



**Appunti universitari**

**Tesi di laurea**

**Cartoleria e cancelleria**

**Stampa file e fotocopie**

**Print on demand**

**Rilegature**

**NUMERO: 2398A**

**ANNO: 2019**

# **A P P U N T I**

**STUDENTE: Venezia Angela**

**MATERIA: Conversione Statica dell'Energia Elettrica - Prof.  
Fratta**

Il presente lavoro nasce dall'impegno dell'autore ed è distribuito in accordo con il Centro Appunti.

Tutti i diritti sono riservati. È vietata qualsiasi riproduzione, copia totale o parziale, dei contenuti inseriti nel presente volume, ivi inclusa la memorizzazione, rielaborazione, diffusione o distribuzione dei contenuti stessi mediante qualunque supporto magnetico o cartaceo, piattaforma tecnologica o rete telematica, senza previa autorizzazione scritta dell'autore.

**ATTENZIONE: QUESTI APPUNTI SONO FATTI DA STUDENTIE NON SONO STATI VISIONATI DAL DOCENTE.  
IL NOME DEL PROFESSORE, SERVE SOLO PER IDENTIFICARE IL CORSO.**

21/10/2018

## Conversione statica dell'energia elettrica

**Elettrotecnica** detta / per l'energia elettrica più questioni tecnologiche allo stato dell'arte al fine di ottenere la regolazione dell'energia elettrica. Elettrotecnica in corso per l'utilizzazione ottimale (e quindi regolata) dell'eu. elettrica. Minor impatto ambientale.

- esempio energia
- attuazione elettromeccanica dell'energia: con la regolazione dell'energia elettrica regola l'energia nella forma meccanica utile (lavoro)
  - velocità costante: sovradimensionamento per il massimo lavoro ottenendo il massimo spreco (non vogliamo questo!)
  - distribuzioni di energia elettrica da fonti rinnovabili, regola il flusso fotonico e eolico non regolari
- è una conversione diversa da quella degli azionamenti, la conversione elettromeccanica porta all'attuatore e basta. Un **AZIONAMENTO ELETTRICO** è una unità di progetto: motore + convertitore. Il convertitore deve essere compatibile in alternata con la distribuzione dell'energia elettrica.

## Configurazione di un convertitore in un processo



L'output dei convertitori può essere di qualsiasi campo, chi si occupa di convertitori deve sapere tutto. Convertitori: + prestazioni + profondità di regolazione



Controllo di alto livello per gestire ciò che c'è nel convertitore (complesso). La potenza di calcolo a disposizione del convertitore è elevata, riesce a soddisfare qualsiasi richiesta  $L_{UT}$

Problemi di commessione: il convertitore è l'elemento chiave

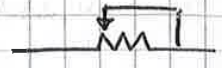
**STATICA**: il problema è l'interconnessione, i convertitori devono essere statici, non esiste cioè un'unità meccanica nel processo di regolazione

- l'inverter che deve finire nella distribuzione è diverso da quello che è nella macchina elettrica perché la macchina elettrica è progettata per l'inverter (AT). Gli azionamenti in BT non vanno bene, siamo dello spreco



Effetti di conducibilità variabile  
 Oggetto + semplice e la resistenza variabile  
 che è stabile non nel cto-cio e nel circuito aperto  
 (che non dissipa)

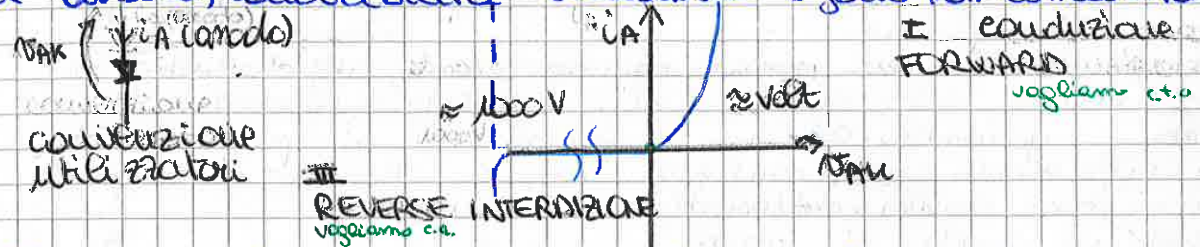
Agli estremi infatti è nullo il prodotto  $V \cdot I$   
 cto  $\rightarrow$  corrente sostenuta  $R_{MIN} = 0$   
 c.o.  $\rightarrow$  tensione sostenuta  $R_{MAX} = \infty$



Voglio cambiare senza stati intermedi, voglio avere  
 gli stati estremi stabili

gli interruttori realizzano ON-OFF, vanno bene negli stati stabili  
 ma durante le commutazioni c'è usura del contatto  
 meccanico, non è statico. (Vanno bene nel mondo termico)  
 ci servono oggetti che non dissipano mai, con ritmo veloce da  
 operare le commutazioni ad un ritmo tale da soddisfare  
 le richieste di regolazione dinamica. Funzionano sulla continua  
 DEVONO COMMUTARE IN FRETTA  $\rightarrow$  DINAMICA  
 DEVONO COMMUTARE SENZA GUASTI  $\rightarrow$  USURA

**SEMICONDUTTORI** realizzano questa operatività, al limite concettual-  
 mente in modo non dissipativo. Il semiconduttore di riferimento  
 è il diodo, conducibilità variabile e forte non lineare



c'è troppa variazione di parametri elettrici, lo, prima  
 adatta per trasmettere l'informazione e quella  
 grafica (non quella matematica.)

Su un piano  $\rightarrow$  piano cartesiano  
 $I_a - I_{MAX}$

$\rightarrow$  le misure si fanno a tensione impressa  
 e si vede l'effetto della corrente

Quadranti I e III dissipano con la convezione degli  
 utilizzatori. La caratteristica di conducibilità variabile  
 di ciascun dispositivo attivo (dissipativo) hanno un punto  
 comune: l'origine del piano cartesiano ( $V=0, I=0$ ); la  
 legge di Ohm deve valere sempre

**DIODO**: è un interruttore non comandato (autocommutato, non  
 controllabile ma comandato dal segno delle grandezze elettriche  
 applicate)

III quadrante: leakage current, breakdown (il diodo si  
 rompe, non fusione); fanno passare qualsiasi corrente, si  
 comporta da generatore di tensione

INTERRUTTORE ELETTROMECCANICO: sarebbe meglio in termini di comporta-  
 mento agli estremi ma non può commutare ad alta  $f$

INTERR. A SEMICONDUTTORI: + "bricati" (hanno problemi ma nel I  
 oia nel III) ma possono commutare ad alta  $f$

**DISPOSITIVI COMANDABILI**

+ , / per indicare che non è elettromeccanico. Più  
 complicati perché bisogna comandarli. Hanno  
 come riferimento le caratteristiche esterne del  
 diodo  
 Esistono delle non idealità



scostamento dalle idealità  
 Mettere in luce la non idealità  
 interdizione: quasi generatore di corrente nulla, messo  
 in luce le caratteristiche come leggermente dipendenti  
 dalle tecniche  $I_{OFF}$  ( $V_{OFF}$ ) in modo dual per e

conduzione  
 INTERDIZIONE  
 ( $I_{OFF}$ )

CONDUZIONE  
 ( $I_{ON}$ )

$V_{MAX}$

$I_{MAX}$

$\Phi_{MAX}$

$I_{OFF}$  ( $V_{OFF}$ )

$V_{ON}$  ( $I_{ON}$ )

$P_{OFF}(t) = I_{OFF}(V_{OFF}) \cdot V_{OFF}(t)$

$P_{ON}(t) = V_{ON}(I_{ON}) \cdot I_{ON}(t)$

Nelle idealità  $I_{OFF}$  ( $V_{OFF}$ ),  $V_{ON}$  ( $I_{ON}$ ) sono nulle.  
 d'isolamento (interdizione) e' più ideale della conduzione  
 per quanto riguarda l'effetto dissipativo: si può trascurare  
 l'effetto termico dissipativo nell'interdizione piuttosto  
 che nella conduzione (c'è movimento)  
 Definita la non idealità si può definire la potenza  
 dissipata istantaneamente. Se c'è una forma d'onda  
 e' + complesso, per capire usiamo la forma d'onda  
 continua.

$P_{OFF} = I_{OFF}(V_{OFF}) \cdot V_{OFF}$

$P_{ON} = V_{ON}(I_{ON}) \cdot I_{ON}$

Ci interessa un punto della caratteristica  
 E' fondamentale avere un riferimento di fondo scala.  
 Nella conversione statica si parla di grandezze massime  
 (non di grandezze nominali). E' il fondo scala di riferimento  
 (per unit)

$A_{dim} = V_{MAX} \cdot I_{MAX}$

collegato al costo

interdizione      condusione

Così il prodotto di dimensionamento ha un termine  
 di passaggio per cui  $P_{OFF}$  e  $P_{ON}$

$\frac{P_{OFF}}{A_{dim}} = \frac{I_{OFF} V_{OFF}}{V_{MAX} I_{MAX}}$

$V_{OFF} = V_{MAX}$  (worst case) non idealità peggiore

$\frac{P_{OFF}(V_{MAX})}{A_{dim}} = \frac{I_{OFF}(V_{MAX})}{I_{MAX}} \sim (\text{qualche } \mu A) 10^{-5}, 10^{-7}$  parti per milioni

→ la scelta integra (non vuole sentire derive)

$\frac{P_{ON}(I_{MAX})}{A_{dim}} = \frac{V_{ON}(I_{MAX})}{V_{MAX}}$  non idealità peggiore  $\sim 1\%, 1\%$

Ora si possono capire gli ordini di grandezza  
 si possono confrontare anche  $P_{ON}$  e  $P_{OFF}$

$\frac{P_{OFF}}{P_{ON}} = \frac{I_{OFF}(V_{OFF}) V_{OFF}}{V_{ON}(I_{ON}) I_{ON}}$

in componenti continue

$\frac{P_{OFF}(V_{MAX})}{P_{ON}(I_{MAX})} = \frac{I_{OFF}(V_{MAX}) V_{MAX}}{V_{ON}(I_{MAX}) I_{MAX}}$

prima abbiamo analizzato  
 separatamente i due  
 rapporti (problema + semplice)



derivativa. Mondo non dominabile, dobbiamo dominare passivamente.  
 Si riesce a controllare tutto sotto  $\omega_{sw}$ , in mezzo c'è il muro che divide, il muro ha effetto energetico su ogni livello.  
 Accuratezza dinamica, frequenza elettrica, accuratezza di regolazione dinamica di accuratezza al regime, banda passante, limiti di banda passante, frequenza di commutazione, correlato a un senso energetico. Se il nostro problema non è solo in  $\omega_{sw}$  ha dispositivi a parametri non costanti in un spettro illimitato quindi non posso usare matematica lineare e elettrotecnica a parametri costanti.

1. Il disturbo coerente se una wave packet ha limite e' dominato dal valore massimo di picco della derivata di tensione durante le discontinuità. Mondo alta  $f \rightarrow$  derivativo

2. Quello che avviene durante le commutazioni ha effetto di picco per la risposta derivativa o attraverso l'effetto energetico delle commutazioni ha un effetto sulla costigazione. Muro: parametro fondamentale del progetto, e' una costante del problema. Le altri costanti sono le v.d.s. con specifiche energetiche di reg. dell'energia elettrica che hanno correlazione. Stanno in un ago dello spettro perché la correlazione utile dell'energia elettrica avviene a quella sola  $f$ . Quindi per garantire l'accuratezza (ago) bisogna fare un'analisi a spettro illimitato, questo è il problema della conversione. Con il parasitismo un aspetto influente a 10 kHz diventa dominante a 10 MHz anche dal punto di vista del costo, si riesce a risolvere raggruppando i problemi.

Essendo le commutazioni cicliche, esiste una frequenza fondamentale delle commutazioni di stato pul. lo spettro illimitato. E' questa una caratteristica fondamentale della conversione statica. Se le grandezze elettriche sono dominate nei transistori elettrici in rapporto alle singole commutazioni, il problema della compatibilità elettromagnetica è automaticamente risolto.



