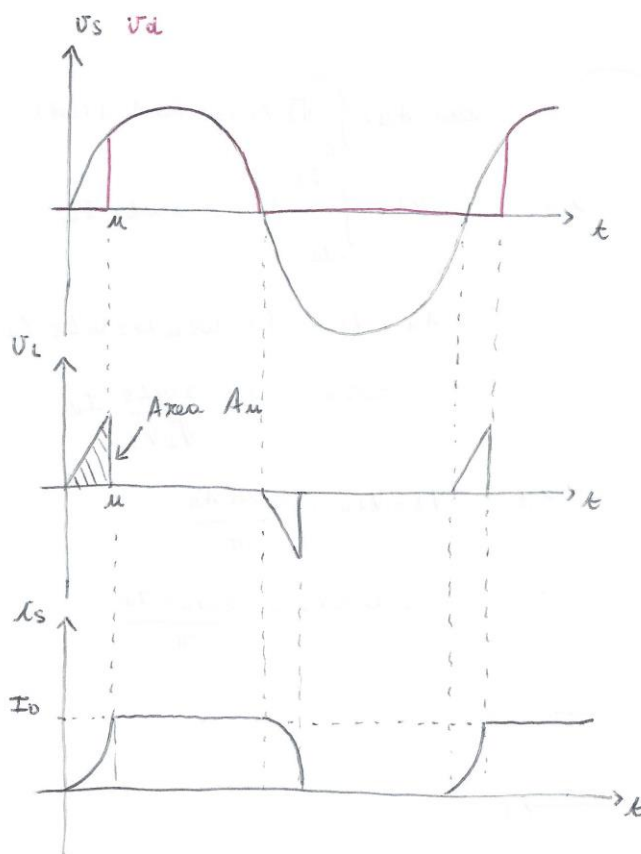
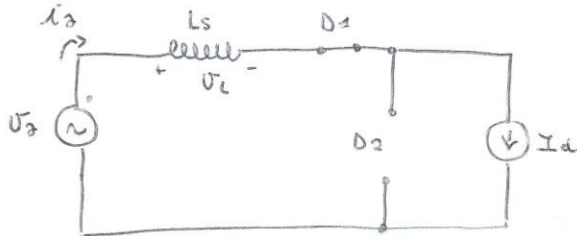


$$I_s + I_{s2} = I_d$$

$t > \mu$: $i_D = I_d$, 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 $\emptyset < t < \mu$.

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

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

$$= \omega L_s I_d$$

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

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

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

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

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

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

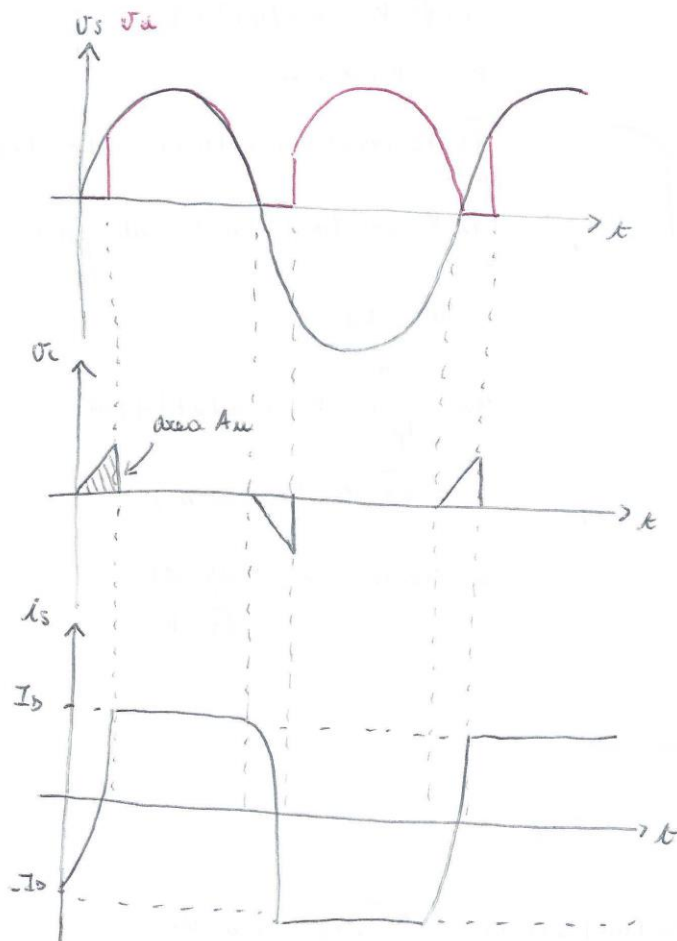
$$= 0,45 V_s - \frac{\text{area } A_u}{2\pi} = 0,45 V_s - \frac{\omega L_s}{2\pi} I_d$$

Estendiamo adesso i ragionamenti al caso
studiato:

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

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

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



$$\begin{aligned} \text{area } A_u &= \int_{\phi}^{\mu} \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) d(\omega t) \\ &= \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} di_s = 2\omega L_s I_d \end{aligned}$$

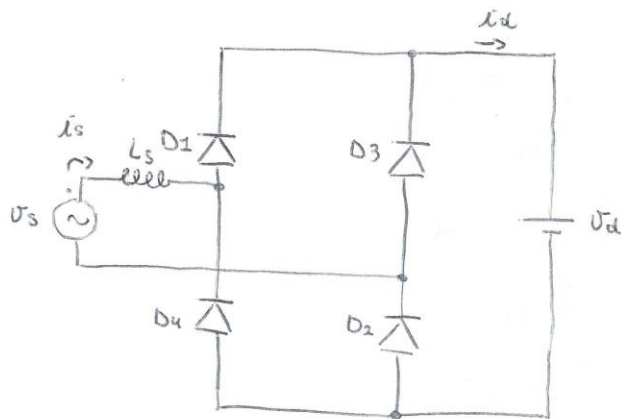
$$\rightarrow A_u = \sqrt{2} V_s (1 - \cos \mu) \approx 2\omega L_s I_d$$

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

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

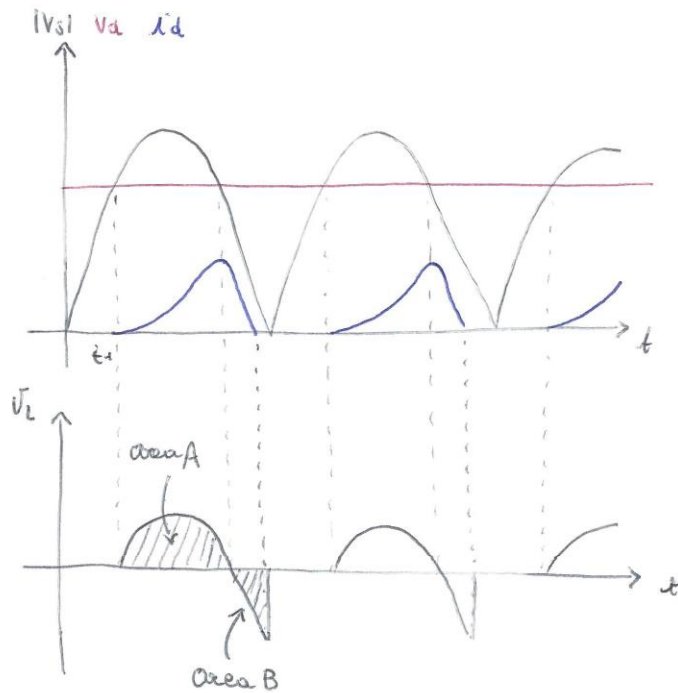
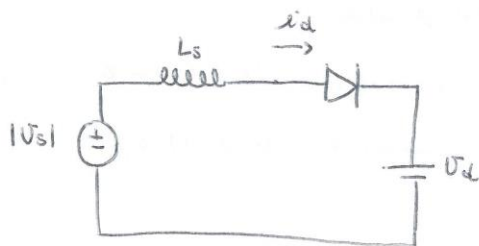
$$= 0,8 V_s - \frac{2\omega L_s I_d}{\pi}$$

A CARICO CON TENSIONE dc



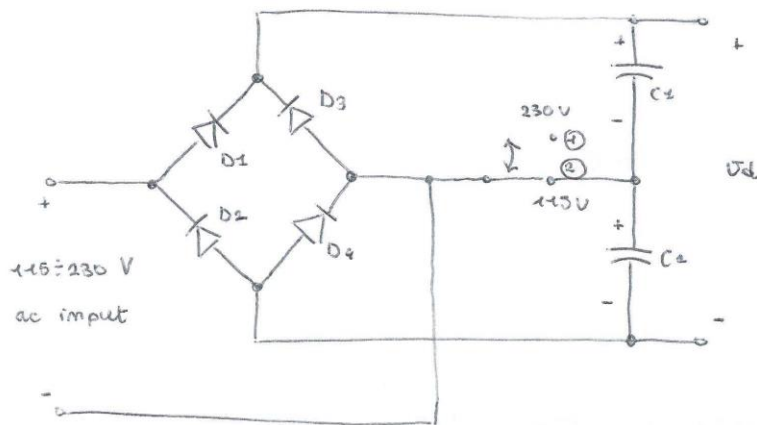
assunzione: $i_d = 0$ durante le transizioni in cui $v_s = 0$.

Circuito Equivalente:



$t > t_1$: D_1, D_2 ON

RADDRIZZATORE DOPPIATORE DI TENSIONE



$V_{ac} = 230\text{ V}$ ① $V_{dc} = 230\text{ V}$ rettificata

$V_{ac} = 115\text{ V}$ ② $V_{dc} = 230\text{ V}$ rettificata

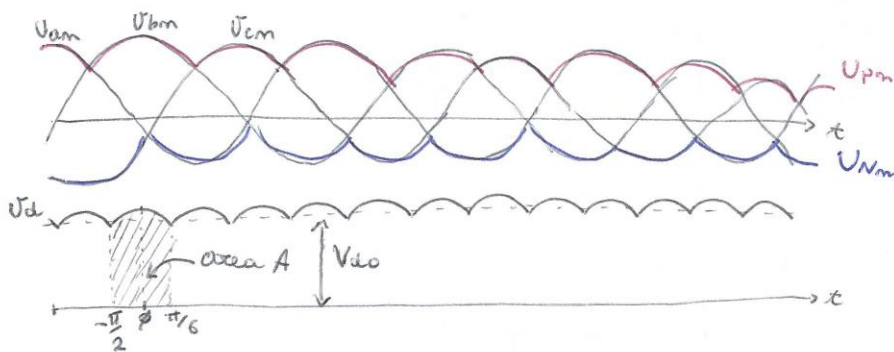
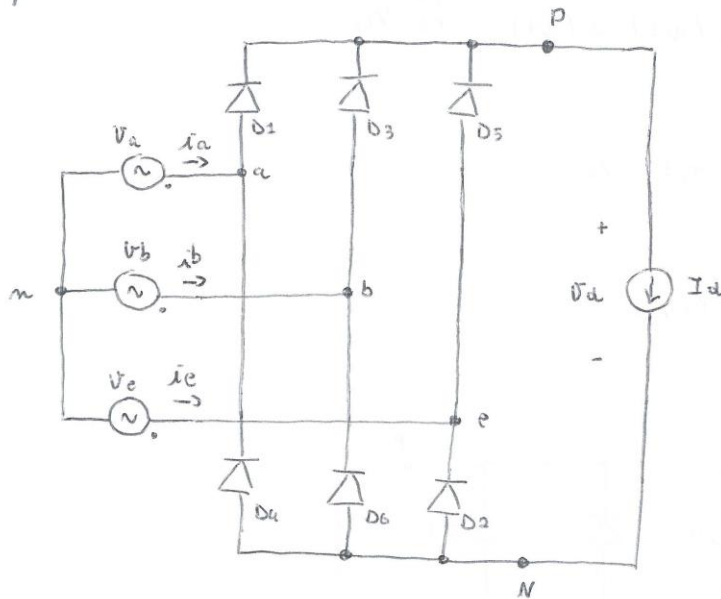
→ C_1 si carica tramite D_3 quando $V_{ac}(t) > 0$

C_2 si carica tramite D_2 quando $V_{ac}(t) < 0$

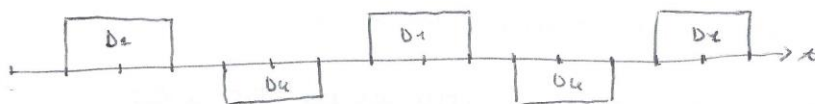
RADDRIZZATORE TRIFASE

A CARICO CON CORRENTE I_d (Caso semperfido)

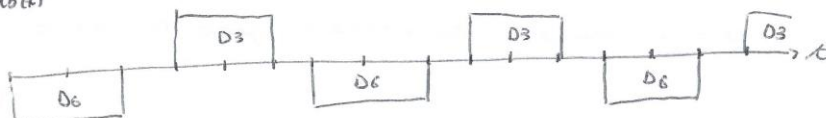
($L_s = \infty$)



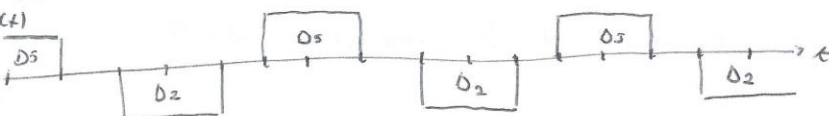
$i_a(t)$



$i_b(t)$



$i_c(t)$



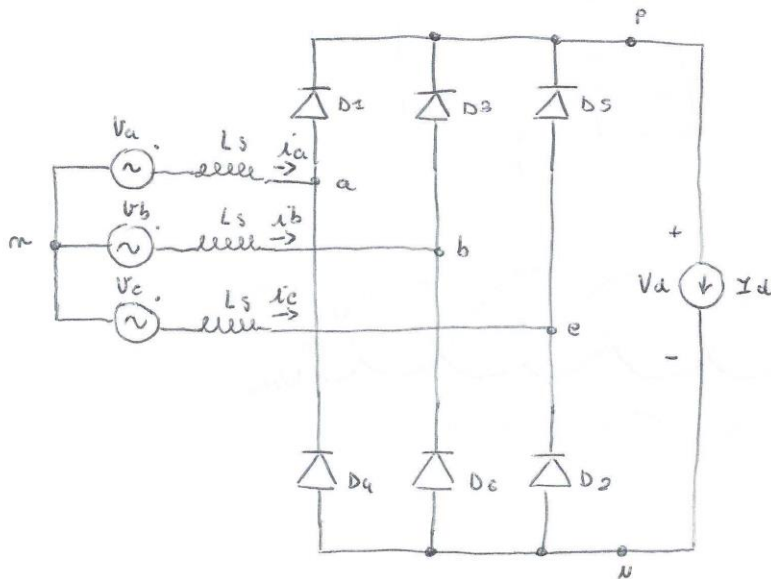
$$\bar{v}_d = \sqrt{2} \cdot V_u \cdot \cos(\omega t) \quad \text{per} \quad -\frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6}$$

V_u : rms delle tensioni concatenate.