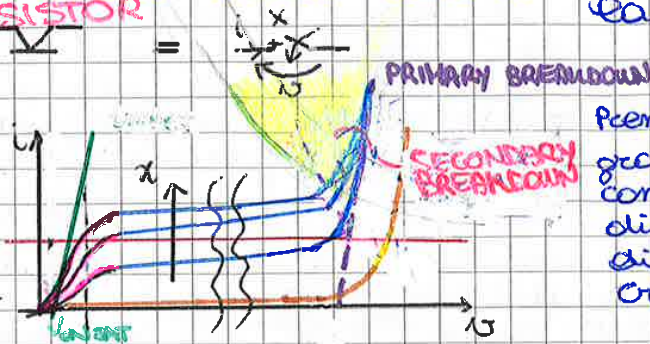
Non sappiamo come varia  
Abbiamo definito  $\mu_{eff}$  e  $\mu_{eff}$ , non ci interessano le III quadranti

$$\frac{V}{i} = R$$

$$R(\omega) = ?$$

$$R_{min} < R < R_{max}$$

Ma più complicato, c'è la dinamica e il ritardo  
Devo ancora rappresentarla la non costanza di parametri  
Bisogna introdurre la non idealità dei transistor  
Cause avviene nella realtà la possibilità di variazioni  
e la conducibilità elettrica



Prendo un valore  $x$  della grandezza fisica di comando che attiva la disponibilità dei portatori di carica nel reticolo cristallino

zone in cui è possibile l'attività di conduzione elettrica

Il comportamento nella zona attiva assomiglia a una retta orizzontale (generatore di corrente → idealità dei semiconduttori) ideale; il comando rende disponibili un numero di portatori di carica al secondo. Al variare di  $x$ , del numero di portatori di carica al secondo, le rette si spostano.

Come si raggiungono gli estremi?  
ON: se è vero che  $x$  aumenta la conducibilità vuol dire trovare la caratteristica per  $x \rightarrow \infty$   
Supponiamo che esista la monotonicità (la conducibilità migliora alla discesa, migliore per  $x \rightarrow \infty$ )  
Al limite: mi metto a un livello di corrente e guardo la caduta di tensione all'aumentare di  $x$  (A ↓,  $x \uparrow$ )

Viene fuori una caratteristica di conduzione non costante; e una resistenza che non passa per l'origine (WASAT) se considero l'aumento approssimativo

A noi interessano le zone resistive, non il giocattolo

OFF  
applicare valori negativi o togliere il comando, due casi diversi. comunque arrivo a un minimo corrente condotta (minimo non idealità per una data tensione). Caratteristica.

Non continuano a infinito perché ci sono dei gradienti nei semiconduttori e caratteristiche divergono, perdita di controllo della conduzione  
Se è come effetto Zener va bene ("primary breakdown")  
se la pendenza è negativa ci sono delle modifiche e non va bene, esiste un breakdown secondario (non si usa nella BT, esiste nella HT)

Con breakdown secondario non posso avere 100 A, 1000 V contemporanei, sono punti stressanti. Non si può accedere alla massima V e I contemporaneamente. Porzione quasi rettangolare del piano V, i che nel caso peggiore



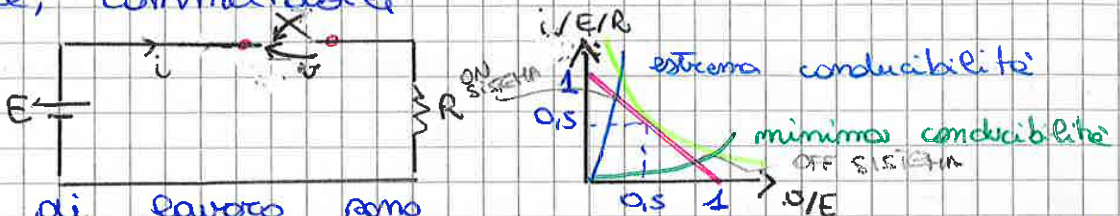
9/10/2018

Da visione in  $f$  ci fa capire i parametri dominanti in ogni range di frequenza.  
 Se ci sono fenomeni indominati il convertitore si rompe, non ci può essere nulla di indominato.  
 Noi dobbiamo capire come raggruppare i problemi per non fare un'analisi sull'intero spettro.

- $f > f_{sw}$  modo, dominio passivo, proprietà circuitali elettrotecniche
- $f < f_{sw}$  dominio attivo, regolazione, controllo

Bisogna dominare prima le alte  $f$ .

1° modello: risolvere problemi commutazioni, risolvere le problematiche della dinamica circuitale.  
 concepire problematiche della conversione statica partendo dalle semplicità circuitali (configurazione sorgente-utenza ideale) per capire come affrontare l'inserimento di un elemento a conducibilità variabile, commutabile.



I punti di lavoro sono all'incrocio delle caratteristiche del dipolo regolare con le proprietà circuitali non dinamiche rappresentate dal luogo di carico (retta). Possiamo normalizzare:

- $v \rightarrow v/E$  scala di tensione
- $i \rightarrow i/E/R$  scala di corrente

L'analisi in "per unit" è importante, l'analisi è fatta rispetto alle proprietà del circuito.

Qui facciamo l'analisi ai terminali, i terminali di indagine sono i poli del dipolo regolare (interuttore).

Vogliamo analizzare la commutazione quindi ci interessa la zona tra i punti di intersezione. Ma non è la realtà, l'utenza resistiva non è mai regolata dal convertitore.

tra i poli del dipolo regolare e il circuito esterno

**Analisi duale**

Dobbiamo svolgere una analisi ommicomprendensiva, ad esempio generatore di corrente (cambiamo una cosa alla volta) anche se non esiste nella realtà. Dobbiamo inserire un elemento di regolazione. Dualità sorgente  $\rightarrow$  dualità connessioni del sistema di conversione.



tensione massima ideale

Generatore di tensione  $\rightarrow$  riposo  $I=0$  c.a.

Generatore di corrente  $\rightarrow$  riposo  $V=0$  c.t.

se  $I_g = I_{max} = E/R$  si ha l'identità tra i luoghi di carico del circuito ideale.

Dobbiamo avere la dualità degli interruttori, se



$$T = Ab_s + \Delta t_s$$

In realtà il periodo posso metterlo dove voglio, si  
 pareva di media mobile.  
 Il periodo di tempo minimo riguarda anche la  
 regolazione: (calcolo energia utile)

$$E_{ut} = \int^T p_{ut}(t) dt$$

L'analisi va bene solo se considero un periodo  
 T o i suoi multipli interi per questioni  
 di bolletta e effetti dissipativi. (se < T analisi incompleta)

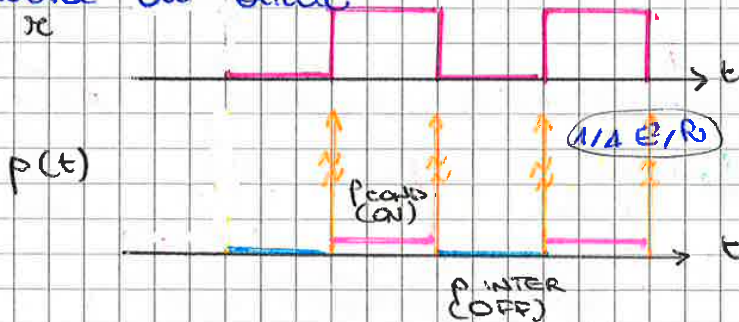
Fare questo integrale è complicato, la relazione  
 è definita ma non l'andamento nel tempo.  
 L'attività è definita nella regolazione

$$E_{diss} = \int^T p(t) dt = \int^T v(t) i(t) dt$$

causa la correlazione  
 v-i ma non i loro  
 andamenti

Quindi non è solo elettrotecnica, l'elettrotecnica  
 risolve il problema della REGOLAZIONE ATTIVA che  
 dall'impulso (da fuori) con tempo e azioni di comando (fuori  
 periodo) le proprietà della generalità, ma  
 vogliamo capire le proprietà in modo generale  
 Nel tempo vorremmo che le commutazioni di stato siano le + brevi  
 possibili perché le commutazioni in se e in mini le commutazioni  
 Se guardo nel tempo l'andamento della p(t)  
 con l'andamento 0-1

- potenza persa nello stato di conduzione
- di interdizione (molto piccola)
- delta di Dirac



ANDAMENTI DI  
 VALORE GENERALE  
 (nella sua  
 idealizzazione)

L'idealità sarebbe di passare da ON a OFF in modo istantaneo  
 Guardiamo la realtà e la facciamo tendere  
 all'idealità. In mezzo succede qualcosa di  
 non disegnatibile (1000 volte superiore,  $\frac{1}{4} EI^2/R$ )  
 Non so cosa succede nelle commutazioni, rappresentato la  
 Nel tempo la visione è generale nella sua  
 idealizzazione, quello che vedi dall'oscilloscopio.

Analisi v-i serve per quotare il max.  
 Questa analisi ci dice che i fenomeni che avvengono  
 nelle commutazioni sono trascurabili nel tempo,  
 non metterli integrare. La funzione integrando  
 è n volte + intensa nelle commutazioni.

Bisogna usare una risoluzione che va bene per  
 le commutazioni deve "spaccare" in 1" per  
 vedere cosa succede per v e i  
 (non si può sapere a priori, senza calcolare), dove si dissipa di t



- Nel ideologia: ipotizzando le commutazioni istantanee
- Analiticamente non è mai zero, è una semplificazione, ipotesi più o meno accurata in base al circuito
- Sulla potenza utile ha effetti 1/100, 1/1000 quindi si possono trascurare le commutazioni

$$E_{ut} = P_{max} \int_{\Delta t} \kappa(t) dt = P_{max} \Delta t$$

$\downarrow$   
 $\text{in } \Delta t_1$   
 $\kappa(t) = 1$

$\uparrow$  bit di dato a tensione impressa (da rilassamento del sistema a tensione impressa)

$$E_{ut} = P_{max} T D$$

Il campo di regolazione è 0-1, Duty cycle dell'esercizio dell'interruttore. Il duty cycle è la funzione regolabile. Se si vuole essere rigorosi

$$P_{ut} = \frac{1}{T} \int^T p(t) dt = P_{max} \frac{1}{T} \int^T \kappa(t) dt$$

$$D = \frac{1}{T} \int^T \kappa(t) dt = \frac{\Delta t_1}{T}$$

rapporto tra l'intervallo di tempo di commutazione e quello totale

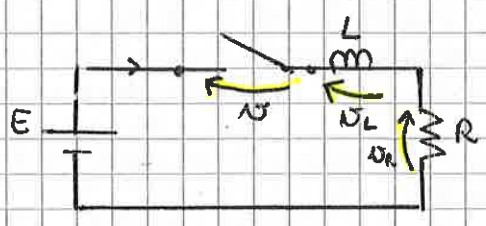
Fare il calcolo dell'energia nell'intervallo di commutazione, riporta il calcolo nell'analisi "per unit"  $\rightarrow$  TD tempo di commutazione limitato tra 0 e T "per unit" il valore medio è regolabile con continuità in un intervallo definito

Relazione degli effetti energetici delle commutazioni nella realtà non in un circuito ideale. Introduciamo quindi gli ordini dei fenomeni reattivi

Da punto di vista energetico vorremmo la risposta infinitesima.

Non vogliamo vedere la "risposta all'impulso" a una conduttanza elettrica variabile

Circuiti elettrici dinamici  
Partiamo dal circuito semplice



Il comportamento induttivo è quello più comune come utenza.

Una maglia chiusa e una induttanza, "induttanza di maglia"

Comportamento induttivo parassitario, ordine 1. Completo 3 sistemi elettrici energetici importanti

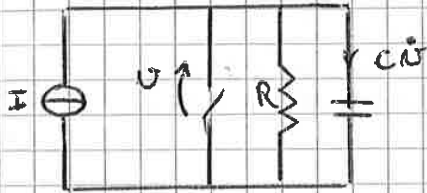
(in realtà e una maglia aperta) da maglia e chiusa nel 4

$$E = U + Ri + L \dot{i}$$

$\uparrow$  ordine dinamico



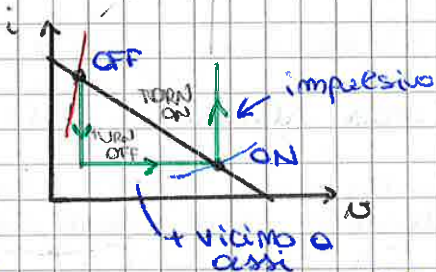
conduttività aumenta il tempo e dissipa di più.  
 Queste traiettorie non sono comandabili a meno di fare tutto molto lentamente → poca efficienza  
 Questo sistema non è compatibile con la commutazione forzata (forzata = libera, turn on/off quando si vuole)  
 Nel circuito a corrente impressa con RC fanno le stesse cose, tutto è duale



TURN OFF → perfetto  
 TURN ON → impulsivo + distruttivo di quello induttivo (turn OFF)

$$I = i + \frac{U}{R} + C\dot{U}$$

Chiedo l'interruttore preciso ma non a corrente



$$i = I - \frac{U}{R} - C\dot{U}$$

TURN ON  $\dot{U} < 0 \quad i > I - \frac{U}{R}$

TURN OFF  $\dot{U} > 0 \quad i < I - \frac{U}{R}$

Nel turn on non c'è il problema dello scontro con la zona di breakdown. Il problema è che vi è un impulso di corrente ovvero una quantità di carica  $q \rightarrow 0$  che provoca il sorgere di elevatissime sovratemperature nel semiconduttore nel tentativo di stabilimento → fusione.  
 Anche questo circuito non si può usare nella commutazione forzata.  
 L'atomo della conversione forzata non può essere l'interruttore, occorre inventare qualcosa d'altro

Tale dissipazione è rappresentabile come impulso di effetto energetico di come avviene il comando sta tutto nella descrizione nel tempo di ciò che succede durante le commutazioni, nelle traiettorie di commutazione.  
 Nel tempo tale rappresentazione è generale perché ogni incertezza è inglobata in un andamento nel tempo di durata infinitesima. Le commutazioni hanno quindi durata infinitesima.

ordini di grandezza inferiore alla durata degli stati stabili, in questa scala tempi si confondono con degli impulsi.

RL → perfetto TURN ON  
 RC → perfetto TURN OFF

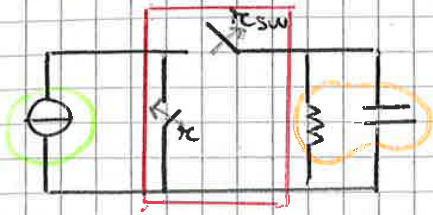
(chiusura)  
 (apertura)



**CIRCUITO CAPACITIVO**

Nel caso duale (c.cavato)  $v$  iniziale capacitivo, chiudere l'interruttore  $x$  e scaricarlo  $C$  e una sovracorrente  $i \rightarrow x$ . Quindi un altro interruttore per separare la discontinuità di  $v$ .

TURN ON problematico

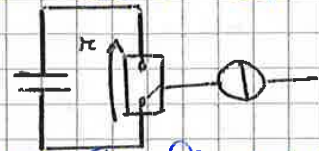


$\tau_{sw}$  indica il condensatore avvicinandosi e permettendo la continuità delle  $v$  e  $i$  capacitive nel momento in cui  $\tau$  si deve chiudere.

$\tau_{sw}$  è tempo di ritardo del generatore di corrente che finisce sull'utenza quindi la soluzione è la stessa, è il tempo del diodo.

istantaneamente non c'è differenza tra gen. tensione  $\rightarrow R+C$  e corrente  $\rightarrow R+L$  } solo per  $t \rightarrow 0$

quindi è la stessa cosa, circuiti ridondanti se le terminazioni del deviatore ci deve essere la continuità di tensione nonostante la discontinuità di corrente (c.cavato).



questa è la soluzione unica

Questo funziona per ogni ordine: durante  $(t \rightarrow a \rightarrow b)$  per la compatibilità si deve garantire il problema è che uno dei due interruttori deve essere comandato, deve "autocommutarsi" cioè segue l'altro.

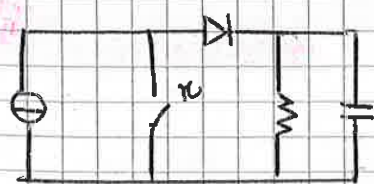
Le commutazioni capacit. induttivo e le commutazioni capacit. capacitivo non possono essere comandate insieme.

Se si potesse usare un diodo che è comandato dal segno delle grandezze ai suoi capi si risolve il problema.

Se  $x$  si chiude il potenziale di  $K > A$  e il diodo si spegne. Se l'intex. si apre il diodo conduce ( $V_A > V_K$ )



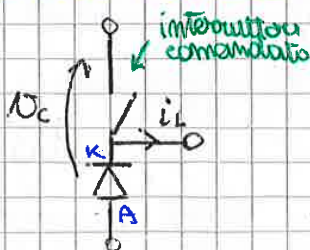
**FREE-WHEELING DIODE**  
(Non esiste il free-wheeling switch)



Il diodo impedisce le discontinuità di  $v$  e  $i$ . Il problema dal punto di vista concettuale.

**Cella canonica della commutazione forzata**

$N_c > 0$   
 $i > 0$



**TRIPLO DEVIATORE**  
Non bisogna rompere l'atomo



Dal punto di vista concettuale  
esiste una funzionalità che  
permette di interconnettere  
di regolazione un mondo  
capacitivo (gen. di tensione)  
col mondo induttivo (gen.  
di corrente)

#### COMPATIBILITÀ DELLE CONNESSIONI

CONTINUITÀ DI TENSIONE: da garantire  
sugli estremi di deviazione  
del tripo (capacitivo - continui-  
tà di  $V$  nonostante discont. di  $I$ )

CONTINUITÀ DI CORRENTE: da  
garantire sul comune del  
tripolo deviatore (induttivo -  
continuità di  $I$  nonostante discont.  
di  $V$ )

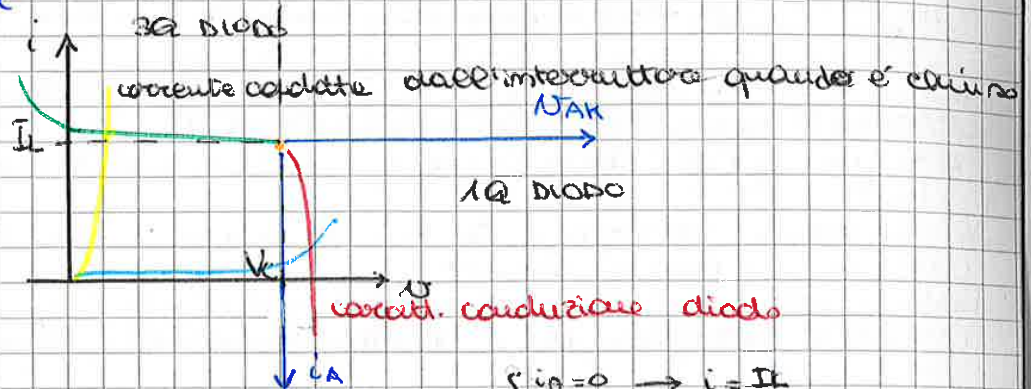


continuità alle v.d.s.,  $v_c$  e il costante  $i_L$  (mezzo comm.)  
 ha le relazioni ai capi dell'interuttore

$$\begin{cases} i = I_L - i_A \\ v = v_c - v_{AK} \end{cases}$$

Abbiamo definito il luogo di carica dal punto di vista dell'interuttore.  $I_L, v_c$  costanti

$$\begin{cases} i = I_L - i_A \\ v = v_c + v_{AK} \end{cases} \text{ ho cambiato convenzioni}$$



$$\begin{cases} i_A = 0 \rightarrow i = I_L \\ v_{AK} = 0 \rightarrow v = v_c \end{cases}$$

- Origine del piano del diodo  
 caratteristica conduttiva del diodo  
 caratteristica interruzione del diodo

Nell'origine il diodo commuta, c'è discontinuità nel piano  $i-v$

Le caratteristiche sono stazionarie, valgono in qualsiasi istante perché il diodo non ha caratteristiche dinamiche (idealità dinamica, non idealità statica)

- Corrente del diodo che si somma a quella circuitale
- Caduta di tensione del diodo in conduzione si somma alla caduta circuitale (stato di OFF inter.)  
 Si hanno piccoli termini di  $v$  e  $i$  che si sommano alle grandezze circuitali a causa della non idealità statica del diodo. (il diodo presenta anche fenomeni dinamici). Non idealità del diodo a carico dell'interuttore

CONTINUITÀ CORRENTE → INVERTORE  
 CONTINUITÀ TENSIONE → CONDENSATORE

} fasce di v.d.s. interruttori

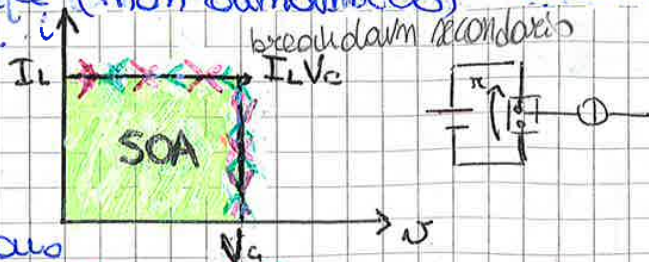
Nel caso di circuito ideale (non dinamico)  $i \in v = \text{cost}$

Traiettorie di commutazione

TURN ON

TURN OFF

considero generatore ideale di corrente/tensione



Le commutazioni rimandano un'area → SOA (Safe operating area)

$I_L v_c$  prodotto massimo di commutazione (istantaneo)  
 Origine del piano elettr. del diodo, rappresenta la dissipazione istantanea massima, contemporan. v.d.s. di conversione



Partendo da OFF per chiudere, l'interruttore deve aumentare la sua conducibilità. Inizia a passare corrente.  
 Tratto di transizione di corrente in cui ai capi dell'interruttore cioè tutta la  $v$  ai capi del diodo non cambia nulla (porta  $I_L$  e in conduzione)  $i + i_A = I_L$   
 A un certo punto si arriva alla  $v$  completa transizione di corrente, dopo inizia la transizione di tensione. Andamento nelle transizioni, la  $f$  frece indica gli andamenti monotoni.  
 Studio dei componenti per dominare in segno e in quantità della derivata.  
 Se derivate sono molto forti  $\rightarrow$  ETI perché abbiamo rapido d'idealità di riferimento per avere la minima interruzione energetica e la derivata costante  $\rightarrow$  e la realtà, la natura non complica.  
 derivata costante durante le transizioni.  
 In ciascun sotto-intervallo impongo una modellistica semplice, si riesce a fare se individuo l'intervallo giusto, "spezzo il capello".  
 È semplice a tratti per modellistica, analisi a tratti.

$\Delta t_i \rightarrow$  transizione di corrente  
 $\Delta t_v \rightarrow$  transizione di tensione

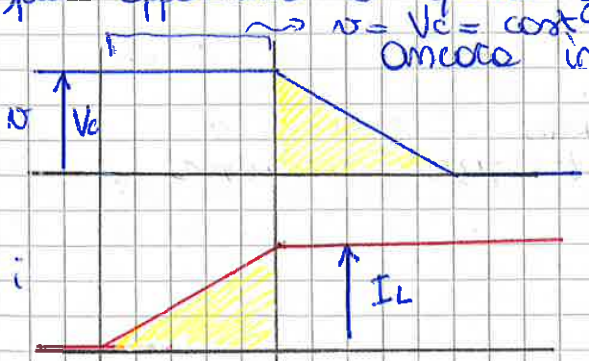
Se approssimazioni sono nei raccordi, come avvenivano. Dal punto di vista dell'integrale si usano gli intervalli discontinui o Etti  $\rightarrow$  RAMPA

$$E_{t-on} = \int_{0}^{\Delta t_{on}} p(t) dt = \int_{0}^{\Delta t_{on}} v(t) i(t) dt = V_c \int_{0}^{\Delta t_i} i(t) dt + I_L \int_{\Delta t_i}^{\Delta t_{on}} v(t) dt$$

Si mantengono le forme d'onda a rampe di rif. ideale perché si mettano in luce in modo semplice le perdite.

$$\begin{matrix} \uparrow & & \uparrow \\ t \frac{I_L}{\Delta t_i} & & (1-t) \frac{V_c}{\Delta t_v} \end{matrix}$$

L'approccio esatto matematico è sbagliato, l'approccio più opportuno è quello grafico.