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

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

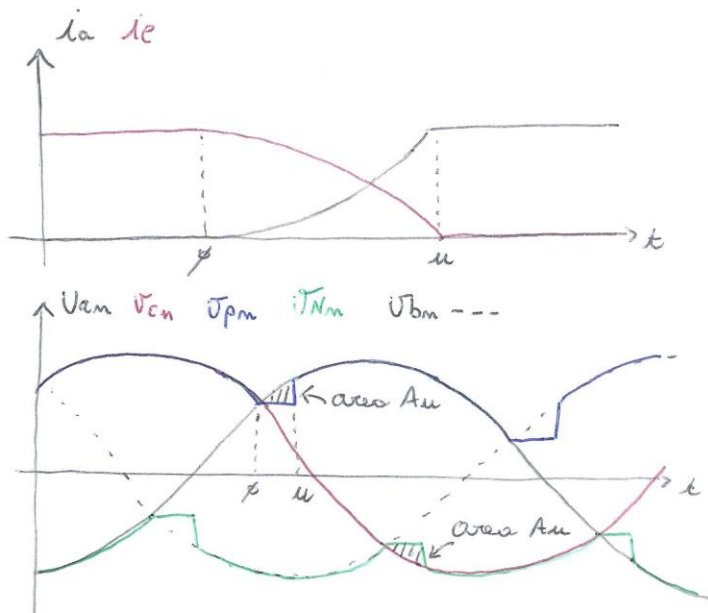
CON SORGENTE INDUTTIVA



Consideriamo la commutazione $D5 \rightarrow D1$

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

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



Durante le transizioni sia D1 che D2 sono in conduzione.

$$V_{comum} = V_{an} - V_{en} = V_{ia} - V_{ie} = 2L_s \cdot \frac{di}{dt}$$

$$L_s \cdot \frac{di}{dt} = \frac{V_{an} - V_{en}}{2}$$

$$\omega L_s \int_{\phi}^{u} di = \int_{\phi}^{u} \frac{V_{an} - V_{en}}{2} d(\omega t)$$

$$V_{an} - V_{en} = \sqrt{2} V_u \cdot \sin(\omega t)$$

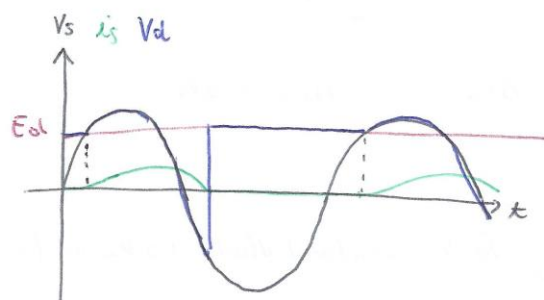
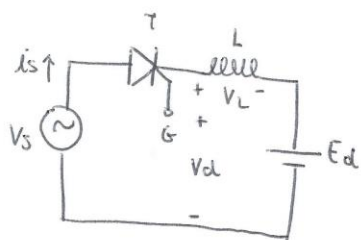
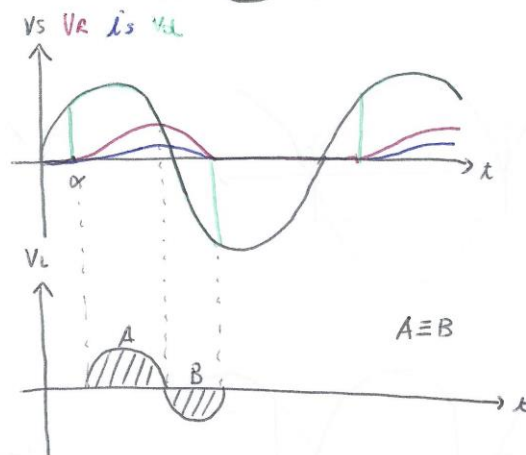
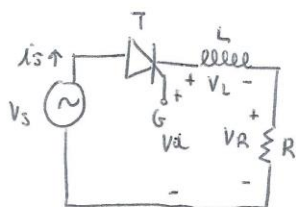
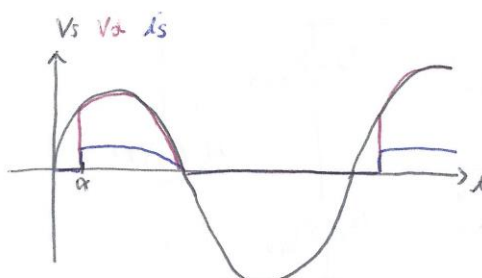
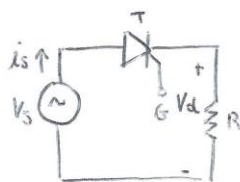
$$\omega L_s I_b = A_u$$

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

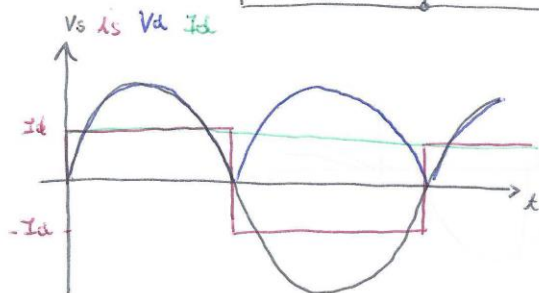
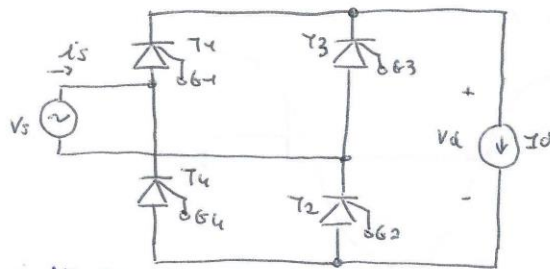
$$\cos u = 1 - \frac{2 \omega L_s I_b}{\sqrt{2} V_u}$$

$$V_d = V_{d0} - \frac{\omega L_s I_b}{\pi/3}$$

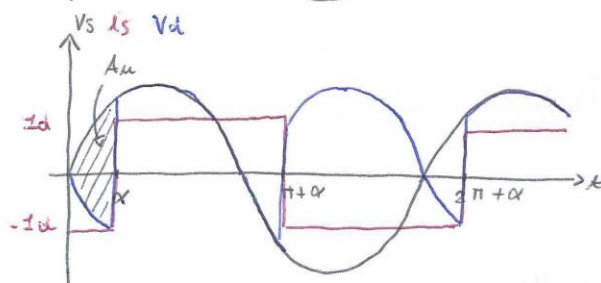
A SINGOLA SEZIONE



A DOPPIA SEMIONDA MONOFASE



$\alpha = \phi$



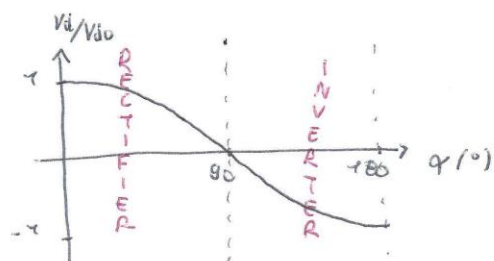
$\alpha > \phi$

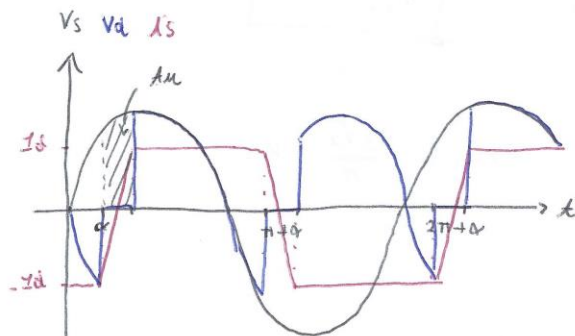
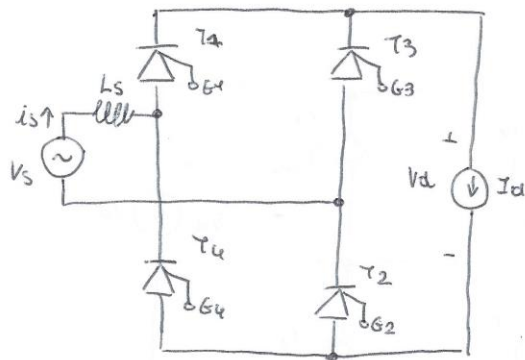
$$\bar{V}_d = V_{d0} - \Delta V_d, \quad V_{d0} = 0, \text{ or } V_s$$

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

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

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





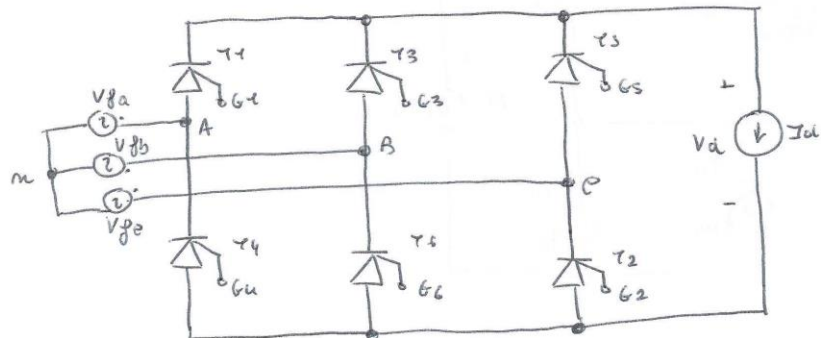
$$\bar{V}_d = \bar{V}_{d_{q=\varphi}} - \Delta V_d = 2\sqrt{2} V_s (1 - \cos \alpha) - \frac{A_u}{\pi}$$

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

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

$$A_u = 2\omega L_s I_d$$

TRI FASE

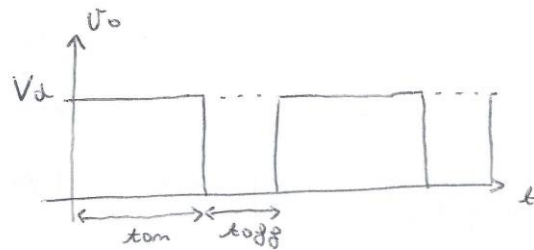
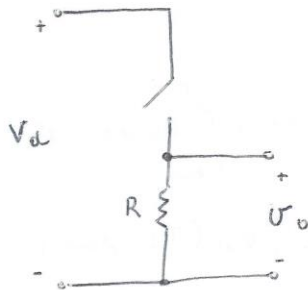


$$\bar{V}_d = V_{d0} \cdot \cos(\alpha) \quad , \quad V_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL}$$

CONVERTITORI DC-DC

CONVERTITORE STEP DOWN (BUCK)

Schema circuitale semplificato:



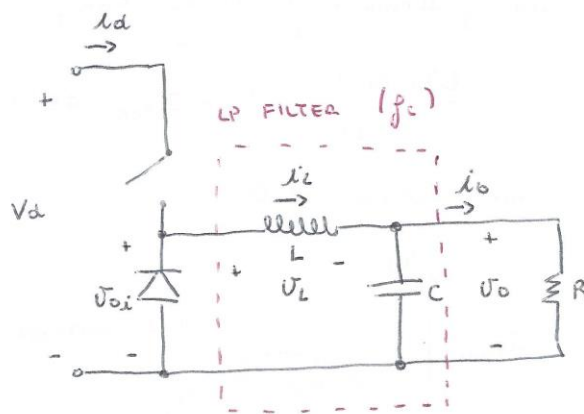
$$f_s = \frac{1}{T_s} ; T_s = t_{on} + t_{off} ; D = \frac{t_{on}}{T_s}$$

V_o : valore medio della tensione applicata sul carico.

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

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

Schema circuitale effettivo:



- Filtro non dissipativo
LP fa passare solo
la continua e

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

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

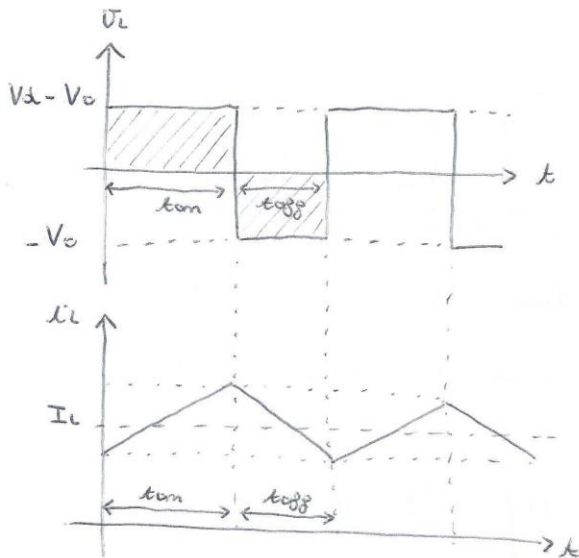
Il diodo garantisce la continuità di i_L ed evita picchi di corrente sullo switch.

MODALITÀ DI CONDUZIONE CONTINUA

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

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

A regime stazionario:

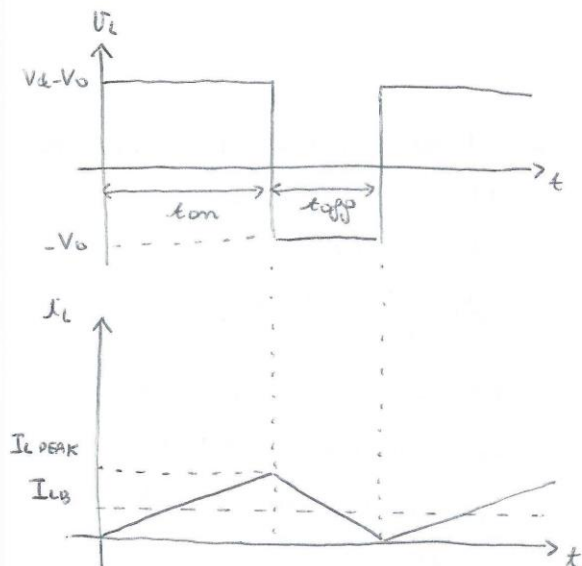


$$\int_0^{T_s} V_L dt = \int_0^{t_{on}} V_L dt + \int_{t_{on}}^{T_s} V_L dt = 0$$

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

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

LIMITE DELLA MODALITÀ DI CONDUZIONE CONTINUA

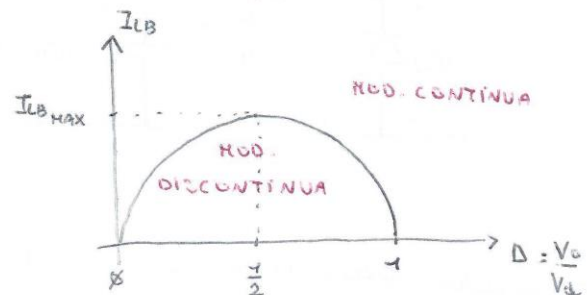


$$(i_L(t) = 0, t = T_s)$$

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

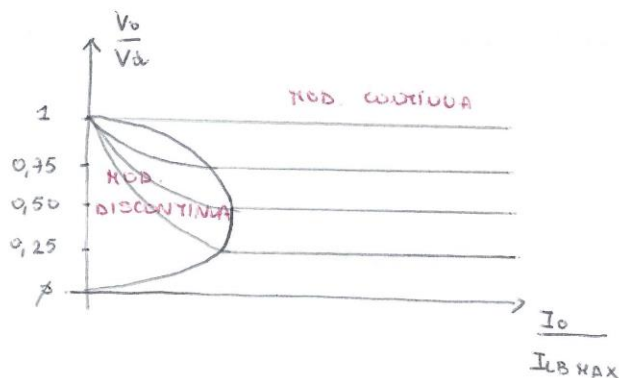
$$= \frac{D T_s V_d (1 - D)}{2L} = I_{LB \text{ MAX}} \cdot 4D(1 - D)$$

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



con $V_d = \text{cost.}$

$V_d = \text{cost}$

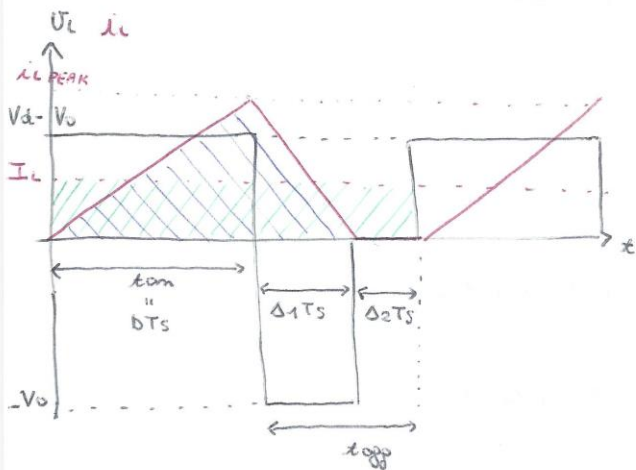


I_o : estremo nel carico

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

In modalità discontinua: questa relazione non è più valida.