$v = V_c = \text{cost}$  perché il diodo è ancora in conduzione.

fattore di forma, nella realtà  $\approx 1/2$ , altrimenti transizioni non dominate

$$E_{t-on} = V_c \frac{1}{2} I_L \Delta t_i + I_L \frac{1}{2} V_c \Delta t_v = \frac{1}{2} V_c I_L (\Delta t_i + \Delta t_v)$$

Con l'oscilloscopio guardando il tempo si l'energia

Al turn off succede come se il tempo fosse al contrario perché le caratteristiche sono non dinamiche

$$E_{com} = \frac{1}{2} V_c I_L \Delta t_{com}$$

$$\Delta t_{com} = \sum \Delta t_{v,i}$$

considera, ma turn on o turn off

(interruttore comando) perché ha commutazione, il diodo è non dinamico no!

$\Delta t_i$  TURN ON /  $\Delta t_v$  TURN OFF



Il valore di mercato migliore si ha quando i termini sono più o meno uguali, stesso ordine di grandezza.

Cosa significa?

- Un convertitore che commuta ad bassa  $f$  dà poca prestazione dinamica e dunque il primo termine non esiste (e- trascurabile).  
Se lo stesso convertitore commuta a  $f$  doppio, chi lo acquista è disposto a pagare il doppio, a fronte del raddoppiamento della prestazione dinamica. (valori + perdite)  $\propto \omega$

- Altra ragione

Migliori dispositivi in termini di caduta di conduzione sono i peggiori dinamicamente in commutazione (vale il viceversa)

CADUTA DI CONDUZIONE: avere facilità nell'attivare i portatori di carica, collegato al tempo

- Analogamente i due termini sono in conflitto e la loro relazione dipende dalla fisica dello stato solido. A miglior ragione l'ottimo si ha quando i termini sono  $\approx$  uguali

- Abbiamo considerato  $D=1$  perché corrisponde al worst case di conduzione ( $\omega$ )

La cella canonica ha anche il diodo in cui

$P_{INT} \ll P_{COND}$  a maggior ragione

Essendo esso dinamicamente ideale  $P_{COND} F_W = 0$

Per avere una modellistica di perdite completa occorre considerare anche la perdita nel diodo

$$P_{COND} F_W = V_C I_L \left\{ (1-D) \frac{V_F(I_L)}{V_C} \right\} \leftarrow \begin{array}{l} \text{caduta di tensione} \\ \text{forward del diodo} \end{array}$$

Il diodo conduce quando l'interruttore comandato è in interruzione (complemento a 1 di D)

Per i calcoli di efficienza contano i due termini di perdita di interruttore e diodo, efficienza della cella canonica, parti attive

Per i calcoli termici di dimensionamento ogni dispositivo contempla le sue perdite

Se  $V_{AV}(I_L) = V_F(I_L)$  nelle perdite (complesive interr. +  $F_W$ ) della cella la dipendenza da  $D$  sparisce

Per l'efficienza la dipendenza da  $D$  è + facile

Complementarietà di stato: perdita totale è la somma delle perdite dei singoli componenti nella cella canonica o termine impresso (o conduce interr. o conduce diodo): c'è sempre qualcuno che conduce

Finora abbiamo analizzato il livello  $\phi$  (funzionalità) per la struttura canonica di conversione

→ Traiettorie di commutazione definite  $\rightarrow$  aree di lavoro possibili  $\rightarrow$  costo, compatibilità  $v, i$  del componente







rapporto ai suoi gli effetti, nel gradino ( $\Delta T$  di impulso). Ampiezza gradino  
 • Resistenza termica allo scambio - capacità termica  
 di accumulo  $\rightarrow$  costanti di tempo termiche e la relazione tra  
 MACCHINE ELETTRICHE  $\rightarrow$  ore. Semicaduttori  $\rightarrow$  minuti/secondi  
 Costanti di tempo qui sono <sup>decime di</sup> millesimi secondi e "spare" un  
 impulso di decime di microsecondi ha un effetto in regime  
del reapprodo tra tempo e costante di tempo e  
potenza dissipata in ragione della potenza media  
dissipata. Esiste e regtimo, a due stadi

$$\Delta T_{j-s} = (\Delta T_{j-s})_{DC} + (\Delta T_{j-s})_{AC,MAX} + \Delta T_s$$

$\underbrace{\hspace{10em}}_{MAX \text{ [continua]}}$ 
 $\underbrace{\hspace{10em}}_{AC,MAX}$

• ampiezza massima componenti AC sovrapposte che non posso distinguere  
 perché la forma d'onda non è nota, e non canonica

$\hat{\Delta T}_{j-s} \ll \Delta T_{j-s}$

$\hat{\Delta T}_{j-s}$   $\rightarrow$  ampiezza       $\Delta T_{j-s}$   $\rightarrow$  medio

l'ampiezza delle componenti alternati  
 nel mondo termico è inferiore del  
 salto di temperatura medio

$f$  fenomeni intensissimi e  $t$  basso (commutazioni)  
 e fenomeni meno intens. e  $t$  maggiore  
 contribuiscono  
 Nelle nostre approssimazioni

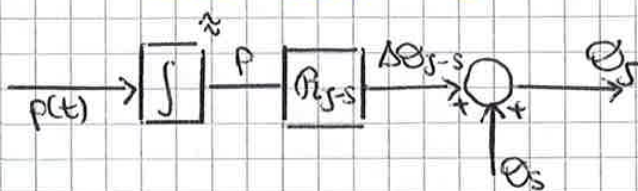
$$\Delta T_{j-s,MAX} \approx \hat{\Delta T}_j(T_{sw})$$

approssimazione, grazie al fatto che  $f_{sw}$  è così alta ( $T_{sw}$  piccolo)
temperatura media mediata nel periodo di commutazione  $T_{sw}$

Trascuro componenti alternative di temperatura  
 nel singolo periodo di commutazione  
 Facciamo il calcolo solo in relazione alle  
 resistenze termiche e la potenza media nell'ambito  
 del calcolo nei tempi per il periodo di commutazione

$$\Delta T_{j-s} \approx R_{j-s} \cdot P$$

Non conta ciò che produce la dinamica (comp.  
 alternative) quindi non esistono le C, esiste  
 solo la continua. Modello termico stazionario



Schemi semplificati  
 Vali per tempi piccoli,  
 periodi di commutazione  
 PWM da parte dinamica  
 e talmente pesante da  $f$  e  
 fatto a parte si stimola il  
 sistema resistenza equivalente  
 a  $\Delta T_{j-s}$  resistenza così valori med.

Approssimato molto bene nei convertitori  
 stato dell'arte non vale per convertitori  
 a commutaz. naturale, questo perché la periodicità è  
 quella del periodo elettrico di correlazione energetica e non  
 piccolo a piacere. Per commutazione dura nella decina di ms,  
 il periodo  $T_{sw}$  dura centinaia di  $\mu s$  (decimo di kHz). Nella  
 conversione a comm. naturale la durata delle commutazioni  
 ha la periodicità delle grandezze elettriche di correlazione  
 energetica ( $T = 20 \text{ ms} @ f = 50 \text{ Hz}$ ): non si possono trascurare le  
 componenti alternative. Dato che le componenti alternative di tempe-  
 ratura riflettono a stambezza i componenti perché esiste una rela-  
 zione di dilatazione termica a temperatura, se la periodicità di  
 tali componenti è di  $f$  suff. basso tab da produrre effetti termici  
 che causano a loro volta sollecitazioni meccaniche, allora  
 l'approssimazione  $\Delta T_{j-s,MAX} \approx \hat{\Delta T}_j(T_{sw})$  non vale più.



16/10/2018

lunghezza  $\theta_{MAX}$  con  $\theta_{media}$  perché le componenti oscillative sono trascurabili.

Abbiamo una funzione nel tempo che lo vediamo come somma di componente media e componente alternativa (quando è possibile dobbiamo dimostrarlo volta per volta)

$$x(t) = \underbrace{x_T}_{media} + \underbrace{x_{AC}}_{alternativa}$$

$$x_{MAX} = x_T + x_{AC}$$

Se valore massimo è la somma dei due componenti  $\left\{ \begin{array}{l} \text{componenti continue} \\ \text{ampiezza} \\ \text{alternativa} \end{array} \right.$  e trascurabile: le costanti di tempo sono  $\gg$  del periodo delle grandezze fisiche, termiche nel periodo di commutazione degli stati (mondo termico)

$f = 10 \text{ kHz}$  CONVERTITORI      DATA SHEET COMPONENTI BT  
 $T = 100 \text{ ns} \rightarrow$  periodo commutazione       $\tau = 100 \text{ ms}$  costante dominante  
 confronto tra  $100 \text{ ms}$  e  $100 \text{ ns} \rightarrow 3$  ordini di grandezza  
 tra gli intervalli di tempo delle commutazione e la costante di tempo  $\approx$  solo 6 ordini ( $100 \text{ ns}$  vs  $100 \text{ ms}$ )

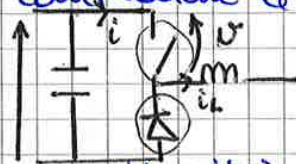
$\theta_{MAX} \approx \theta$  ai limi del calore nel periodo di commutazione PWH ( $100 \text{ ns}$ )

Dipende dall'applicazione (bisogna conoscere  $n$ , ampiezza picco-picco a  $20 \text{ ms}$ )  
 Il costruttore fornisce le resistenze e le capacità termiche per poter sviluppare modello termico

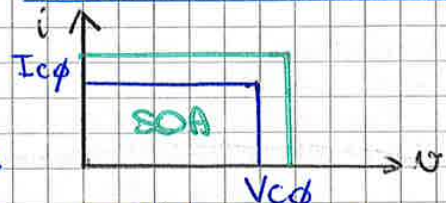
$$P_{CON} + P_{COND} = V_c I_c \left\{ \frac{R_{thCON}}{2T} + D \frac{V_{th}(I_c)}{V_c} \right\}$$

Abbiamo definito la cella canonica come interuttore comandato + diodo, quindi la cella a diodo che realizza la compatibilità generale delle commutazioni attraverso delle traiettorie di commutazione dinamicamente e v.d.s di conversione pre-disposte

per la continuità di tensione agli estremi di deviazione e la continuità di corrente al comune di deviazione esplicitate dalla presenza di una capacità e di una induttanza e quindi fanno parte indistinguibile della cella canonica.



avveduta: dinamica ideale, il modello dei componenti è indipendente dal tempo, non le commutazioni



Senza  $C$  e  $L$  non ha senso la configurazione. Se parti reattive garantiscono che nella esecuzione delle commutazioni (da parte di due componenti dinamicamente ideali e cui caratteristiche di conducibilità variabile non dipendono dal tempo) nel piano  $v-i$  le caract. di commutazione dell'inter. avvengano in modo dinamicamente ideale attraverso le transizioni di  $v$  e  $i$ .  
 Il campionamento di  $v$  e  $i$  possono essere diversi allo zero perché le  $v$  e le  $i$  sono componenti reattive variabili da una commutazione o sull'altra da singole commutazioni.



grazie a  $L$  e  $C$  avviene in continuità di  $v$  e  $i$ .  
 l'analisi nel piano non è completa perché al punto 1  
 c'è  $V_{MAX}$ ,  $I_{MAX}$ ,  $\theta_{MAX}$

Bisogna considerare un componente che per tutte le specifiche  
 siamo dentro con SOA, traiettorie di commutazione rettangolare.  
 Problema risolto:

- $V_{MAX}$ ,  $I_{MAX}$  risolte con SOA
- $\theta_{MAX}$  risolto con  $\theta$  (modello termico  $T_e > T$ )

- dalla quale calcolo  $\theta_{MAX}$  con equivalente termico

A livello 1 bisogna calcolare la potenza dissipata  
 da ciascun componente, potenza che immette nella singola  
 giunzione (non ho però calcolato quella totale). Perdite interruttorie:

$$P_{SW} = V_C I_L \left\{ D \frac{V_{eq} \tau_{eq}}{V_C} + \frac{\Delta t_{eq}}{T} \right\}$$

integrale a tratti reale quasi per fetta

con potenza esprimibile come termini moltiplicativi rispetto al  
 prodotto di commutazione. Per l'interruttore sono 2

$D$ : quanto tempo sta in conduzione

$V_{eq}$ : tensione, caduta equivalente in conduzione che rappresenta  
 la potenza dissipata rapportata alla tensione (v.d.s. capacitor) =  
 + un tempo eq. di commutazione rapportato al periodo.

Per il diodo grazie al fatto che c'è l'averos (0 e in on  
 o e' in OFF, ma stato intermedio  
 $\rightarrow$  ci sono solo le perdite di  
 conduzione)

$\rightarrow$  Perdite nel diodo solo di conduzione  
 cercare le condizioni peggiori:  $D=1$ , nel wc sporisce (che  
 può essere considerato in casi specifici)

[Modello dei componenti non dinamico che non dipende  
 dal tempo (averos, idealità componenti non commutazione)  
 motivazione tecnologica: conflitto tra  $V_{ON}$  e  $\Delta t_{eq}$

$V_{ON} \uparrow \quad \Delta t_{eq} \downarrow$

Prestaz. dinamica in caricato a  $f$  comm. (pago di + se il  
 convert. ha + prestazioni dinamiche, commuta cioè a  $f$  superiore;  
 $\rightarrow$  costo energetico, dimensionamento, progetto

PRESTAZIONE DINAMICA VS EFFICIENZA (diss. termica)

bilanciamento  
 per aver  
 caratter. migliori

3)  $P_{diss} = P_{SW} + P_{FW} = V_C I_L \left\{ \frac{V_{eq}}{V_C} + \frac{\Delta t_{eq}}{T} \right\}$

Nella somma  $D$   
 sporisce, il  
 conduce il tutto

Esiste una caduta equivalente che non dipende / dipende  
 poco da  $D$

$V_{eq}$ : inverter o tensione impressa c'è pochissima di differenza  
 nella conduzione del diodo o dello interuttore

Questa distinzione usata per mettere in luce che per calcolare il  
 dimensionamento termico e il rendimento ( $P_{diss}$ ) a suo delle

vc: ricerca dei parametri peggiori il massimo  
 della funzione con tutti i parametri

Per il rendimento si parla invece di caso tipico,  
 nel caso nominale

l'efficienza si calcola nelle condizioni nominali (poi possono  
 essere riportati in grafici al variare di parametri ma è nell'analisi  
 superiore)

• differenze anche solo a livello di formulazione ( $D$   
 dove non ha senso eliminarla e invece  
 nel rendimento dove non c'è). Queste formule verranno  
 anche usate in modo diverso: WC trova i parametri  
 peggiori, massimo di funzione in un caso (condizioni  
 peggiori termica) mentre nel calcolo dell'efficienza  
 non calcolo wc ma caso tipico





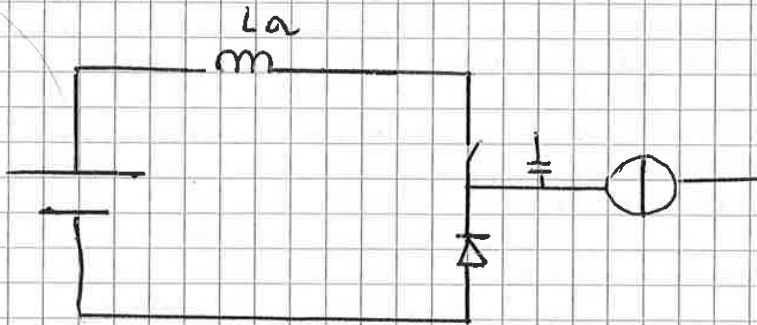
**SIMBOLO**

Condensatore elettrolitico: accumula ad alta densità di energia (sist. a tensione impressa)  
 È così grande che domina la dimensione della maglia in commutazione.

Essendo grande la maglia è grande anche l'induttanza. Dualmente senza considerare i fenomeni reattivi interni ai componenti, considerando l'induttore (macchina elettrica qualsiasi) ci sono dei parametri capacitivi parassitici sul comune di deviatore.

Il dimensionamento per dominare risp. derivative e per un taglio elevato dei componenti reattivi di potenza e quindi componenti parassitici uguali grandi che incidono sulla traiettoria di comm. è sul SOA.

Le reattanze di commutazione durante le commutazioni sono considerati costanti → sono "belli grassi" (quindi non è un sistema del 1° ordine)



Qualunque parassitismo incide solo su una commutazione

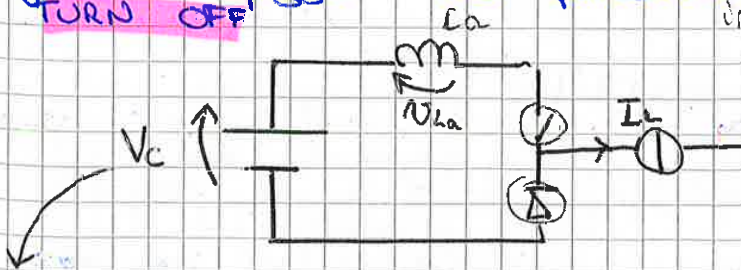
- TURN ON - II -
- TURN OFF - m - La

Sappiamo quindi in quale analisi dobbiamo considerare cosa

Cominciamo dal semplice svolgimento induttivo perché al TURN ON ci sono fenomeni peggiori del parassitismo capacitivo

TURN OFF

induttanza parassita ultraveloce inaccettabile



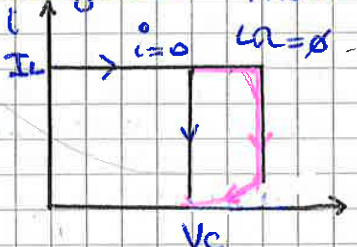
Costanti al turn-off, dominano in tutto il periodo di commutazione e quindi uso la massima Usiamo una filosofia che va bene quando il sistema ha  $\eta \rightarrow 1$  ed è il sistema a iniezione virtuale



• commutazione  
 - aumento costo (aumento SOA)  
 - dipende dal valore max della derivata  
 Peggioramento nel dimensionamento tecnico, della  
 bobina → altro aumento di costo che dipende  
 dalle integrazioni  
 Il minimo di costo si ottiene dominando le transizioni  
 a derivata costante (monotona) ma variabile.  
 Possiamo dire che

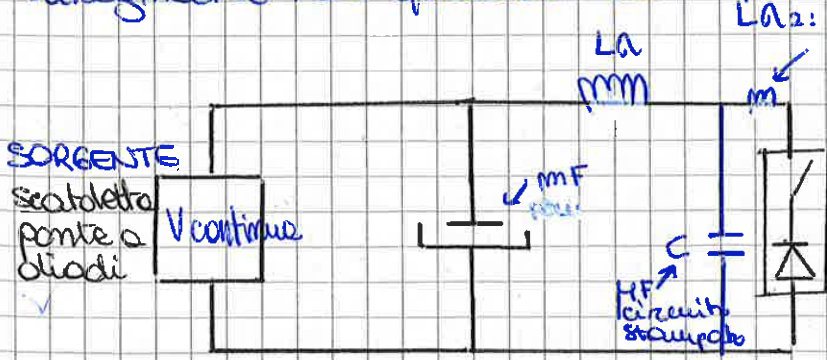
$$i_{L \text{ MAX}} = \frac{I_L}{N_i}$$

Data il tempo  $N_i$ , il paracosto è dato da:  
 Traiettoria di commutazione traslata: marginalizza  
 Resta di come avviene il riaccordo tra la  
 traiettoria di corrente traslata e quella precedente.  
 Dopo si è stavi che si arriva a OFF.  
 Per ora trascuriamo la spigolosità  
 per la SOA basta dimostrare che in quel  
 frangente non ci sia un picco di tensione



• l'induttanza della maglia di commutazione è sempre troppo grande rispetto alle prop. dinamiche dei componenti reali

Si può fare l'analisi duale di TURN ON  
 Questo marginalizza e inaccettabile con i condensatori  
 reali: le derivate di  $i$  moltiplicate per  $L_A$  reale così  
 delimitar produrrebbe marginalizza inaccettabili: • max mod 200V  
 Tensione max commutata è 500-600V, in tutto il  
 mondo industriale con tutte le induttanze parassite si  
 arriverebbe sempre al questo di sovratensione (3500V)  
 da maglia in commutazione non è quindi quella  
 disegnata, c'è qualcosa di superiore



$L_A$ : almeno di un ordine di grandezza inferiore di quella grande

10 A ms? 10 kV migliaia di Volt, non si può  
 1 MH } commutare così

la reattanza è di ordine superiore  
 In tutte le applicazioni HT/ stampato si fanno dei  
 condensatori direttamente ai terminali. La continuità è  
 data dalla maglia piccola (e come spezzare in due  
 sottomaglie)



17/10/2018

Laboratorio componenti

Come sono i conduttori di potenza (punto di vista fisico)

Reticolo cristallino

si riferiscono e il diodo

Partendo dalla storia ci sono vari materiali usati per i semiconduttori, quello prevalente è stato il silicio (conversione in  $HT-RT$ , costo...)

Le proprietà di buona conduzione sono + difficilmente raggiungibili della buona interdizione (non dinamico). I semiconduttori disponibili hanno "proprietà dielettriche" che assomigliano alle prop. dei migliori isolanti; quelle di conduzione sono "lontane" dalle migl. proprietà di conduzione dei metalli. Le caract. che dominano la realizz. dei semicond. di potenza sono le prop. specifiche realizzabili in intered. e solo stato non dissipativo, la parte che il gradiente di campo,  $E_{max} \sim 100 \text{ kV/mm}$  per i semiconduttori (deagaggio  $\phi$ )

$E_{max} \sim 100 \text{ kV/mm}$   
 $\phi \leftarrow$  dimensione

Problema della fragilità del materiale di partenza, reticoli cristallini con spessori piccoli. L'industria fa fatica anche con reticoli spessi  $\rightarrow$  disco sottile terminali

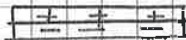
Densità di corrente:  $A/mm^2$

- potenze bassissime per conduttori
- non vale per semiconduttori, ci sono fenomeni di caduta che non dipendono dallo spessore

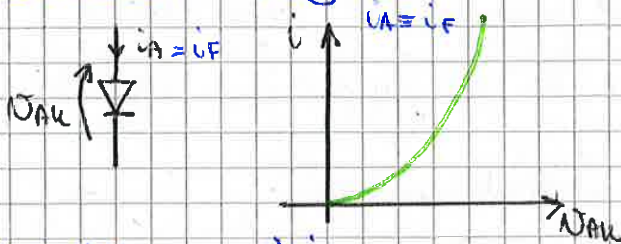
DISCO INTRINSECO per semiconduttori di potenza

Posso realizzare i diodi da questi dischi:

- \* 2 dischi premuti tra loro, giunto intrinseco opposti come realizzare le proprietà di deagaggio a partire da un materiale
- \* + semplice deagare 2 parti in modo opposto e ottenere un deagaggio omogeneo
- Giunzione meccanica di due dischi deagati in modo opposto



Caratteristica non lineare lavoro di estrazione dei semiconduttori dal reticolo: soglia



Tensione minima che bisogna applicare, il reticolo di per se non è conduttore. Diventare conduttore: avere disponibilità dei portatori di carica. L'attivazione è al carico del circuito esterno, dissipazione energia.