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



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

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

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

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

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

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

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

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

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)

ROBUSTEZZA 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:

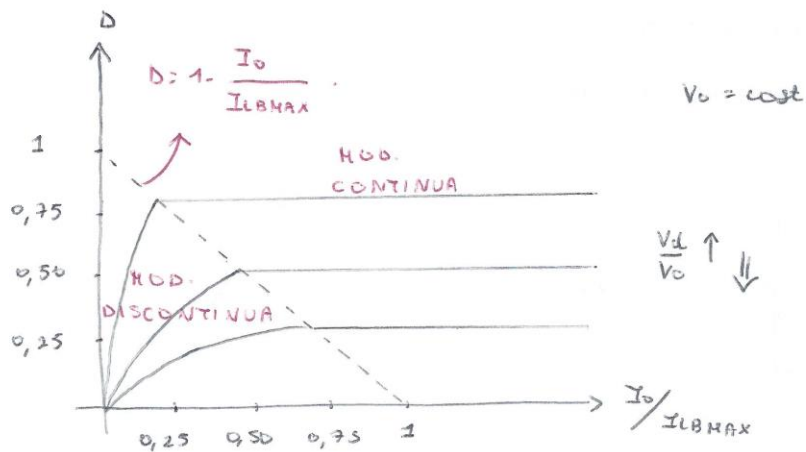
$$I_{LPEAK} = \frac{-(-V_o) \Delta_1 T_s}{L} = \frac{V_o \Delta_1 T_s}{L} = 2 I_{LBMAX} \Delta_1$$

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

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

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

Per V_o, V_d fissato ad che valore di D devo avere per ottenere una certa I_o .



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

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

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

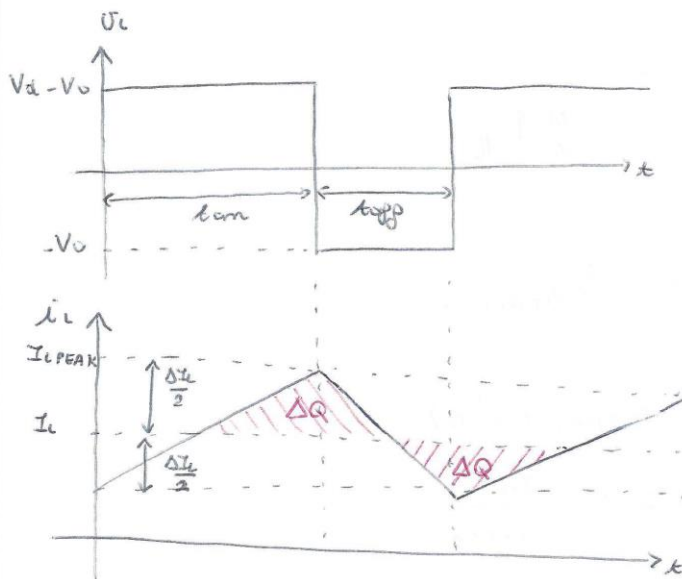
modalità discontinua: $I_o < I_{LBMAX} (1-D)$

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

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

RIPPLE DELLA TENSIONE DI USCITA

Analisi in conduzione 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.

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

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

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

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

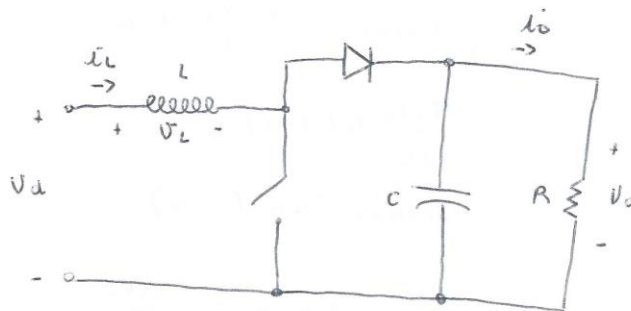
$$\rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \frac{f_c^2}{f_s^2}$$

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

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

CONVERTITORE STEP UP (BOOST)

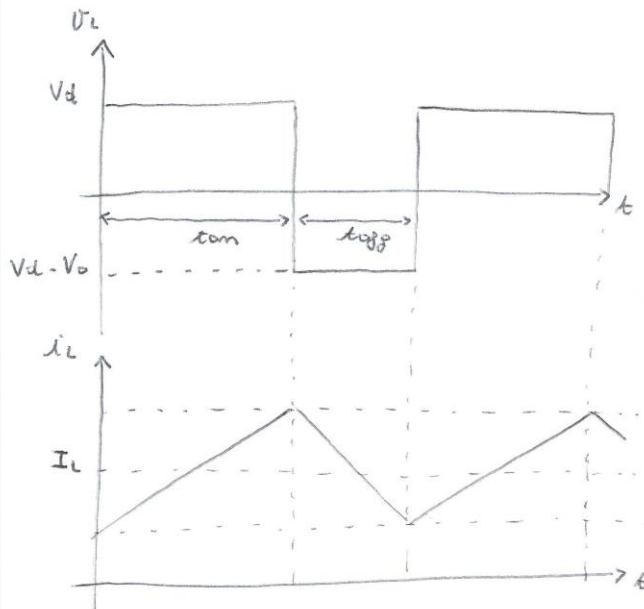
$$V_o > V_d$$



SWITCH ON: L si carica tramite V_d

SWITCH OFF: Il carico riceve energia dall'alimentazione e dall'induttore.

MODALITÀ DI CONDUZIONE CONTINUA



$$(i_L(t) > 0, \forall t)$$

Al Regime:

$$\frac{t_{on} V_d}{L} + \frac{t_{off} (V_d - V_o)}{L} = 0$$

$$t_{on} = D T_s$$

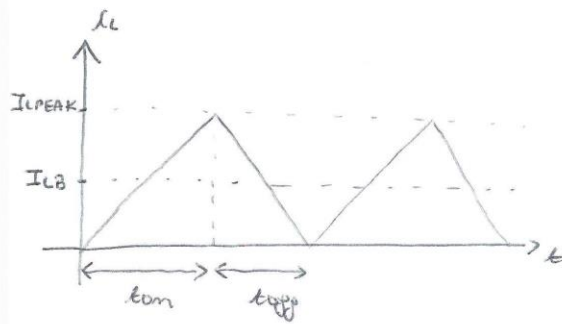
$$t_{off} = (1 - D) T_s$$

$$T_s V_d - T_s (1 - D) V_o = 0$$

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

LIMITE DELLA MODALITÀ DI CONDUZIONE CONTINUA

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

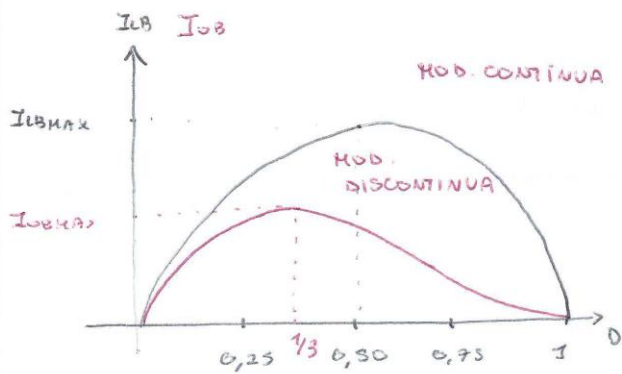


$$I_{LB} = \frac{1}{2} I_{LPEAK} = \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} \cdot t_{on}$$

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

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

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



$$V_o = \text{cost}$$

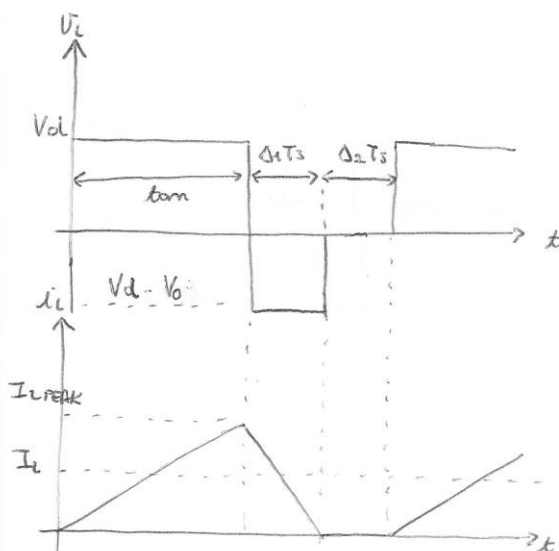
$$I_{OB} = I_{LB}(1-D) = \frac{V_o T_s}{2L} (1-D)^2 \cdot D$$

$$I_{LB} = I_{LBMAX} \quad \text{se } D = 0,5$$

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

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

MODALITA' DI CONDUZIONE DISCONTINUA



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

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

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

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

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

$$\rightarrow \frac{V_o}{V_d} = 1 + \frac{D}{\Delta_1} = \frac{I_d}{I_o}$$

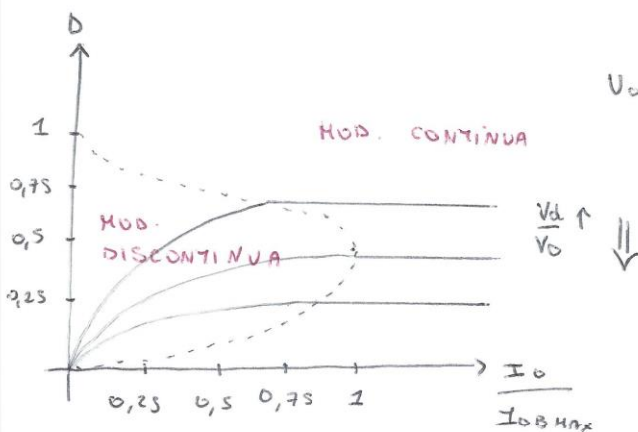
$$\text{SSC } V_o \cdot I_o = P_d \cdot I_d$$

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

$$I_o = I_L \cdot \frac{\Delta_1}{D + \Delta_1} = \frac{T_s V_d}{2L} D \Delta_1 = \frac{27}{4} I_{oMAX} \frac{V_d}{V_o} D^2 \frac{V_d}{V_o - V_d}$$

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

$$\Rightarrow D = \left[\frac{4}{27} \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oMAX}} \right]^{1/2}$$



$$V_o = \text{cost}$$

MOD. CONTINUA:

$$I_o > I_{oB}$$

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

MOD. DISCONTINUA

$$I_o < I_{oB}$$

$$\rightarrow D = \left[\frac{4}{27} \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oMAX}} \right]^{1/2}$$

RIPPLE DELLA TENSIONE DI USCITA

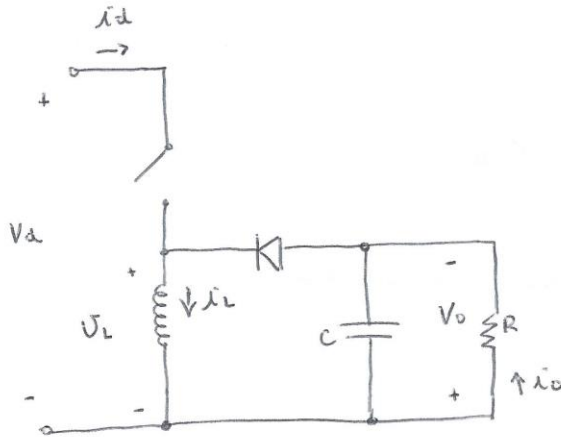
$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o \Delta T_s}{C} = \frac{V_o \Delta T_s}{RC}$$

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:

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

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

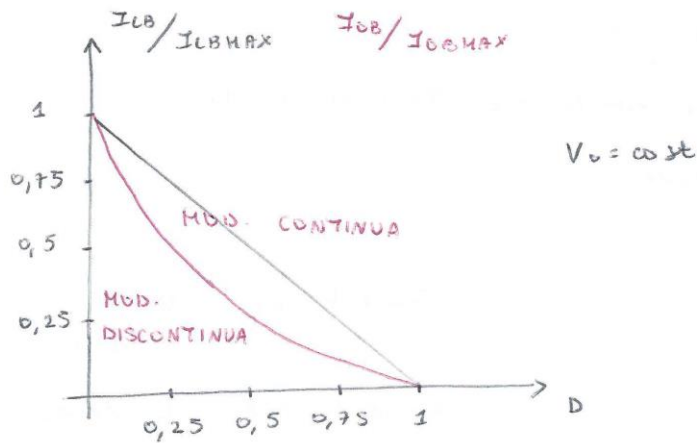
Im assenza di perdite.

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:

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

$$\frac{V_d}{L} \cdot D \cdot T_s = \frac{V_o \Delta_1 T_s}{L} \quad \neq$$

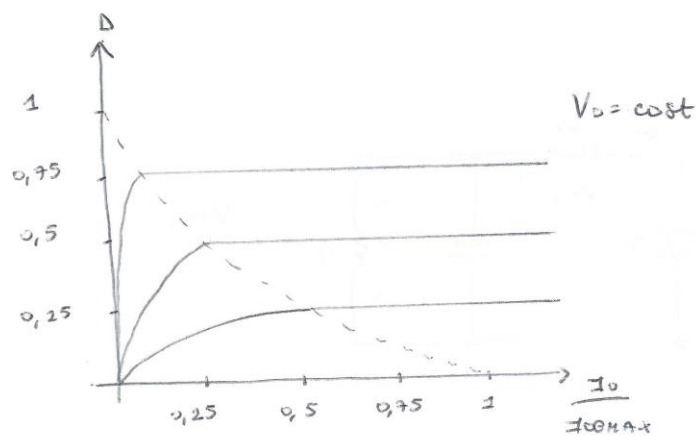
$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1}$$

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

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

$$\frac{I_o}{I_{O\max}} = D \Delta_1 \frac{V_d}{V_o} = D^2 \left(\frac{V_d}{V_o} \right)^2$$

$$D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{O\max}}}$$



MOD. CONTINUA

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

MOD. DISCONTINUA:

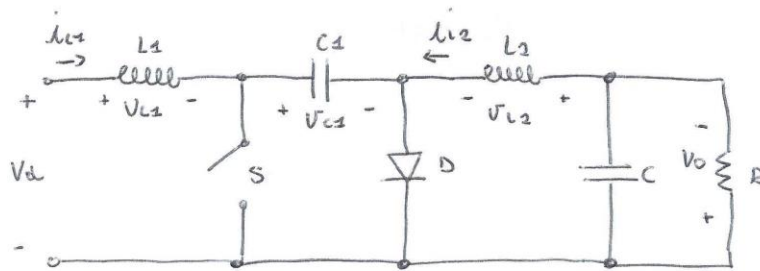
$$I_o < I_{oB} : D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oBMAX}}}$$

RIPPLE DELLA TENSIONE DI USCITA

Switch ON: C si carica nel capacitor.

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

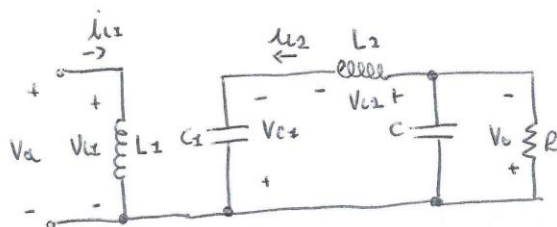
CONVERTITORE CŪK



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

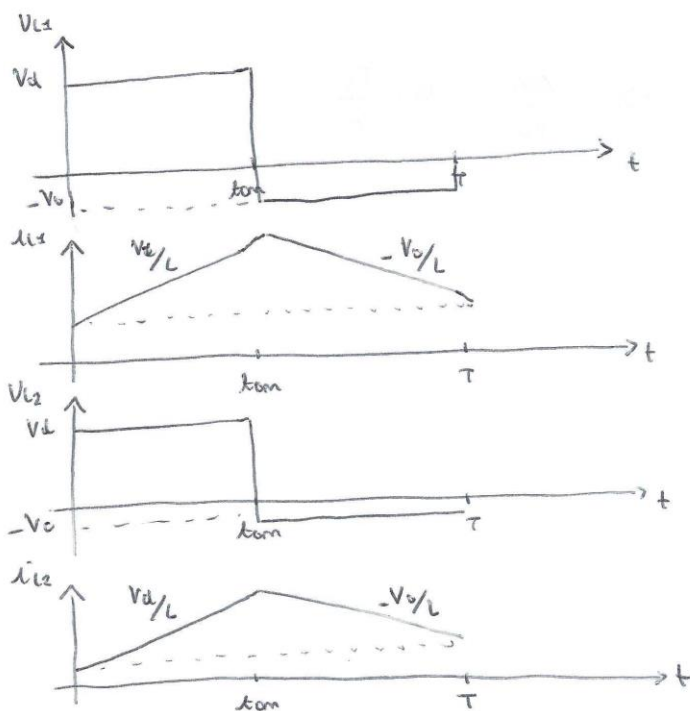
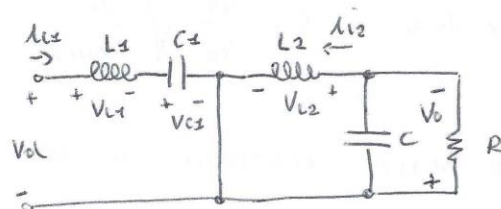
Switch ON (ton)

Diode OFF



Switch OFF (toff)

Diode ON



(a Regime)

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

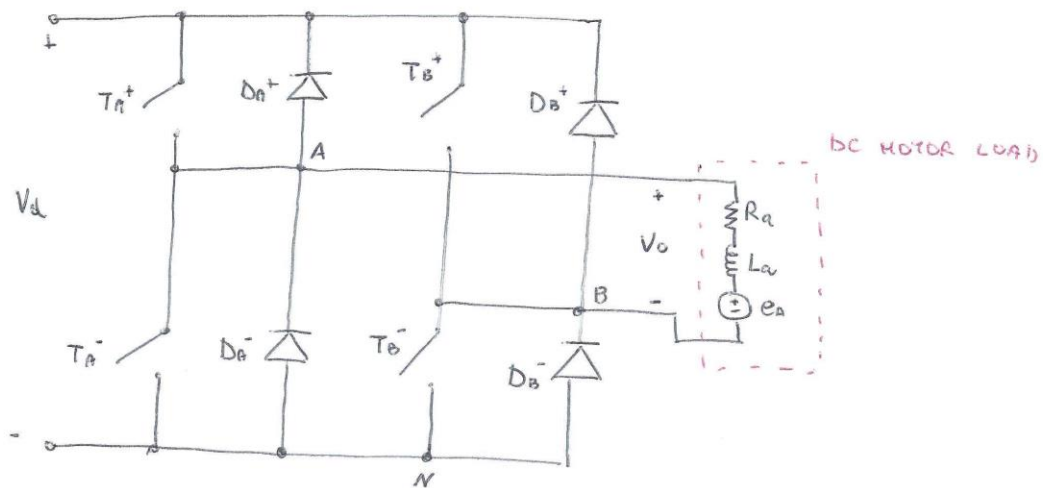
C_1 ha valore tale da poter considerare la tensione ai suoi capi costante.