### contatto distribuito

facciamo componenti di grande potenza  
 la potenza per la conduzione è nel punto "intimo"  
 ed è difficile da esportare.  
 I limiti sono dati dal calore, come riesce a portarlo  
 via lungo l'asse longitudinale.  
 I semiconduttori non sono buoni conduttori elettrici / termici

Proprietà elastiche e termiche dipendono dal drogaggio  
 Sollecitazioni di stanchezza: tutto si muove a  
 variare di  $T [^{\circ}C]$ , chi... tira chi... comprime  
 e se si rompe non funziona +

→ Disomogeneità meccanico-termica  
 Poiché c'è  $J$  i componenti grandi sono + problematici  
 la prestazione meccanica del metallo esterno (rame)  
 sono normali e poco compatibile con il silicio  
 Si cerca di realizzare il filo di scorrere  
 → buon contatto per pressione con libertà di movimento  
 laterale meccanica

connessione elettrica: buona da entrambi i lati

connessioni termica  $\begin{cases} \nearrow \text{single-side cooled} \\ \searrow \text{double-side cooled} \\ \text{(grande potenza)} \end{cases}$

di slittamento è possibile nonostante la pressione.  
 All'esterno bisogna usare il lubrificante

- disco di Titanio che scivola rispetto al rame.  
 Silicio robusto grazie al buffer, sollecitazioni  
 che non si diffondono.  
 Approccio possibile se c'è omogeneità (anodo)
- sul catodo non è eseguibile perché bisogna  
 realizzare le connessioni di comando.  
 Ulteriore strato metallico senza resistenza  
 meccanica → platino  
 Da questa parte "vince il rame"

Single-side + complicati ma si aggiunge il problema  
 dell'isolamento → ossido di alluminio

limite termico. la prestazione che si ottiene è di  $1A/mm^2$   
 →  $5W/mm^2$  densità di potenza massima  
 smaltire il calore con prestazione  $< 10W/mm^2$   
 limite fisico di smaltimento calore  
 la SOA è correlata a quanto calore esporti  
 →  $AR \max 150^{\circ}$  ma "a riluttanza", in genere se in commercio  
 al max può lavorare a  $100^{\circ}$



Power modules: risolvono problematiche disponibilità  
 Componenti per realizzare la funzione di smaltimento  
 calore e la cella elementare (layer)  
 Componenti da circuito stampato costano di più se isolato  
 ma pessimo capacità dissipativa → meglio usare componenti  
 semplici e disporre bene

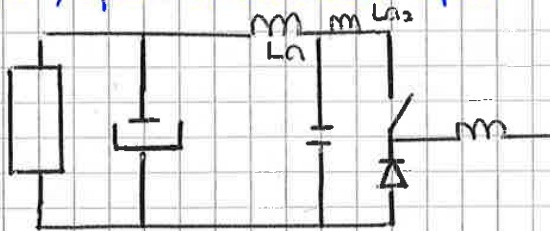
Pilotare il componente in basso ≠ pilotare componenti in alto

↓  
 potenziale fisso  
 ↓  
 + semplice

↓  
 potenziale del  
 carico con  
 commutazione  
 flottante  
 ↓  
 + difficile,  
 sofisticato  
 devono essere  
 immuni agli  
 effetti commutazione

18/10/2018

Risommanza: per essere risommanza il circuito deve  
 essere chiuso, qui interuttore aperto



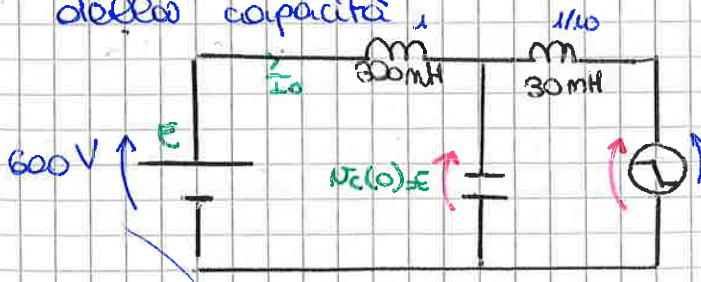
La seconda induttanza è piccola  $L_2 \ll L_1$ , un  
 ordine di grandezza in meno

mH / mH

$L_2 \rightarrow$  decime mH

→ Risposta a un certo evento con componenti iniziali di regime

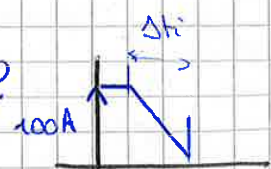
cercare di rispondere a sistema del terzo  
 ordine con generatore di corrente da a zero (tampa)  
 vedere cosa succede alle tensioni al variare  
 della capacità



$v?$

$i_{AT}?$

$V_m < 1kV$



da  $\delta$  (non risonanza) fino a forme d'onda che  
 mettono a posto le tensioni max ai capi  
 dell'interuttore (gen. di corrente)  
 Si instaurerà un'oscillazione permanente (non  
 totale) smorzato  
 memoria definitiva  
 Condizione → power module



è una limitazione di corrente, se no va a 0  
 è l'ultimo punto ancora stabile, poi il resto  
 non dà informazione.  
 Cambia anche la nomenclatura  $\left\{ \begin{array}{l} \text{breakdown} \\ \text{break-over} \end{array} \right.$

Esistono tiristori commutabili all'OFF in modo non controllabile come non è controllata la commutazione di ON

**TIRISTORI:**

- commutazione naturale  $\rightarrow$  + "storia",  $\checkmark$  reversibile (amalgamati)

Esistono tiristori commutabili all'OFF in modo controllabile  
 Applicazione:  $\left\{ \begin{array}{l} \text{circuiti di controllo} \\ \text{circuiti di commutazione} \end{array} \right.$  OFF mes  $\mu$  q non serve  
 si usano tiristori asimmetrici

Esistono tiristori non reversibili,  $\mu$  q pochi volt giusto per mettere un diodo in antiparallelo per proteggere dal quarto

A queste simmetrie / asimmetrie non c'è differenza nel simbolo, ci sono solo delle stanghette  
 1 stanghetta non commutabile all'OFF  
 2 stanghette commutabile all'OFF



G.T.O  
 IGCT

gate turn off  
 integrated controlled gate  
 thyristor

inietta  $i_g$  e' come se anticipa il breakover per spegnere un tiristore "bisogna piangere"  
 IGCT: il produttore dà il pilotaggio, corrente inversa che porta al TURN OFF, tanti condensatori  
 GTO: c'è un gate, la connessione al gate che è una induttanza parassita  
 sbulca il parassitismo per ottenere le caratteristiche reattive volute

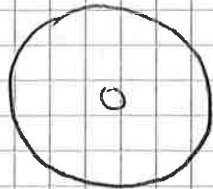
al dominio delle commutazioni è necessario una volta innescate procedono in retroazione positiva (bistabile); commutano in modo non controllato.

**TIRISTORI EQUIPOLANTI**

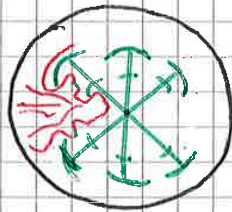
GTO, IGCT molto + scarsi in conduzione, dinamica migliore e' in conflitto con conduzione  
 Smaltisce i portatori vol d'ora + resistenza  
 Vuole in competizione con GTO e IGCT, vince i transistori.



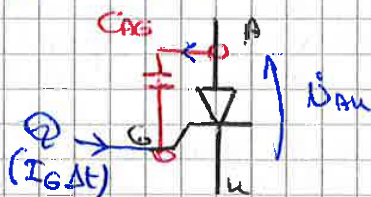
più i componenti sono grossi, più c'è dinamica, più è  
 difficile ottenere l'omogeneità perché le commutazioni  
 durano poco  
 l'ideale sarebbe avere la metallizzazione sul gate  
 omogenea  
 + omag. metalee. pilotaggio → peggio condiz. elettrica  
 su una delle giacce di potenza  
 Condizione di partenza: imperfetta omogeneità  
 Tiristori si privilegia la condiz. di potenza,  
 statica (+ importante della dinamica)  
 se tiristore è immerso al centro:



Per il gro. oltre alla metalliz. centrale c'è una  
 "raggera" e altre per diminuire il tempo di  
 propagazione.  
 Più spazio per metalee. gate comporta meno spazio  
 per la metalee. della condiz. di potenza



Con i tiristori il costruttore prende "facile la vita"  
 al progettista  
 Simbolo tiristore



semplice visione di un die di un semiconduttore  
 impulso che corrisponde a quantità di carica, e  
 stato di conducibilità dipende dalla carica.  
 se immetto la carica e ci sono le condiz.  
 giuste si inneco.  
 Il pilotaggio avviene grazie a  $I_G \Delta t$  indipendente  
 dal "quanto" (quanto  $I_G$ , quanto  $\Delta t$ ) vediamo il  
 concetto di carica

$I_{MAX} \rightarrow$  TURN ON

$V_{MAX} \rightarrow$  TURN OFF

Per come è fatto fisicamente (disco), se accumula  
 energia è un parassitismo capacitivo. Se c'è



diodo BE perché l'emettito  
re è in basso tensione  
quindi c'è + decaraggio.  
Questo diodo non  
sostiene tensione inversa  
mentre il diodo EB  
deve sostenere tutta la  
tensione del transistor.  
Un caract. di pilotaggio  
è dovuto al fatto che  
se uno immette in  
questa quantità di carica  
influisce la conducibilità  
di tutti i diodi



La migliore caratteristica di interdizione si ha con il sovrafiltraggio

Parte 2

generatore di corrente

$$i_c = i_b h_{fe}$$

guadagno favorevole rispetto all'emittitore

emittitore comune  $\left\{ \begin{array}{l} \text{chiude corrente di collettore} \\ \text{chiude corrente di base} \end{array} \right.$

Il guadagno di corrente cambia con la tensione,  $h_{fe}$  e funzione dello  $V_{ce}$  e della temperatura di giunzione

$$i_c = i_b h_{fe}(V_{ce}, \theta_j)$$

La mentalità parametrica si mantiene anche fuori? Breakdown pendenza negativa, gradiente sbagliato

$V_{ce} < \phi$  pericolo con mentalità in corrente (badano - 2V) quando il componente è importante per non avere i di fuga d'interdizione in zona attiva e complicato per ottenere la miglior interdizione (cercolo aperto)

tramite 1000 V  $h_{fe} = 50, 100, 150$ .

1 mA  $\rightarrow h_{fe} \rightarrow$  100 mA

Nella zona di Breakdown diverge, guadagno talmente alto da perdere omogeneità  $\rightarrow$  hot spot termici; si perde il dominio attivo dello stato di conducibilità

Non ha senso la modellistica  $i_c = i_b h_{fe}(V_{ce}, \theta_j)$  in questa zona, si perde affidabilità perché non c'è monotonicità finché non c'è corrente si ha CB, come diodo

La mentalità parametrica è mantenuta nella caratteristica di ON, i luoghi a  $i_b = \text{cost}$  pregano in basso, al posto di  $i_b$   $i_c$  cioè diminuisce il guadagno. Si ha un sviluppo resistivo. Gli elettroni in  $\Gamma$  finiscono in N  $\rightarrow$  ricombinazione bisogna rifornire

Dal punto di vista energetico A simetria, caratteristica particolare

$$P_{cond} = I_c V_{ce} + i_b V_{be}$$

mantengo conducibilità iniettando corrente, la BE è polarizzata direttamente come diodo  $i_c V_{ce}$  al limite è prop a  $i_b V_{be} \rightarrow$  come  $R_i^2$



Si rappresenta come

$$P_{cond} = I_C \left\{ \frac{V_{CE}}{SAT} + \frac{V_{BE}}{h_{FE, SAT}} \right\}$$

$h_{FE, SAT}$  perché diverso da quello della zona attiva, e di saturazione

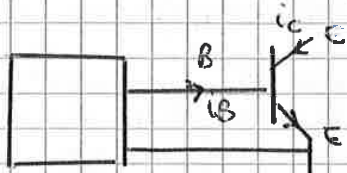
Quando  $h_{FE, SAT}$  diventa 1 i due addendi si sommano  $V_{BE}$  diventa dominante e non trascurabile.  $V_{BE}$  è costante, una soglia

Nessun transistor di potenza viene fatto lavorare alle caratteristiche di saturazione

Il primo addendo è proporzionale,  $V_{BE}$  è una soglia costante.