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

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

CONVERTITORE FULL BRIDGE DC-DC

È un convertitore a 4 quadranti.



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

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

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

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

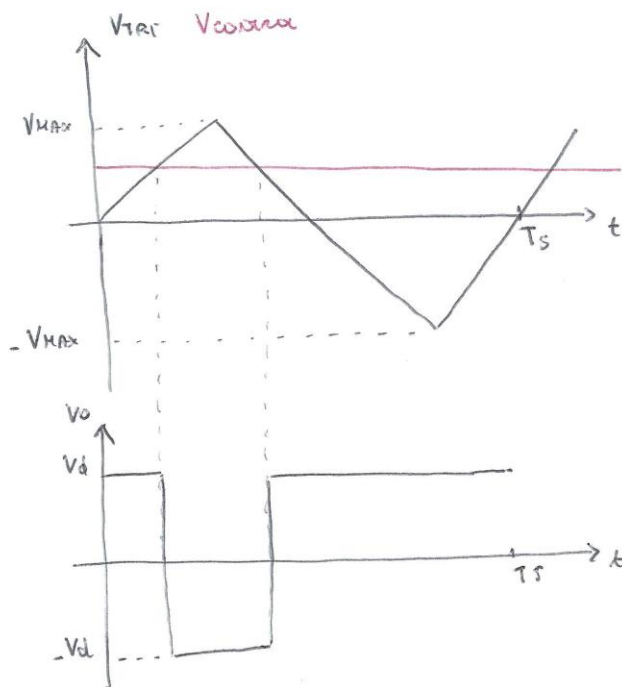
$$\langle V_o \rangle \in [-V_d ; +V_d]$$

Controllo del duty delle antenne tramite PWM

→ PWM Bipolare

→ PWM Unipolare

PWM BIPOLARE



• Se $V_{contr} > V_{TAI}$
 $\rightarrow T_A^+, T_B^-$ ON $\Rightarrow V_O = -V_d$

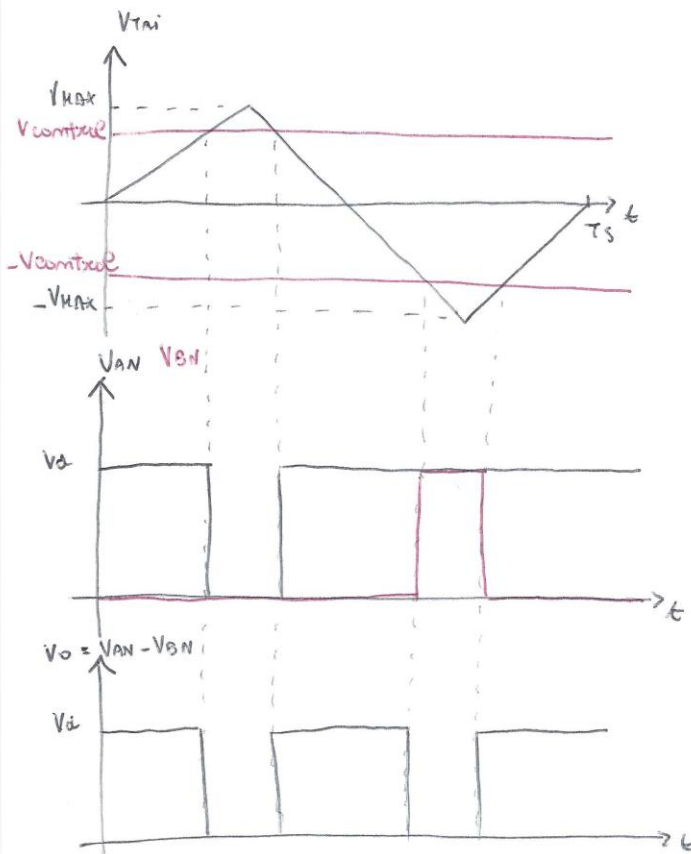
• Se $V_{contr} < V_{TAI}$
 $\rightarrow T_A^-, T_B^+$ ON $\Rightarrow V_O = V_d$

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

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

$$\begin{aligned} \langle V_O \rangle &= (D_A - D_B) V_d \\ &= \frac{V_{contr}}{V_{MAX}} \cdot V_d \end{aligned}$$

PWM UNIPOLARE



• Se $V_{contr} > V_{TAI}$
 $\rightarrow T_A^+$ ON

• Se $-V_{contr} > V_{TAI}$
 $\rightarrow T_B^+$ ON

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

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

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

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

giri ~ 2 giri $\Rightarrow$ più facile da generare.

16/05/2017

CONVERTITORI DC-DC INDUCTORLESS

Basati su schema a condensatori commutati

→ Eliminando L si ottiene area e spessore del chip minore

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

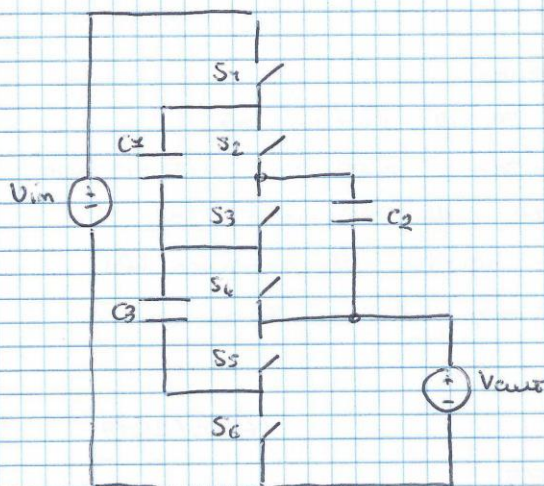
• l'integrazione dei convertitori DC-DC mi consente di gestire in maniera ottima, tramite l'inserimento di più convertitori, il consumo di potenza nel chip dissipando il minimo momento di area area quando non sono utilizzati.

→ Risolve 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 due o tre convertitori lineari che però fa diminuire l'efficienza del sistema.

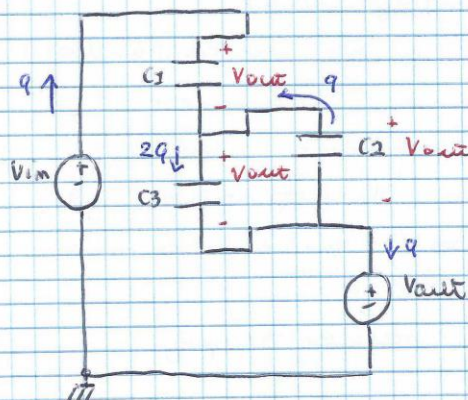
LADDER 3:1



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

FASE 1

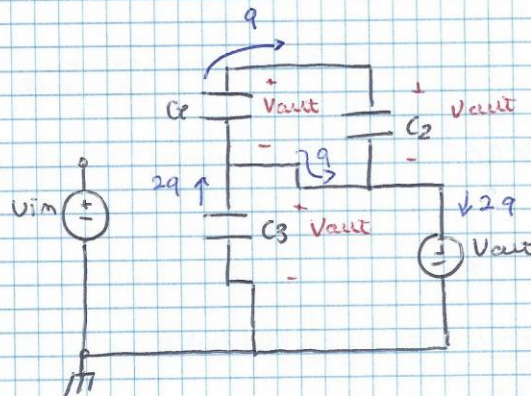
Chiusi i diodi:



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

FASE 2

Carica i pos



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 : frequency switching)

→ durante ciascuna fase la capacità

caricamento la detta finale di carica

Si può trascurare la potenza dissipata nelle resistenze dei degli switch.

FSL (Fast Switching Limit)

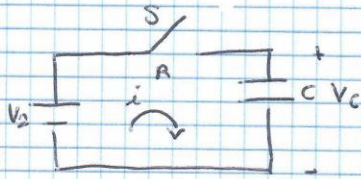
Valido a elevata f_s .

→ la tensione sulle C può essere

considerata costante durante

ciascuna fase.

Epilogo Energetico:



$$t = \phi \quad \text{chiudo S}$$

$$V_C(\phi) = V_1$$

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

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

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

Energia dissipata nello switch:

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

$$= \frac{C}{2} \cdot (V_2 - V_1)^2 \quad \text{è sparito il valore di R!}$$

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

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

Resto moltiplicatore di carica

Resto per la fase 1

$$\vec{a}^{(1)} = \{ a_{out}^{(1)}, a_{cr}^{(1)}, a_{c2}^{(1)}, a_{c3}^{(1)}, a_{in}^{(1)} \}$$

carica che passa durante la fase 1
normalizzata rispetto alla carica di
uscita in un periodo

in questa situazione
di corrente variabile
attende che S

Per il LADDER 3.2.1

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

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

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

Teorema di Tellegen

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

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

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

$$\left(i_{aut} \frac{T}{2} = a_{aut} \cdot q_{aut} \right)$$

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

$$\text{N.B. } a_{aut}^{(1)} + a_{aut}^{(2)} = 1$$

$$a_{ci}^{(1)} = -a_{ci}^{(2)} = a_{ci}$$

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

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

$$-V_{in} (a_{in}^{(1)} + a_{in}^{(2)}) = -V_{aut}^0 \quad \text{tensione in uscita a vuoto (aut} \rightarrow \phi \text{ c.a.)}$$

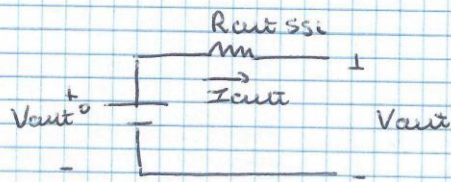
$$\Delta V_{aut} = V_{aut}^0 - V_{aut} = \sum_{i \in Cap} \underbrace{[V_{ci}^{(1)} - V_{ci}^{(2)}]}_{\frac{a_{ci} \cdot q_{aut}}{C_i}} a_{ci} =$$

↑
variazione di tensione
rispetto al caso a vuoto

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

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

Circuito equivalente



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

FSL:

R_i : Resistenza serie dello switch i

Vettore di moltiplicatore di carica per gli switch

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

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

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 nulla durante la fase (1) e (2)

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

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

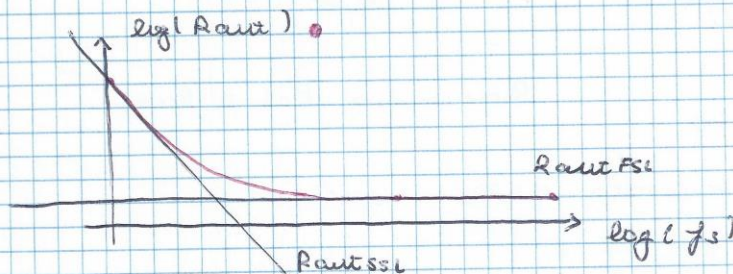
$$\rightarrow R_{aut} = \sum_{i \in \text{switch}} 4 R_i \cdot a_{s_i}^2$$

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

$$R_{\text{antFSI}} \propto R_i$$

Meq. caso intermedio SSI, FSI, transito:

$$R_{\text{ant}} = \sqrt{R_{\text{antSSI}}^2 + R_{\text{antFSI}}^2}$$



Altre Perdite:

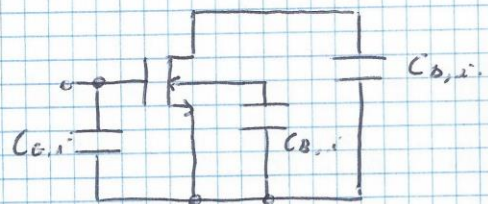
- SWITCHING LOSS - Perdite dovute al fatto che l'interuttore non è ideale ma è costituito per lo più da un MOS.

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

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

f_s : freq. switching

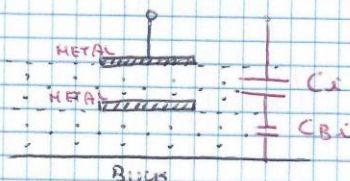
A_s : Area Switch.



• Bottom Plate Parasitic Capacitance

17/05/2017

Capacità parassita delle piastre inferiori della capacità.



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

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

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

A_{Cap} : Area occupata dalla capacità.

• Resistenza Serie Equivalente

Tiene conto della R_{serie} dei componenti che non sono switch (metale, capacità)

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

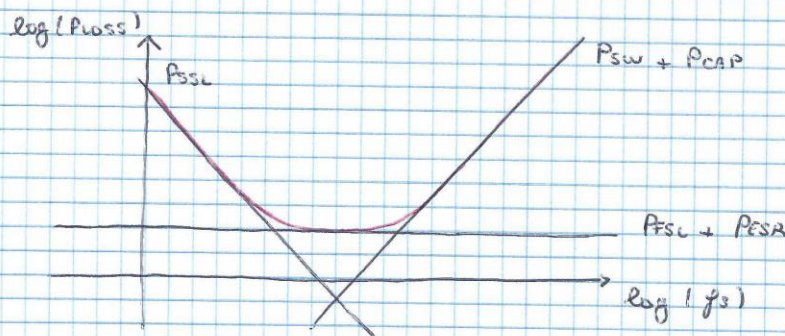
Valutazione efficienza di conversione

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

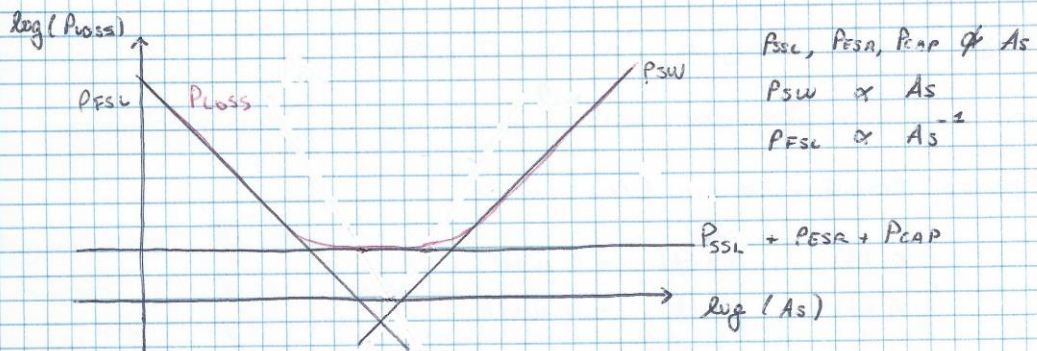
$\uparrow$
Perdita media
resistente al ret

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

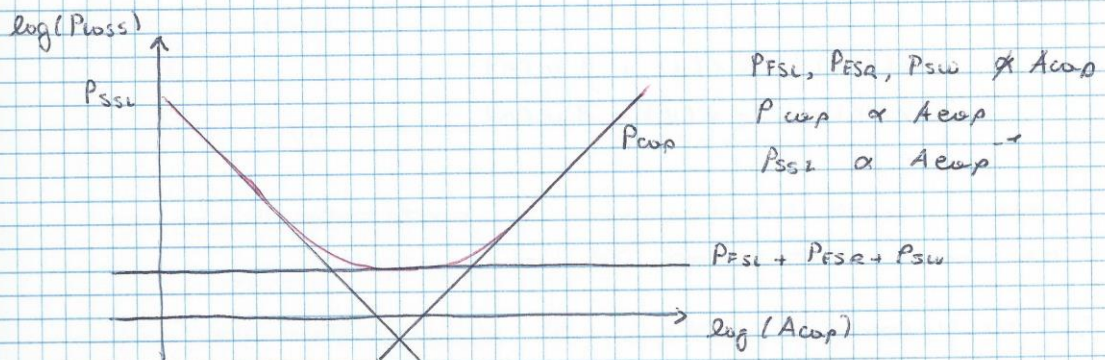
Dipendenza qualitativa delle potenze da alcuni fattori



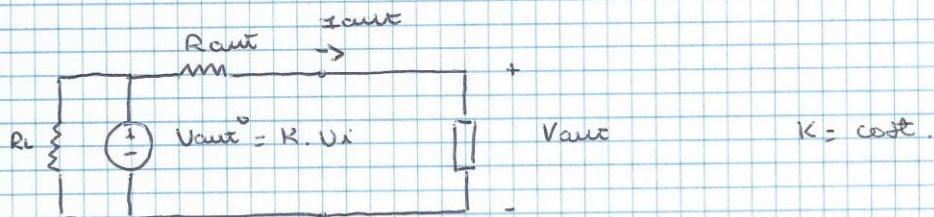
$$\begin{aligned} P_{sw} &\propto f_s^{-1} \\ P_{sw}, P_{CAP} &\propto f_s \\ P_{sw}, P_{ESR} &\propto f_s \end{aligned}$$



(Impedenza switch costante, energia switch massima)



Rappresentazione equivalente del convertitore convertito:

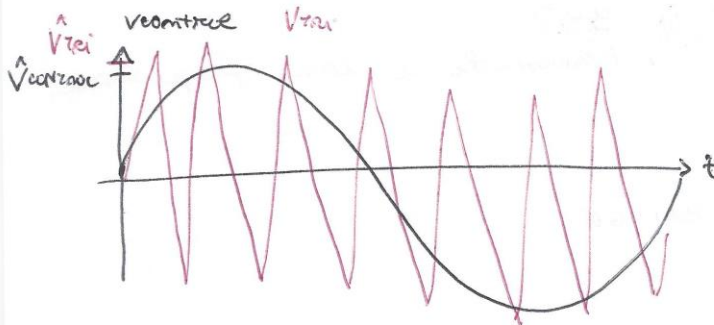


R_L : tiene conto delle perdite che R_{out} quando $I_{out} \neq 0$
(per esempio per la switching della C_{sp})

Se $V_{out} \neq V_{out}^* \rightarrow R_{out}$ 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.



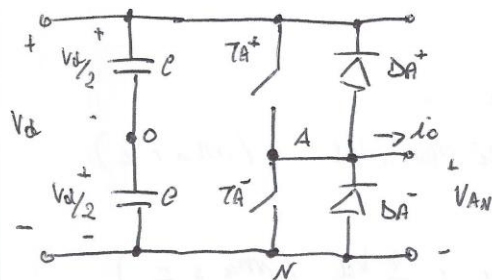
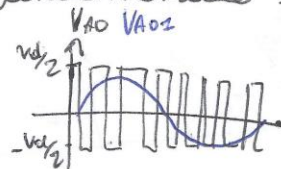
$$M_a = \frac{\hat{V}_{control}}{\hat{V}_{tri}}$$

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

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

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

INVERTER MONOFASE AD UN RAMO



$V_{control} > V_{tri} : T_{A+} ON \Rightarrow V_{AO} = \frac{1}{2} V_d$

$V_{control} < V_{tri} : T_{A-} ON \Rightarrow V_{AO} = -\frac{1}{2} V_d$

$$\hat{V}_{AO} = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \quad (m_a \leq 1)$$

$$\frac{V_d}{2} < \hat{V}_{AO} < \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_d}{2} \quad (m_a > 1)$$

$m_a \leq 1$: PRO :

- Armoniche ad alta frequenza
- Ampiezza fondamentale varia linearmente con m_a

CONTRA :

- Ampiezza fondamentale ridotta

$m_a > 1$: PRO :

- Ampiezza delle fondamentali crescente

CONTRA :

- Armoniche a bassa freq.
- Ampl. fond. non lineare con m_a

Controllo con onda Quadra:

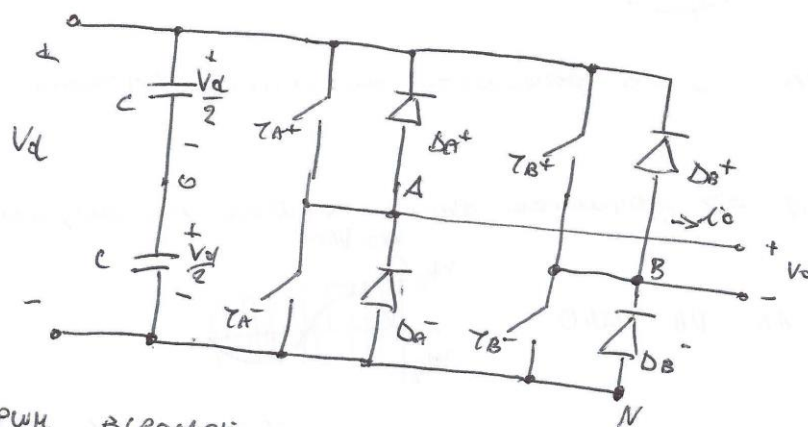
PRO:

- Switching e dissipazione potenza per periodi ridotti

CONV:

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

INVERTER MONOFASE FULL BRIDGE



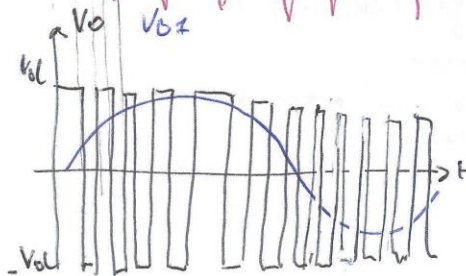
$$V_o = V_{Ao} - V_{Bo}$$

PWM BIPOLARE

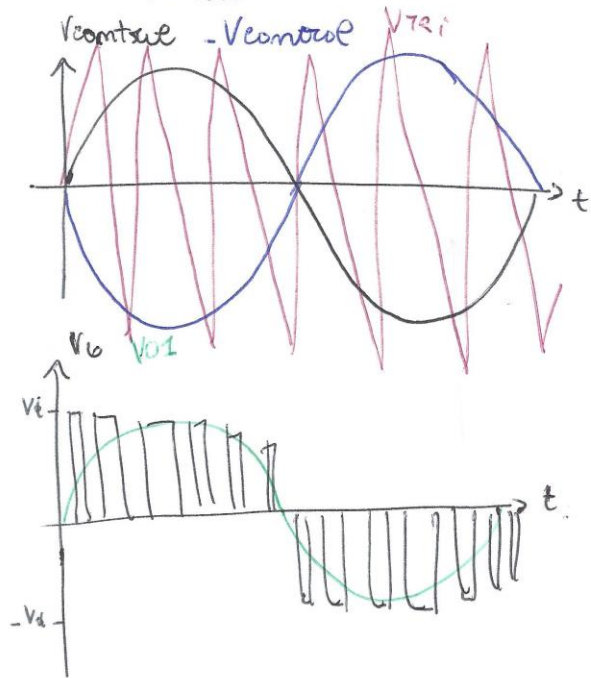


$$\hat{V}_{o1} = m_a \cdot V_d \quad (m_a < 1)$$

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



PWM UNIPOLARE



$V_{control} > V_{tri} : T_A^+ \text{ ON}, V_{AN} = V_d$

$V_{control} < V_{tri} : T_A^- \text{ ON}, V_{AN} = \emptyset$

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

$(-V_{control}) < V_{tri} : T_B^- \text{ ON}, V_{BN} = \emptyset$

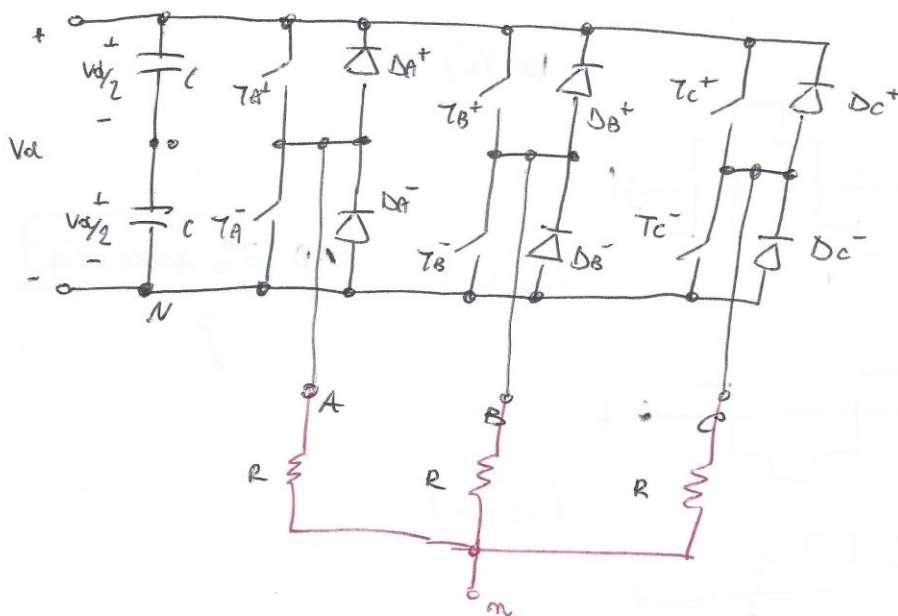
$$V_o = V_{AN} - V_{BN}$$

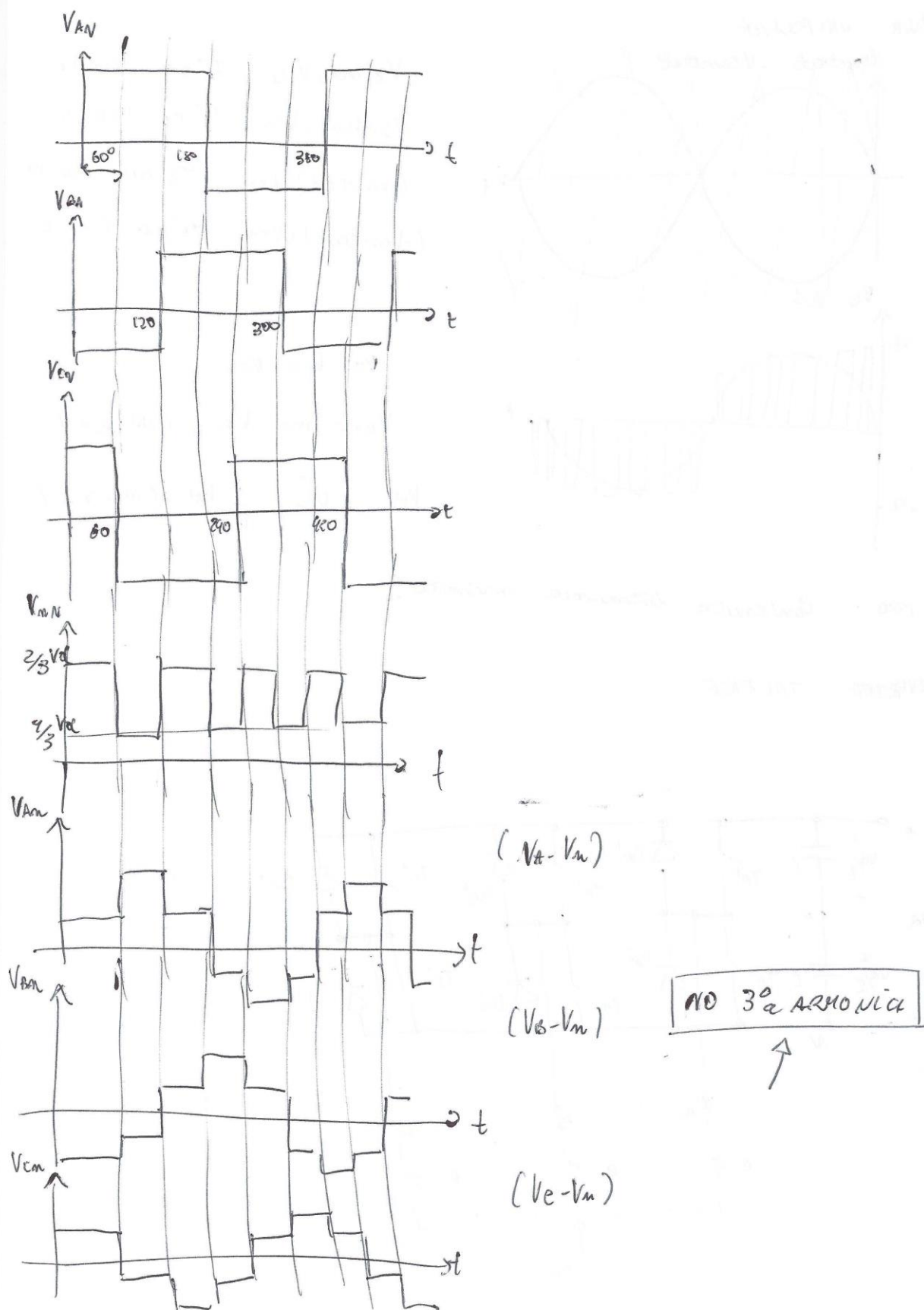
$$\hat{V}_{o1} = m_a \cdot V_d \quad (m_a \leq 1)$$

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

PRO: Contenuto armonico minore!

INVERTER 2AFASE





Argomenti legati ai controlli.

In un sistema LTI, lineare e stationario:

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)

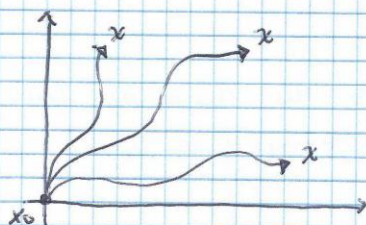
$$\begin{cases} x(i+1) = Ax(i) + Bu(i) \\ y(i) = Cx(i) + Du(i) \end{cases}$$

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

$$x(0) = x_0$$

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

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

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

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

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

$$\underbrace{x(m)}_{n \times 1} = \underbrace{A^m x_0}_{n \times 1} + \underbrace{\begin{bmatrix} B & AB & A^2 B & \dots & A^{m-1} B \end{bmatrix}}_{\substack{n \times mn \\ \text{MATRICE DI} \\ \text{RAGGIUNGIBILITÀ} \\ (R)}} \underbrace{\begin{bmatrix} u(m-1) \\ u(m-2) \\ \vdots \\ u(0) \end{bmatrix}}_{mn \times 1}$$

Se il MAT. di Raggiungibilità di sistema è raggiungibile.

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

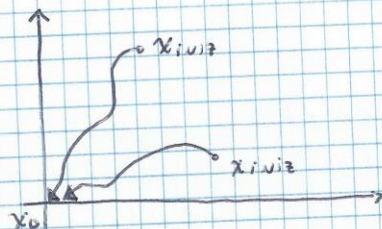
Se è raggiungibile, il sistema è raggiungibile in n passi.