Esiste un minimo di  $P_{cond}$  ma non si arriva al limite di questa funzione complicata perché si scature con  $I_B$  commutazione in cui si avrebbero perdite troppo elevate.

Il circuito di pilotaggio è un circuito di basso tensione che deve chiudere il circuito elettrico, se si impila corrente in B bisogna riprenderla da qualche



parte, rispetto ad E con eluidi rispetto alla corrente di base prescelta e una tensione di una giunzione forward (bassissima). Le dimensioni del circuito di pilotaggio ottimale è quello che

chiude il pilotaggio tra base ed emettitore. C va a 1000 V, B è a  $\approx 10$  V; quindi è dimensionato per  $V_{BE}$  e  $I_B$  necessari. In condizioni di saturazione  $I_B \approx I_C$ , circuito di pilotaggio di 500 A x 2V  $\rightarrow$  è un circuito di pilotaggio di potenza intermedia quindi oltre alle problematiche dell'ottimizz.

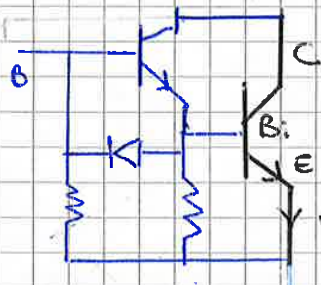
della perdita per conduzione, dell'impaz di ottenere l'ottimo per le perdite di commut. Omdare troppo nell'inviluppo a sx

Darlington: ridurre corrente, potenza, costo

Riduco corrente di pilotaggio, pilotaggio potenza

Tra C ed E c'è un circuito di pilotaggio + piccolo, come interruttore  $V_{CE} = V_{BE}$  (in realtà  $V_{CE} > V_{BE}$ )

da "sfuga" del darlington e  $V_{CE, SAT} > V_{BE, E}$  (interna)



Prodotto dei guadagni di corrente

Se il transistor di potenza guadagna poco (es 10)

e il pre drive un po di  $\beta \rightarrow$  si arriva a  $\approx 100$

Una volta si usava il darlington (un altro stadio)

due stadi di saturazione di 2 giunzioni

Prodotto di 3 guadagni in saturazione



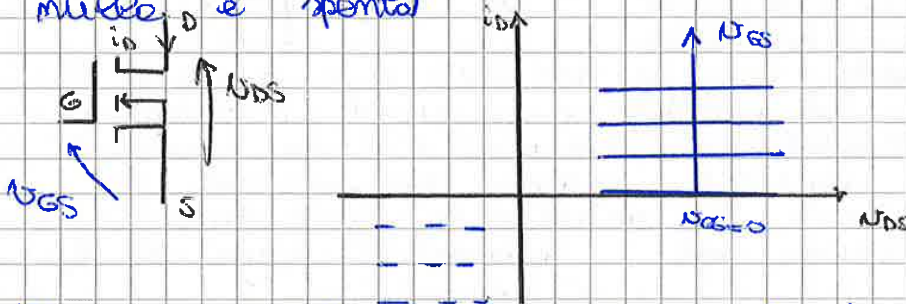


canale p in bassissima tensione, allora potremmo il canale p in e' perche' comunque si sono evoluti i circuiti di pilotaggio e quindi si usano sempre gli n

24/10/2018

Stavamo caratterizzando il MOSFET; in termini di caract. del  $I_D$  di conduzione in piena zona attiva, la realizzazione delle sue realizzazioni dominio manometrico dei dragaggi e degli isolamenti fa in che le caratteristiche sono orizzontali al variare del comando.

Il comando e' un campo elettrico sul canale semiconduttore, estrai i portatori di carica di attiva e' un MOSFET enhancement-mode (se non applica nulla e' spento)



Il campo elettrico di comando e' la tensione tra GATE e SOURCE

Per  $V_{GS} = 0$  ho le caract. di interazione caratteristica perfetta  $I_D \rightarrow$  dominio perfetto. Per quanto riguarda la legge di trasconduttanza si possono usare le leggi matematiche ma e' meglio il metodo grafico.

Troviamo la relazione tra  $I_D$  e  $V_{GS}$

Non conduce fino a una soglia di conduzione, i portatori non vengono attivati prima.

Dopo abbiamo una legge

Quadratica  $(V_{GS} - V_{th})^2$   
 COMPONENTE QUADRATICO

Per noi non e' così perché dopo un certo livello e' lineare, comportamente aritmetico per alta densità di corrente.

A noi ci interessa questo ultimo tratto lineare, possiamo propagare questa condizione fino alla zero o troviamo una nuova soglia che interessa a noi

AREA ATTIVA

$$I_D = \beta (V_{GS} - V_{th})^2$$

Proporzionalità permette una costante  $\rightarrow$  una conduttanza conduttanza forward; trasconduttanza a source comune (ci vuole potenza e pilotaggio)





L'inviluppo a sx è una retta, questa caract. di conduzione esiste anche nel III q. Ho componenti in //: per una certa corrente ho cadute di tensione nel canale e diodo (per stessa  $I_D$ ). Se uno volesse usare il MOSFET come diodo (intersezione di ricalcoli)

Questo parallelo è un DIODE LESS P.C. (power conversion) Possibilità di usare un mosfet al posto del diodo, per certe applicazioni: non si usa più il diodo. Pare si posiziona la  $I_D$  del MOSFET rispetto alle caratteristiche del diodo.

$r_{th} < r_p$  → impossibile quindi esiste sempre intersezione

Qu'è la corrente nominale  $I_D$ ? Definita da  $R_{th}$  guardando la conduzione  $I_D$  dipende da  $P_{loss}$  e da limiti fisici

$$P_{ON} = R_{th} I_D^2$$

↑ drain

$$I_{D,N} = \sqrt{\frac{P_{ON, nom}}{R_{th}}}$$

+ è grande la sezione + aumenta la  $P_{dissip}$ .

A parità di sezione (densità di potenza termica che passa) la  $R_{th}$  del mosfet dipende da:  
 • dimensione del canale → dipendenza quadratica  
 • riscaldamento del canale

$$R_{th} \propto V_{DS}^2$$

↑ breakdown

L'esponente 2 è centrale di riferimento per capire cosa succede

$$I_{D,N} \propto \frac{1}{V_{DS}} \sqrt{P_{ON, nom}}$$

tensione doppia →  $I_D$  si dimezza. Guardando il prodotto di dimensionamento e tensione di breakdown e corrente nom.

$$A_{dim} = const = I_{D, nom} V_{DS}$$

Noi dobbiamo vedere in realtà la caduta nominale  $V_{ON}$

$$V_{ON, nom} = R_{th} I_{D, nom} \propto V_{DS}$$

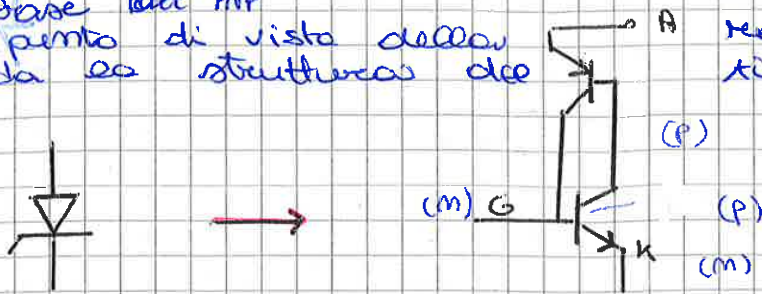
Più la  $V_{DS}$  del componente ↑ meno nasce interessante la corrente condotta dal canale. Il passaggio avviene intorno ai 200V

$V_{LV}$  Very Low Voltage P.C. da caduta potrebbe essere 100 mV → diventato tutto + piccolo

Quindi la diode less pc nel  $V_{LV}$  P.C. come livello di potenza è elevato  
 - riduce perdite conduzione diodo → riduzione volumi → riduzione materiali



nomenclatura: collettore del transistor PNP ed emettitore, sono in  
 Cto di transistor parassita. Collettore esterno = Emittitore  
 PNP. A livello interno il drain del mosfet coincide con  
 la base del PNP  
 Dal punto di vista della  
 ricorda la struttura del



riappresentaz. iconogr.  
 transistor

transistor PNP  
 se non e' suff.  
 base (to può  
 superare la soglia  
 del transistor.

"Parliamo a 4 strati del transistor"

Gate → N

È un NPN con un P aggiunto → PNP  
 Il problema dei primi IGBT era la sicurezza di non  
 attivare la conduzione da transistor; per riempire  
 un IGBT basta far immergere il gate di corrente  
 da transistor in un punto qualunque del die e questo  
 non si spegne +. È un disastro un transistor che non si  
 apre il primo IGBT erano i + delicati per il cortocircuito: PR  
 cto che tiene aperto il body die passa la corrente di collettore del

Oggetto pilotato come mosfet ma la conduzione è  
 realizzata con un dispositivo a 4 strati particolare  
 Nel centro + messo con MOSFET, industrialmente e produttivamen-  
 te è lo stesso oggetto; funzionalmente, elettronicamente / elettro-  
 è un altro mondo. MOSFET: bidirezionale. IGBT: unidirezionale.  
 caratteristica della caduta di conduzione; nello stato di

ONCE, SAT

$$V_{CE} = V_{DS} + V_{(E,B)PNP}$$

E ≡ S  
 ↑ IGBT ↑ MOSFET

$$V_{CE, SAT} = R_{ON} I_D + V_j$$

caduta di giunzione forward,  
 siamo nel I q  $V_j \approx V_F$

Dal punto di vista formale relazione tra

$$I_D = I_B, PNP$$

$$I_C, PNP = h_{FE} \cdot I_B, PNP$$

$$I_C, IGBT = I_E, PNP = I_C, PNP + I_B, PNP = I_B, PNP (h_{FE} + 1)$$

$$I_D = I_B, PNP = I_C \frac{1}{1+h_{FE}}$$

$$V_{CE, SAT} = I_C \frac{R_{ON}}{1+h_{FE}} + V_F$$

MOSFET      CADUTA SOGLIA IGBT

caduta giunzione silicio + diodo (soglia + comp. resistiva)  
 per corrente (frazione della totale)  
 posso vederlo come parte resistiva e costante

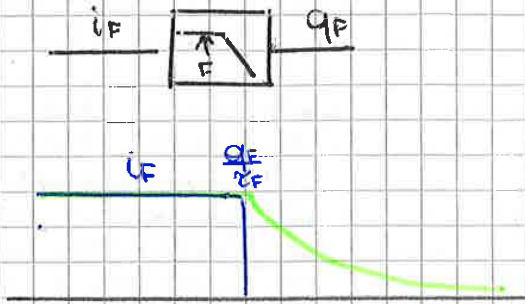


zione + veloce e controllata.  
 Trattamento della giunzione diverso e apertura TURN OFF  
 e in sistema non forzato, e in decadimento  
 Hoylet: dinamicamente perfetto, componente omogeneo  
 → le sue caratteristiche valgono anche in dinamica  
 Questo non è vero per qualsiasi effetto ~~bipolare~~  
 che dipende da  $f$  della corrente condotta, portatori  
 minoritari, ritardo

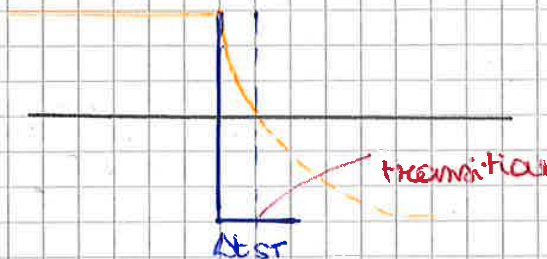
Caratterizzazione dinamica

**Diodo**

Dal punto di vista dinamico è un polo  
 Carica forward  $q_F$  e sua funzione  
 integrativa con un polo



Finché  $q_F > 0$  il diodo è in conduzione per sempre, e  
 un decadimento esponenziale  
 Ai terminali di questo comportamento interno, fisico  
 lo caratterizziamo come corrente negativa  
 Danno un gradiente negativo di corrente cambio  
 l'asintoto (non la costante di tempo)



$t_{storage}$ : tempo nel  
 quale con corrente  
 inversa il diodo continua  
 ad essere conduttore