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

Il sistema sarebbe parzialmente 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

$$x(0) = x_0$$

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

$$x_0 - A^m x_{iniz} = R \begin{bmatrix} u(m-1) \\ \vdots \\ u(0) \end{bmatrix}$$

Perché se sistema allora condizione 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 coincidono ($\text{Rank}(A) = N$)
- 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.:

$$y(0) = C x(0) + D u(0)$$

$$y(1) = C x(1) + D u(1) = CA x(0) + CB u(0) + D u(1)$$

$$y(2) = C x(2) + D u(2) = CA x(1) + CB u(1) + D u(2) \\ = CA^2 x(0) + CAB u(0) + CB u(1) + D u(2)$$

$$y(m-1) = CA^{m-1} x(0) + \left[\sum_{i=1}^{m-1} CA^{m-1-i} B u(i-1) \right] + D u(m-1)$$

$$\begin{bmatrix} x(0) - Du(0) \\ x(1) - CBu(0) - Du(1) \\ \vdots \\ x(m-1) - \sum_{i=0}^{m-1} C \cdot A^{m-1-i} \cdot Bu(i) + Du(m-1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C \\ CA \\ \vdots \\ CA^{m-1} \end{bmatrix} \cdot x(0) \quad \begin{matrix} m \times 1 \\ m \times m \\ m \times 1 \end{matrix}$$

$\uparrow$
 MATRICE DI OSSERVABILITÀ
 O

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

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

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

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:

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

$$\rightarrow \begin{cases} x'(k+1) = T^{-1}ATx'(k) + T^{-1}Bu(k) \\ y(k) = CTx'(k) + Du(k) \end{cases}$$

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

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

$$C' = CT \quad D' = D$$

Forma standard (base) di raggiungibilità

$$T = [T_1, T_2]$$

T_1 : base dell'autospazio raggiungibile.

T_2 : base dell'autospazio non raggiungibile.

$$x = T x'$$

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

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:

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

$A_{21} = \emptyset \rightarrow x_2(k+1)$ 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

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

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

$x_1(k)$ non deve avere effetto su $y(k)$

$$\rightarrow c_1 = \emptyset$$

$x_2(k)$ non deve influenzare su $x_1(k+1)$

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

FORMA CANONICA DI KALMAN

$$T = \begin{bmatrix} T_1 & T_2 & T_3 & T_4 \end{bmatrix}$$

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

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

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

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

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

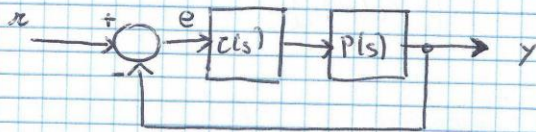
$$A_{12}, A_{23}, A_{41}, A_{43} = \emptyset$$

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

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

Controllo: PID (Proportional, Integrals, Derivativo)

$P(s)$: 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,

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

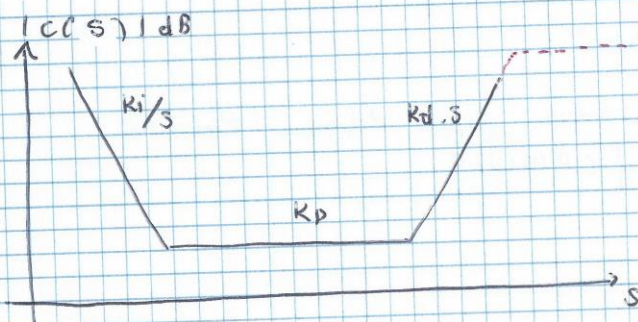
Nota P , come sceglio C ?

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:

$$C(s) = \underset{\substack{\uparrow \\ P}}{K_P} + \underset{\substack{\uparrow \\ I}}{\frac{K_I}{s}} + \underset{\substack{\uparrow \\ D}}{K_D \cdot s} = K_P \left[1 + \frac{1}{s\tau_i} + \tau_d s \right]$$



Un sistema ha componente derivativa anche un polo in alta frequenza

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

Valutazione della risposta al gradino del sistema:

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

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

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = \lim_{s \rightarrow 0} s \cdot E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{1}{1 + C(s)P(s)}$$

Se $C(s)$ ha componente integrativa

$$\lim_{t \rightarrow \infty} e(t) = 0 \quad (C \rightarrow \infty)$$

Se $C(s)$ non ha componente integrativa

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

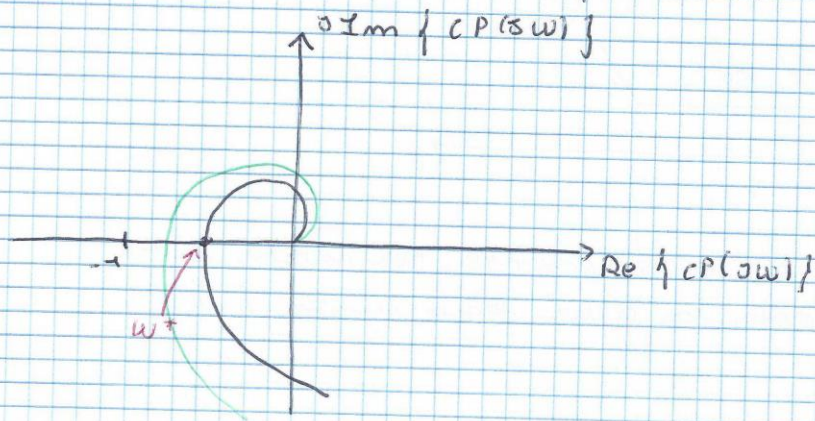
↑
OFFSET del SISTEMA

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



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

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

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

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

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

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 migliora i requisiti di stabilità del sistema.

metoda proiectiei la f.d.b. va avea rezultata de
un continuu digital

$i = \phi \rightarrow$ variabila integrata

$e \cdot dt = \phi$

function do

$e = \overset{r}{\text{Set point}} - \overset{y}{\text{actual position}}$

$i = i + e * dt$

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

$u = k_p * e + k_i * i + k_d * d$

$e_{old} = e$

until (dt)

end do

CONVERSIONE PID INDUSTRIALE

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

$\uparrow$ 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 Zero
 $C(s)$ determina Poli

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

Metodo di Ziegler - Nichols :

VERSIONE A CICLO CHIUSO

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

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 controllore :

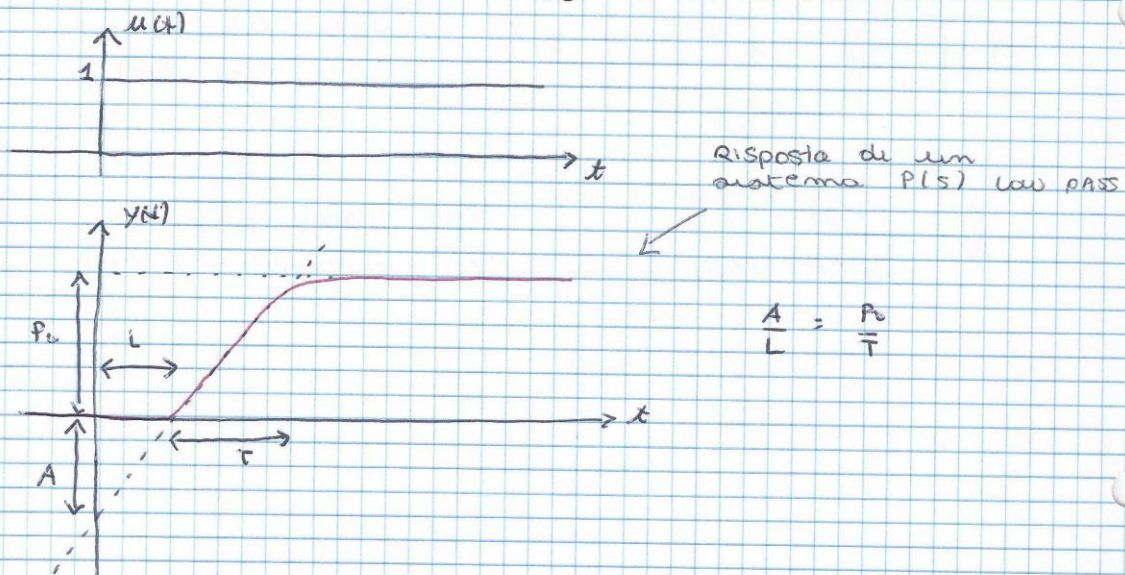
P : $K_p = 0,5 K_{pc}$

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 $P(s)$

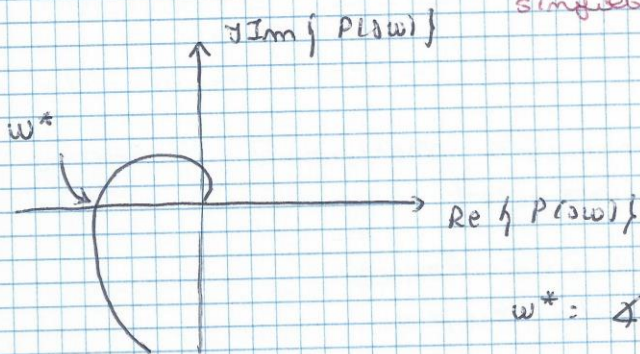


Approssimazione

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

Contributo
singolo polo

Contributo
di ritardo



$$\omega^*: \angle P(j\omega) = \pi$$

tipicamente $\omega^* T \gg 1$

$$P(j\omega^*) \approx \frac{e^{-j\omega^* L} P_0}{j\omega^* T}, \quad \angle P(j\omega^*) = \pi.$$

$$\rightarrow \omega^* L = \frac{\pi}{2} \quad \rightarrow \omega^* = \frac{\pi}{2L}$$

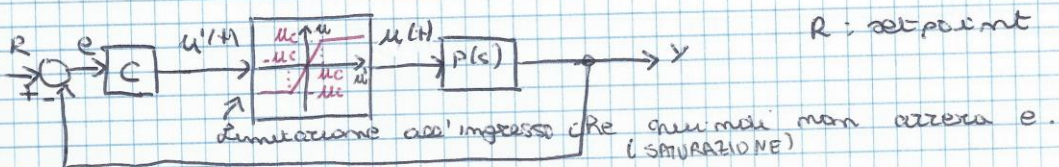
$$|P(j\omega^*)| = \frac{P_0 \cdot 2L}{\pi T} = \frac{A \cdot 2}{\pi} \quad \text{con } A = \frac{P_0 \cdot L}{T}$$

$$\text{Se } P: K_P = \frac{1}{A} \quad G_H = \frac{1}{C \cdot P(j\omega^*)} = \left[\frac{1}{A} \cdot \frac{2A}{\pi} \right]^{-1} = \frac{\pi}{2} > 1$$

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

$$P.I.D. \quad K_P = 1,2/A \quad \tau_i = 2L \quad \tau_d = L/2$$

PROBLEMA DEL WIND UP



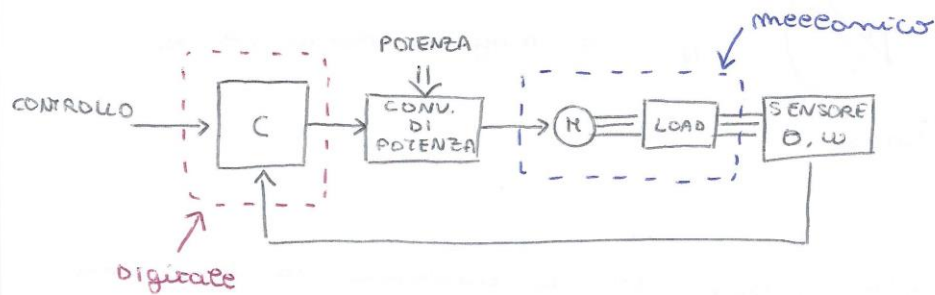
Se C ha una componente integrativa la
valore dell'integratore aumenta se e non tende
a 0. se e si ferma ad un valore
costante ma limitato e l'integratore.

ultimamente su un necessario cambio di ingresso
c'è un tempo di latenza da aspettare finché
l'evoluta cominci a riavere a lungo del fatto
che si sta assunta in una volta grande.

CONTROLLO DI MOTORI E SISTEMI DI CONTROLLO

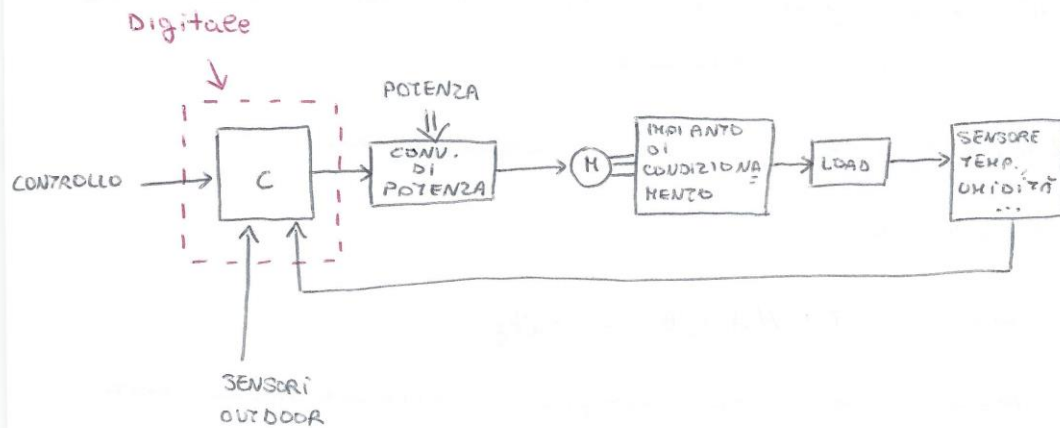
SERVOMOTORI

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

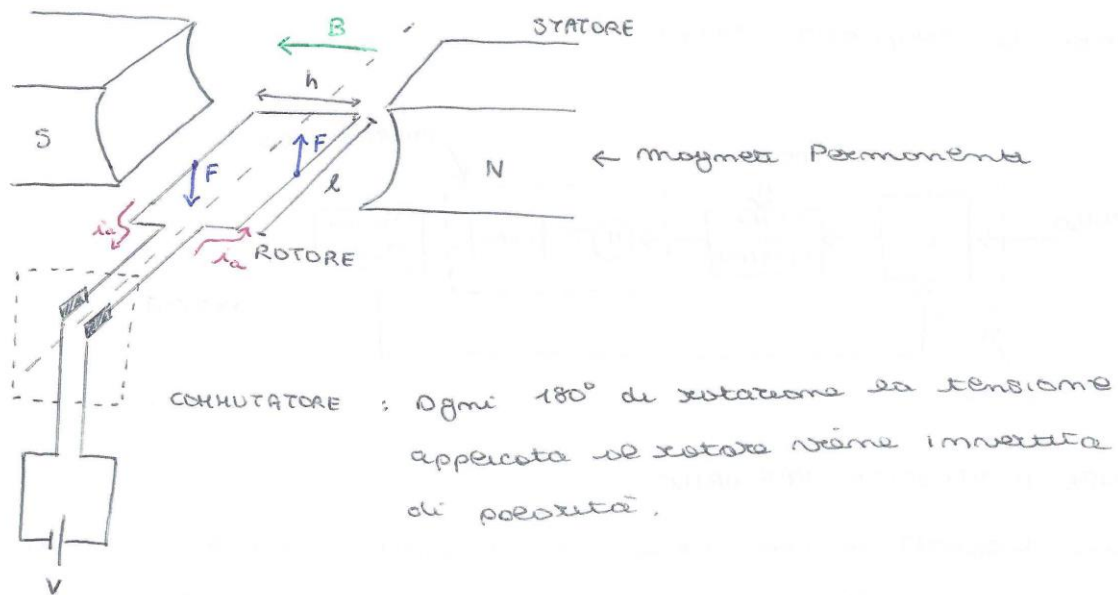


MOTORE A VELOCITÀ VARIABILE

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



MOTORE IN CONTINUA



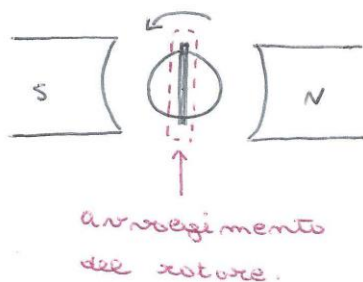
$\vec{F} = l \cdot \vec{i}_a \times \vec{B}$ è la forza che causa la coppia che tende a far ruotare il rotore.

$$T = F \cdot h = l \cdot h i_a B = A i_a B \quad \text{con } A: \text{area spira}$$

T : coppia applicata.

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

$\phi_f = BAN$ 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

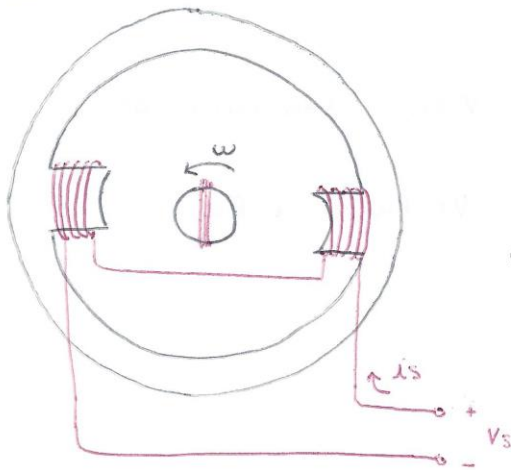
campo non è esattamente uniforme.

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 ruotante:



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: $E_a \cdot i_a = K_e \phi_f \omega \cdot i_a$

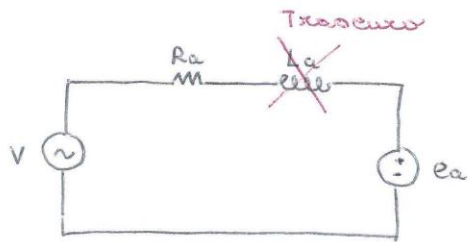
Potenza Meccanica Generata: $T_{em} \cdot \omega = K_T i_a \phi_f \cdot \omega$

In assenza di perdite: $K_T = K_e$

In presenza di perdite: $K_T < K_e$

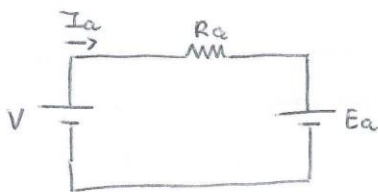
CIRCUITO EQUIVALENTE DELL'AVVOLGIMENTO DEL ROTORE

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

$$T_{em} = T_w + \underbrace{B \cdot \omega}_{\substack{\text{effetto di} \\ \text{Perdita}}} + \underbrace{J \cdot \dot{\omega}}_{\substack{\text{Momento d'inerzia}}} + \underbrace{J \cdot \ddot{\omega}}_{\substack{\text{Momento d'inerzia}}}$$

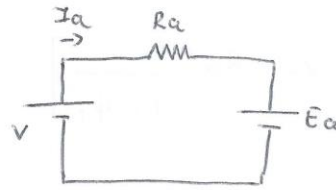
$\uparrow$ Coppia assorbita sul carico
 $\uparrow$ Perdita
 $\uparrow$ Momento d'inerzia

Le perdite fanno sì che : $K_T < K_e$

Condizioni Stazionarie:

$$T_{em} = K_t \cdot \phi_g \cdot I_a$$

$$E_a = K_c \cdot \phi_g \cdot \omega$$



$$V = R_a I_a + E_a$$

$$\rightarrow V = R_a \cdot \frac{T_{em}}{K_t \cdot \phi_g} + K_c \phi_g \omega$$

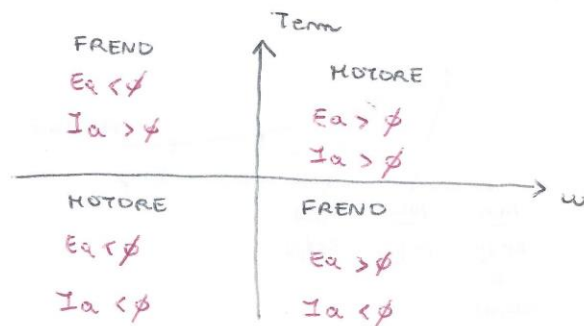
$$\omega = \frac{1}{K_c \phi_g} \left[V - R_a \frac{T_{em}}{K_t \cdot \phi_g} \right]$$

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

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

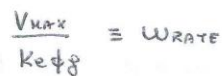
Quando $\omega < \phi \Rightarrow E_a < \phi$:

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

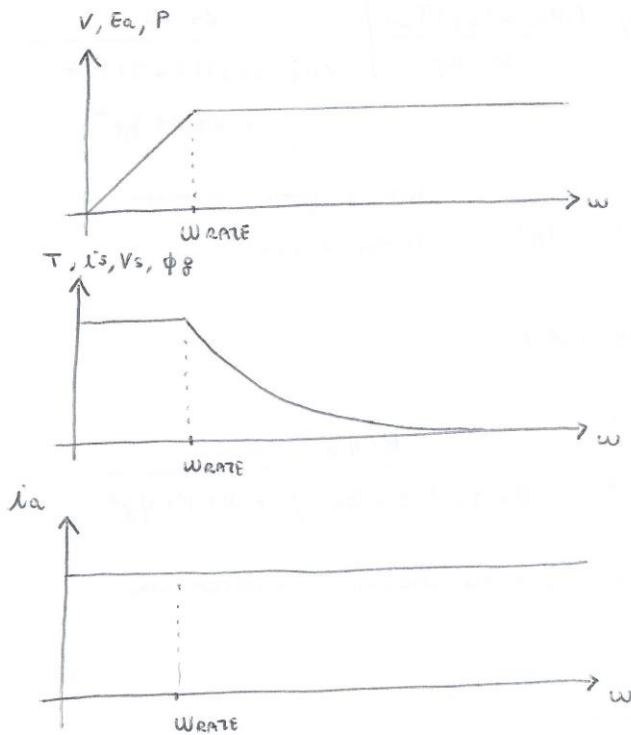


($\phi f = \text{const.}$)

Intercepta com eixo u por $T_{em} = 0$
depende de V .

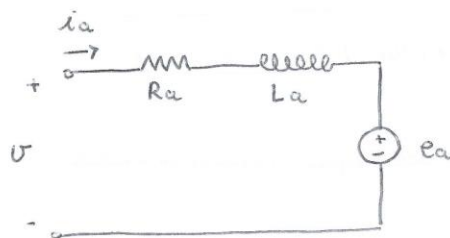
 $(\phi_g \text{ or } is)$ 

Reduco ϕ_f



MODELLO DI PICCOLO SEGNALE

Circuito Equivalente a monte del commutatore



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

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

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

$$E_a = K_e \phi_f \omega$$

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

$$V = \frac{1}{K_t \phi_f} (R_a + L_a s) (T_w + B\omega + J s \omega) + K_e \phi_f \omega$$

$$V = \frac{(R_a + L_a s) T_w}{K_t \phi_f} = \frac{(R_a + L_a s)}{K_t \phi_f} (B + J s) \cdot \omega + K_e \phi_f \omega$$

sa cui si trova:
$$\omega = \left[V - \frac{(R_a + L_a s) T_w}{K_t \phi_f} \right] \cdot \frac{K_t \phi_f}{(R_a + L_a s)(B + J s) + K_e K_t \phi_f^2}$$

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 tutto ($B \sim \phi$)

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

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

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

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

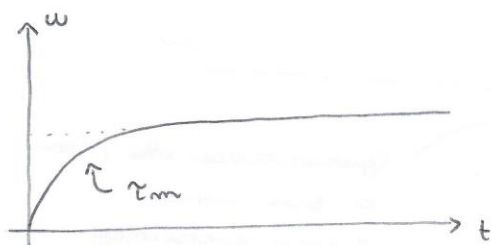
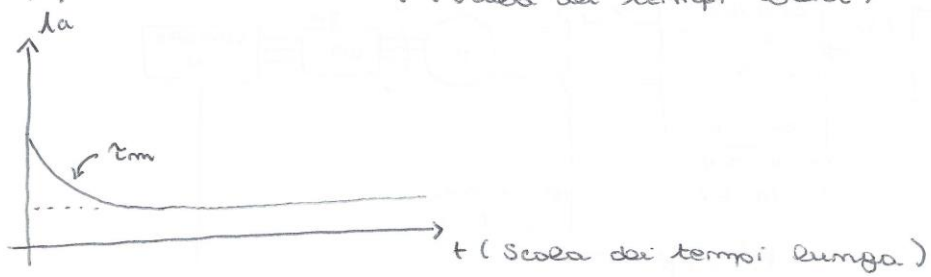
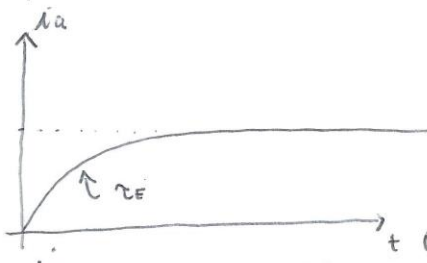
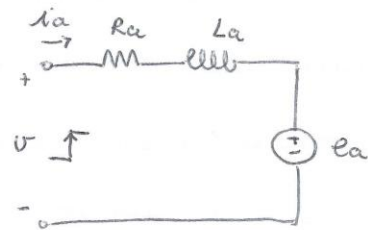
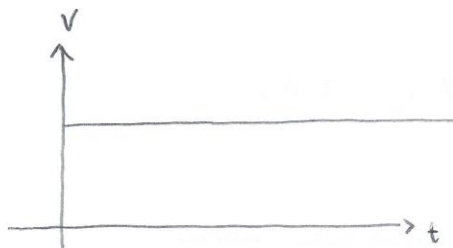
con $\tau_m = \frac{R_a J}{K_e K_t \phi_f^2}$: costante di tempo meccanica.

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.

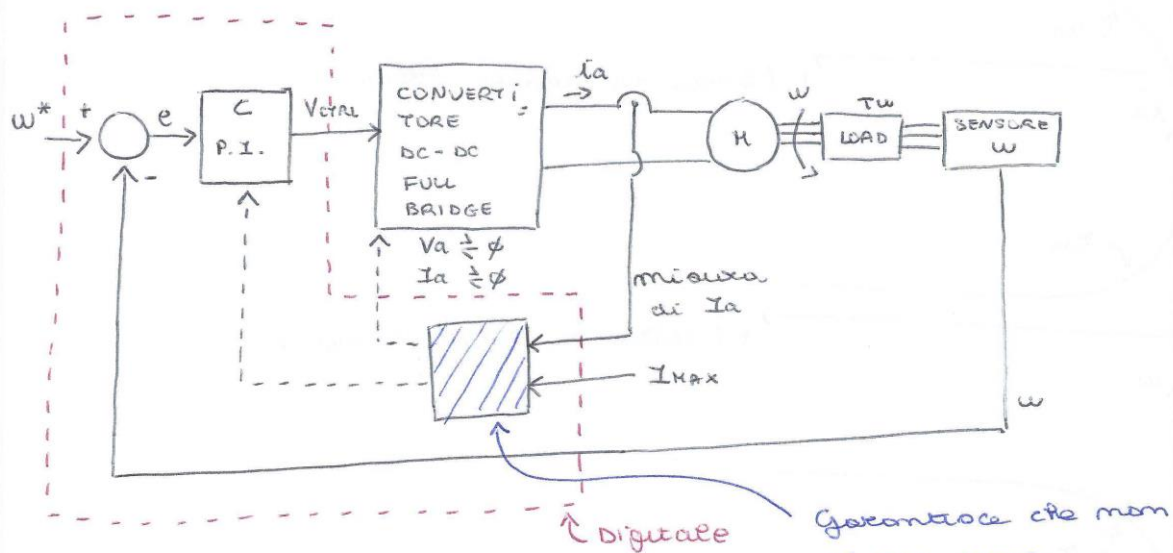
RISPOSTA AL GRADINO



SISTEMA DI CONTROLLO

Requisiti del Convertitore DC-DC :

- Controllo a 4 quadranti ($V \neq \emptyset, I \neq \emptyset$)
- Controllo della corrente
- Tensione di uscita regolazione lineare con tensione di controllo

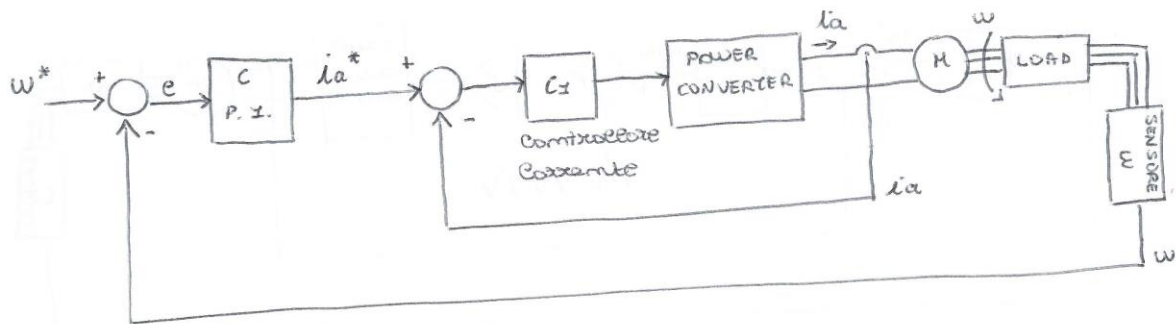


w^* : Valore Desiderato

$$e = w^* - w$$

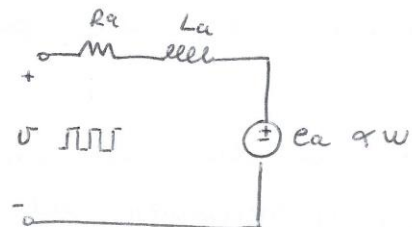
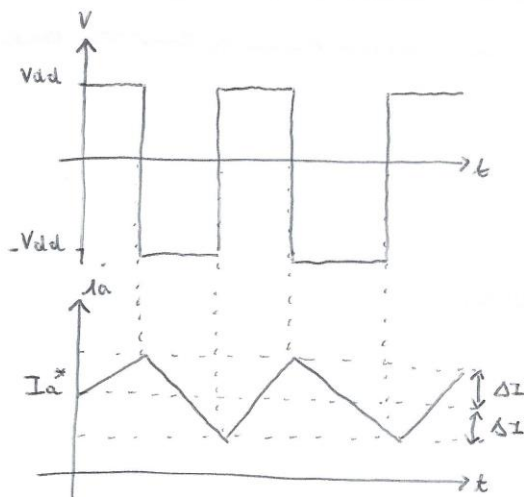
DE FULL BRIDGE consente solo di controllare la voltaggio di V_a , ma non controlla I_a .

CONTROLLO DIRETTO DELLA CORRENTE

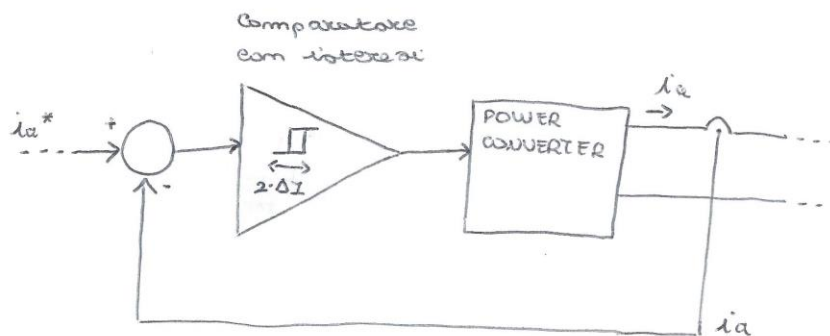


Il controllore della corrente C_1 può essere realizzato con due soluzioni:

• BANDA DI TOLLERANZA

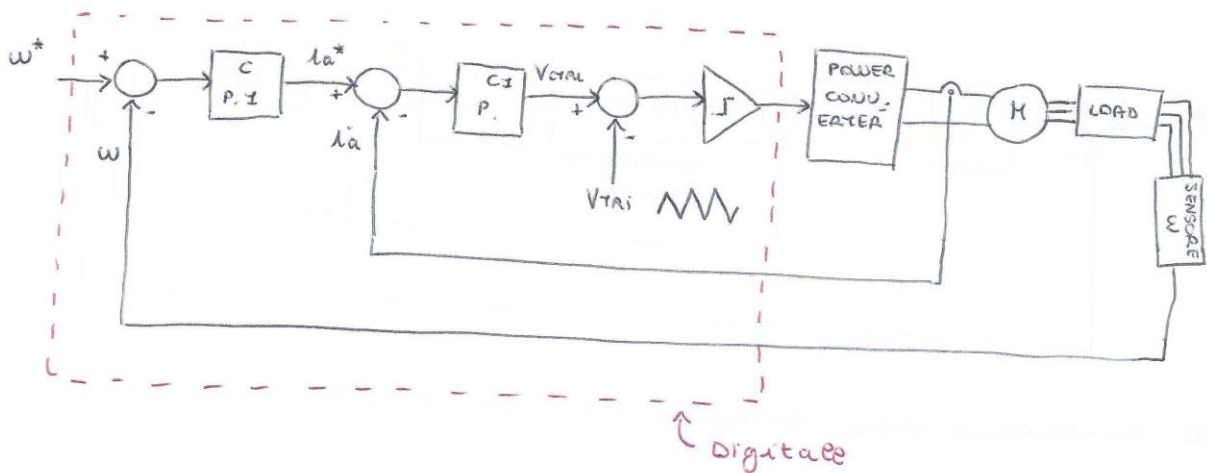


se Full Bridge switcha
avviando: $i_a > I_a^* + \Delta I$
o $i_a < I_a^* - \Delta I$



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.

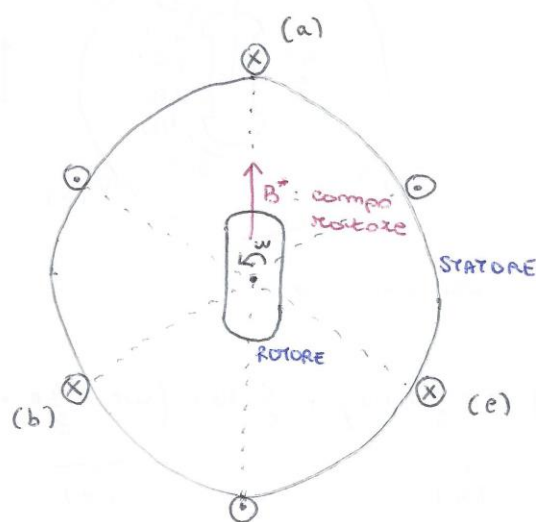
Questo si traduce in:

- 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 né quindi 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'Avvolgimento di Statore

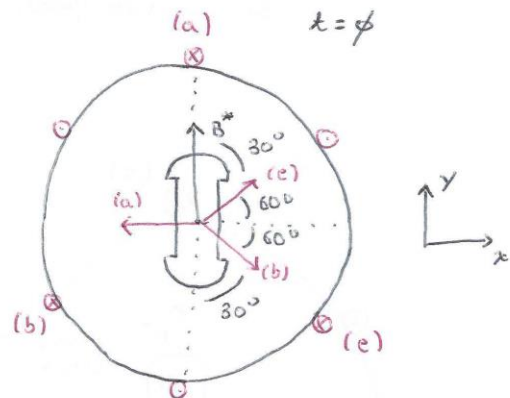
La potenza viene fornita allo statore, il quale si occupa di effettuare una conversione elettrico-meccanica mettendo in movimento il rotore.

$$i_a = \sqrt{2} I_a \sin(\omega t + \delta)$$

$$i_b = \sqrt{2} I_a \sin(\omega t + \frac{2}{3}\pi + \delta)$$

$$i_c = \sqrt{2} I_a \sin(\omega t + \frac{4}{3}\pi + \delta)$$

I_a : valore efficace.



• Componente del campo

magnetico di statore in direzione x :

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

B : Valore max del campo.

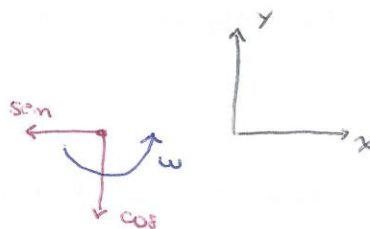
$$\begin{aligned} &= -B \sin(\omega t + \delta) + \frac{B}{2} \sin(\omega t + \delta) \overset{-1/2}{\cos(\frac{2}{3}\pi)} + \frac{B}{2} \cos(\omega t + \delta) \overset{\sqrt{3}/2}{\sin(\frac{2}{3}\pi)} + \\ &+ \frac{B}{2} \sin(\omega t + \delta) \overset{-1/2}{\cos(\frac{4}{3}\pi)} + \frac{B}{2} \cos(\omega t + \delta) \overset{-\sqrt{3}/2}{\sin(\frac{4}{3}\pi)} \\ &= -\frac{3}{2} B \sin(\omega t + \delta). \end{aligned}$$

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

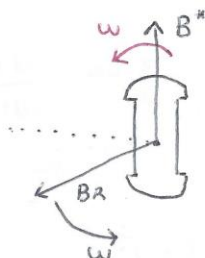
$$= -\frac{\sqrt{3}}{2} B \sin(\omega t + \delta) \overset{\downarrow -1/2}{\cos\left(\frac{2}{3}\pi\right)} - \frac{\sqrt{3}}{2} B \cos(\omega t + \delta) \overset{\downarrow \sqrt{3}/2}{\sin\left(\frac{2}{3}\pi\right)} +$$

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

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



$t = \phi$:



ϕ_a : flusso del campo magnetico del rotore (B^*) concatenato con avvolgimento (a) dello statore.

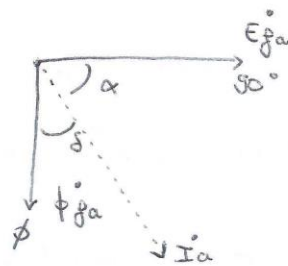
Supponiamo che il rotore si muova alla stessa velocità della quale ruota il campo magnetico costante di statore.

e_a : f.e.m. indotta su avvolgimento (a) da B^* .

$$\phi_a(t) = \phi_a \cdot \sin(\omega t)$$

$$e_a = \underset{\substack{\uparrow \\ \text{numero di} \\ \text{spire dell'} \\ \text{avvolgimento (a)}}}{N_s} \cdot \frac{d}{dt} \phi_a(t) = N_s \cdot \omega \cdot \phi_a \cos(\omega t)$$

numero di
spire dell'
avvolgimento (a)



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

Chiamiamo L_a l'autoinduttanza di (a)

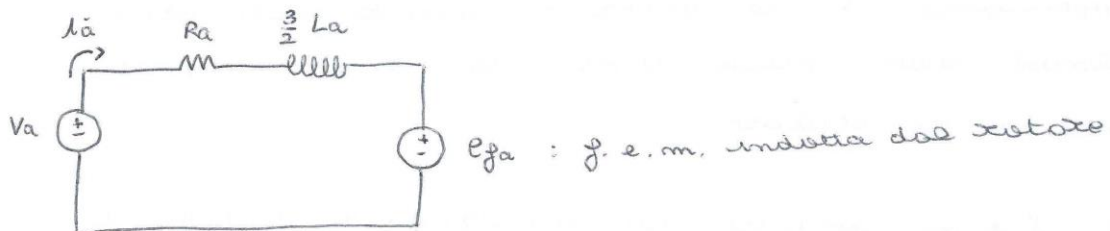
Per quanto riguarda (a) : $N_s \cdot \phi_{sa} = L_a \cdot i_a$

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

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) : $e_{sa} = N_s \cdot \frac{d}{dt} \phi_{sa} = \frac{3}{2} L_a \cdot \frac{di_a}{dt}$
dalla presenza di ϕ_{sa}

Circuito Equivalente per avvolgimento (a)



Trascurando le perdite meccaniche:

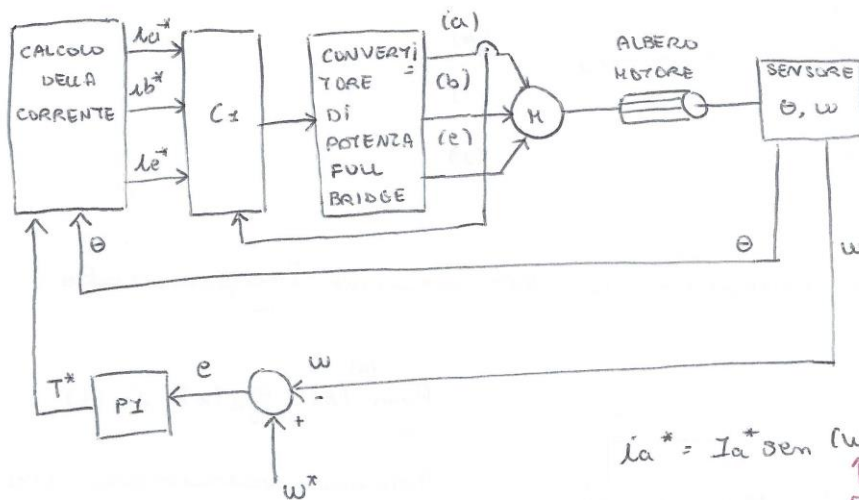
$$\begin{aligned} P_{cm}^{(a)} &= I_a \cdot E_{ga} = I_a \cdot E_{ga} \cos(\alpha) = I_a E_{ga} \sin(\delta) \\ &= I_a \cdot N_s \omega \cdot \phi_{ga} \cdot \sin(\delta) \end{aligned}$$

$$P_{\text{em}}_{\text{TOT}} = P_{\text{em}}^{(a)} + P_{\text{em}}^{(b)} + P_{\text{em}}^{(c)} = 3 I_a N_s \omega \phi_{ga} \sin(\delta) \\ = \omega \cdot T_{\text{em}}$$

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

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

CONTROLLO DEL MOTORE SINCRONO



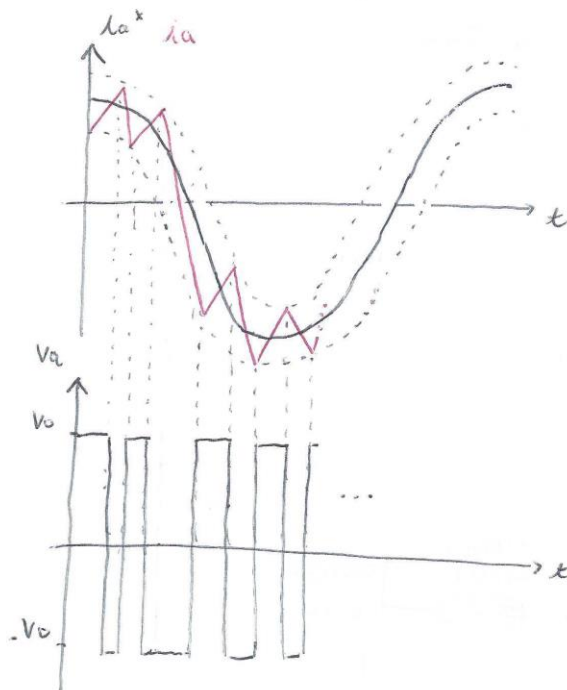
$$i_a^* = I_a^* \sin(\omega t + \delta) \\ \uparrow \quad \uparrow \\ \theta \quad \frac{\pi}{2}$$

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

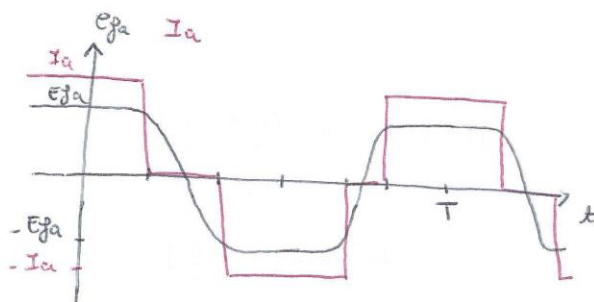
$$= I_a^* \cos(\theta)$$

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

Controllo della corrente con Banda di Telecomando:



Controllo della corrente con Eccitamento Trapezoidale:



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

↑
Potenza elettromeccanica istantanea.

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

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

"

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

↑ Per via della modulazione temporale di 120° tra I_a, I_b, I_c .

$P_{em_{tot}}(t) = \text{cost}$ nel tempo e ciò riduce le vibrazioni
 Il sensore di θ risulta invece essere semplificato.

e_{ga} in realtà non è sinusoidale ma "trapezoidale"
 La I_a è approssimata volutamente in questo modo.

TERMICO

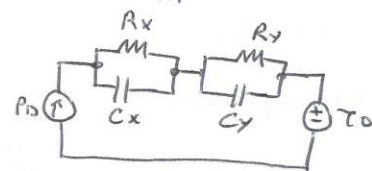
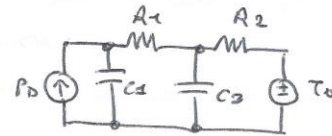
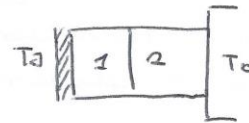
EQUIVALENZA

$$\begin{aligned} V &\equiv T \text{ (}^\circ\text{C)} \\ I &\equiv P_D \text{ (W)} \\ J &\equiv q \text{ (W/m}^2\text{)} \\ T_1 &\equiv T_0 \text{ (}^\circ\text{C)} \\ T_2 &\equiv T_3 \text{ (}^\circ\text{C)} \\ Q &\equiv E \text{ (J)} \end{aligned}$$

$$\Delta T = T_2 - T_0 = R_{TH} \cdot P_D$$

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

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



ma Resa: questo
termico dovuto da
energia negativa

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

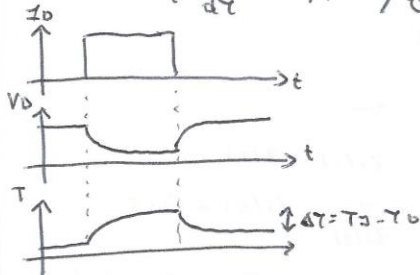
$$R_{CTH} = R_c / A, \quad R_c = \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}} \cdot \text{m}^2$$

$$C_{CTH} = \rho \text{ (volume moltiplicato)}$$

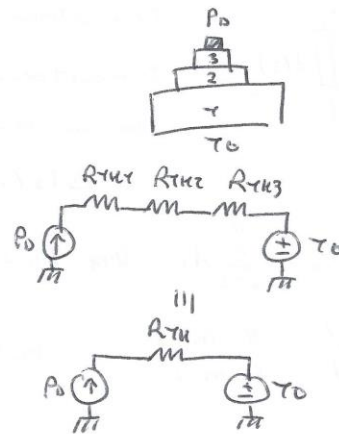
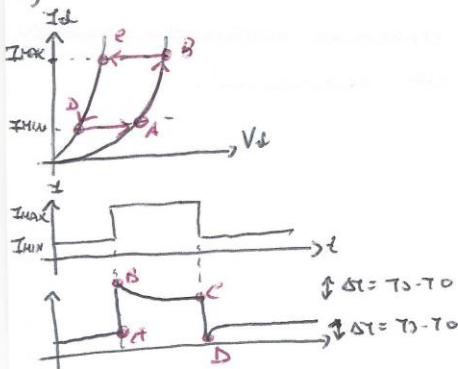
MISURARE R_TH

$$R_{TH} = \frac{T_2 - T_0}{P_D} \text{ (sistema monodimensionale)}$$

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



2) BJT CONNESSO A DIODO

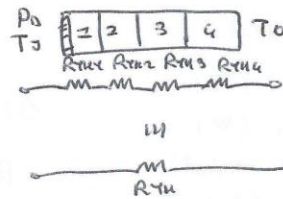


3) RILEVATORE AD INFRAROSSO

$$R = \frac{I_r}{I_i} \quad A(T)!!!$$

TRATY (misurare i contributi di R_{TH})

- 1) Acquisizione termica del transistoro di raffreddamento dopo una variazione di potenza termica a gradino

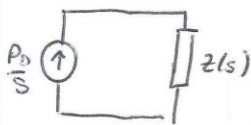


- 2) Decomposizione del transistoro in una somma di esponenziali negative e calcolo delle costanti esponenziali
- 3) Valutazione dell'impedenza termica $Z(s)$ ed estrazione di R_i, C_i .
- 4) Identificazione ed associazione R_i, C_i agli stati.

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

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

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



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

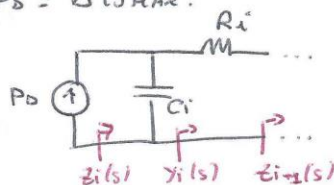
Transistoro di raffreddamento =

Vol. di Regime - Trans. di riscaldamento:

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

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

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



$$Z_1(s) = Z(s)$$

$$\frac{1}{Z_i(s)} = Y_i(s) + C_i \cdot s$$

$$\frac{1}{Y_i(s)} = R_{i+1} + Z_{i+1}(s)$$

IPOTESI:

Sistema monodimensionale
ed unidirezionale.

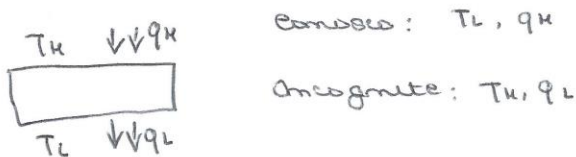
metodo della derivazione
dei polinomi.

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 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