Ho un decadimento forzato con asintoto negativo ma  
 arrivato a zero si ferma  
 Ci serve sapere il ritardo,  $t_{st}$  (storage)  
 che dipende dal rapporto tra corrente  
 forward e le correnti inverse; e il forzamento  
 dato dal circuito esterno

Forzamento con 63%, il  $t_{st}$  = alla costante di  
 tempo propria (che siamo se la risposta ha solo un  
 polo)

La densità di drogaggio non è costante, e proprietà  
 cambiano → la realtà è diversa

Come deve finire lo storage, limite con  $q_F$  e  
 dovuto aperto? In realtà non è dielettrico (c'è  
 se  $d \ll V$ , qui  $V = 0$  abbiamo la capacità a contatto)

Terminato  $t_{st}$  il comportamento esterno è ancora cto,  
 appena passa il c da  $\infty$  diminuisce  
 Quello che succede dopo si chiama transitorio, continuità  
 dinamica del parassitismo c. Non ci interessa questo



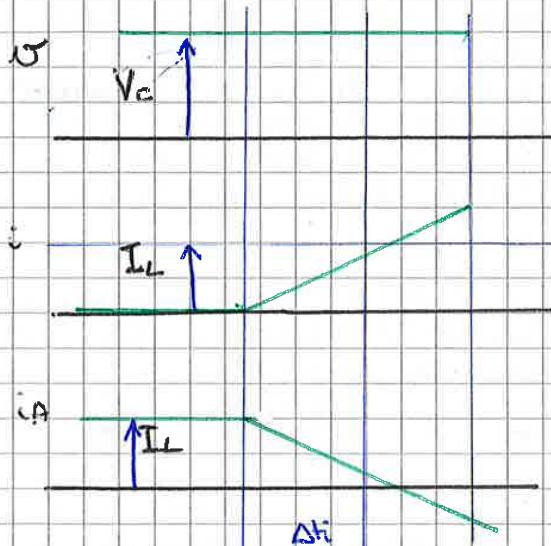
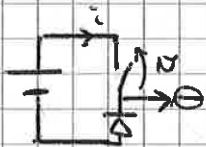
20/10/2018



Stimolazione ipotetica o rampa dell' $i_A$  (anodo)  
 Il comportamento da cto nel diodo si prolunga nel tempo  
 dopo che  $i_A = 0$

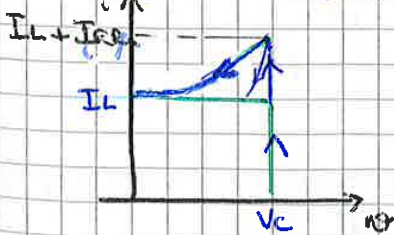
Il comportamento passa da forward a reverse  
 se siamo v-i non è significativo per il passaggio, infatti  
 ei dei le caratteristiche non dimoramiche  
 Questo muro è significativo, dopo il muro prende tensione  
 Quello che succede dopo non è generalizzabile, alcuni  
 curono lentamente (soft) altri velocemente; per ora non lo  
 affrontiamo.

Dal punto di vista dell'interuttore ci interessano  $\Delta t_i$  e  $\Delta t_{tr}$   
 Quello che succede per v-i dell'interuttore controllato  
 per prendere i con  $d_i = \text{cost}$  vediamo che per tutto  
 il tempo di transiz  $d_t$  dell'angolo corrente  $v_c = \text{cost}$ , la  
 corrente di anodo sul diodo  $\rightarrow$  si annulla



Se il diodo non si apre la derivata continua  
 $\rightarrow$  sovracorrente  $\rightarrow$  si può rompere

Ora facciamo il contrario: imponiamo la derivata  
 continua nel tempo) facciamo nel piano v-i. Altra  
 sfioriamo la SOA, ulteriore salita



Dal punto di vista della certificazione  
 cioè della SOA che racchiude le  
 traiettorie di commutazione quello che  
 conta di + è il punto di  $I_{MAX}$   
 (V e  $i_{A,MAX}$ ).  $I_{MAX}$  avviene al  
 termine del dissimmagazzinamento  
 se concetto del passaggio per 0

zero della corrente forward  $q_f$  diventa semplicistico rispetto  
 alle realtà del diodo perché questo modello del 1°  
 ordine è il modello dei diodi a giunzione  
 omogenea.



effetto e' IRR

$$E_{sg} + i = \frac{1}{2} V_c I_L \left( 1 + \frac{IRR}{I_L} \right) \Delta t_{sg} \left( \frac{\Delta t_i}{\Delta t_{sg}} + 1 \right) = \frac{1}{2} V_c I_L (1+F) \left( 1 + \frac{1}{F} \right)$$

Se il fenomeno e' lento il tempo  $\Delta t_{sg}$  e' costante, non dipende da  $di/dt$ , e' poco variabile. Questi rapporti sono fattore di forzamento (effetto rispetto a quello prima)  $\rightarrow F$ . La conversione statica sta sempre tra costo e efficienza. Supponiamo che l'energia persa diventi il parametro

$$\frac{\partial E_{sg} + i}{\partial F} = 0$$

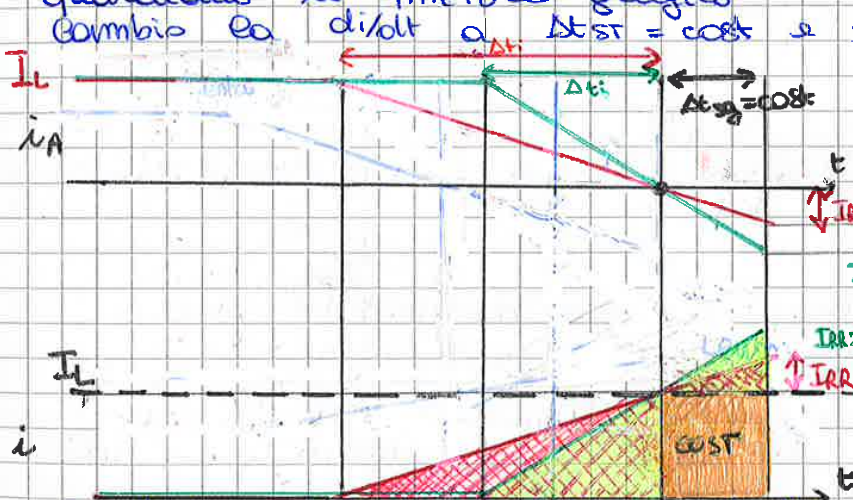
$V_c$  e  $I_L$  non dipendono da  $F$ , sono il punto di lavoro e consideriamo anche  $\Delta t_{sg} = \text{cost}$

$$\frac{\partial}{\partial F} \left\{ \frac{(1+F)^2}{F} \right\} = 0 \rightarrow F_{OH} = 1$$

$$2F(1+F) - (1+F^2+2F) \Rightarrow F^2 - 1 = 0$$

Il minimo di energia persa e' 1, e' il ottimo.

Guardiamo il metodo grafico. Cambio  $di/dt$  a  $\Delta t_{ST} = \text{cost}$



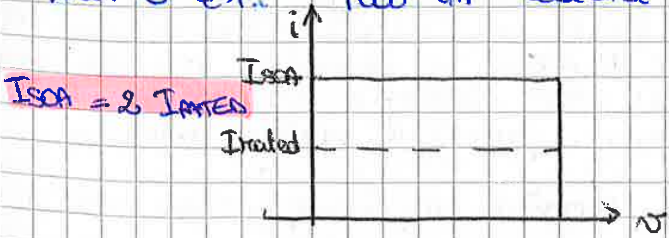
quindi al variare del tempo di transizione della corrente rispetto al  $\Delta t_{ST}$  se  $di/dt$  e' modesto abbiamo l'energia (J) della corrente  $di/dt$  rapida  $di/dt >$  abbiamo ridotto J della prima parte, su

quadrato e' ridotto lo stesso e l'altro e' aumentato moltissimo  $\rightarrow F_{OH} = 1$  quando le aree sono uguali

Rosso verde marcano lento  $\rightarrow$  forzamento lento L  
Rosso  $\downarrow$  V  $\uparrow$  con forzamento veloce

Se uno progetta per il minimo di energia persa,  $F_{OH} = 1$  e la SOA e' 2, raddoppia rispetto a quello con diodo ideale

Il fattore di forzamento effettivo varia compreso tra 0 e 1. Ha un reattore e' così vicino a 1 che



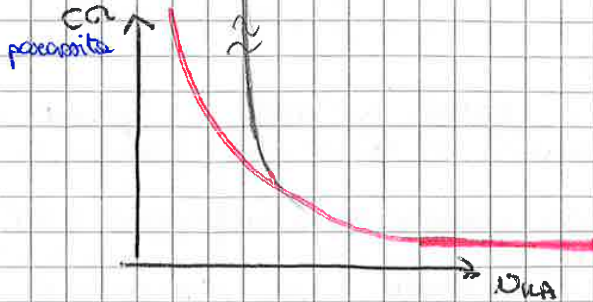
$$I_{SCA} = 2 I_{ATED}$$

tutti i power modules che sono costruiti con una corrente di SOA e' esatt. il doppio di  $I_{ATED}$   
 $\begin{cases} I_{ATED} = 100A \\ I_{SCA} = 200A \end{cases}$

Non e' casuale perché chi lo produce sa che chi lo usa lo utilizzerà non userà un fattore di forzamento



Il problema è la capacità parassita come fenomeno dinamico dominante. Da 5 anni si è sviluppata la tecnologia a carburo di silicio SiC → sostituire Si con C, il costo è alto, aumentano gli  $e^-$ . A questa durezza corrisponde un gradiente di tensione maggiore; negli ultimi questi diodi si fanno per produzione industriale con caduta di conduzione peggiore di un Si lento ma è competitivo e perdita di commutazione è minore.



comportamento orbitale  
 max non si può da Ca  
 valore non lo è  
 ci sono accoppiamenti e  
 esterni

In realtà è di ordine superiore. Per VUA basse le sup. equipotenziali intorno alle giunzioni non sono piane perché il metallizz. non è piano per ottenere una giunzione equivalente + grande in una sezione più piccola. Quando  $V_U$  supera un certo livello (es.  $10 \div 15V$  per un diodo da  $1000V$ ) si invertono le sup. diventano + piccole. Più  $V_U$  i gradienti diventano quelli tipici di una giunzione piana → sottile miglior. Quindi a  $V_U$  basse si ripiega, cioè una  $C_a \uparrow \uparrow$ . Comportamento non lineare, non c'è uno standard per descriverlo.

Lo storage non esiste + ma esiste un fenomeno a  $10 \div 25V$  di quantità di carica enorme comunque che bisogna spostare. IRR non esiste più ma c'è un po' di parassitismo (minore di quella dell'ottimo dello storage); ma non è sfruttato del tutto se no si avrebbe di nome un diodo smapp. I diodi Schottky sono in commercio ma non vengono sfruttati perché produrrebbero di più (ma sono vincenti perché dissipano di meno)

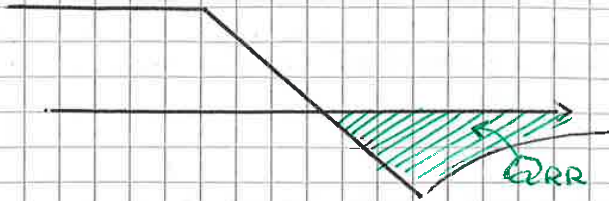


di carica inversa che non deve passare.

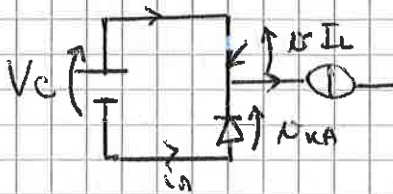
$$Q_{RR} = \int_{\Delta t_{rr}} i_{rr}(t) dt$$

$$\Delta t_{rr} = \Delta t_{sg} + \Delta t_{trms}$$

integrata da quando  $i < 0$  cioè lo storage <sup>fino alla fine</sup> quindi tutto il tempo di reverse recovery <sup>quindi</sup> dello stimolo ideale e quello a rampa per lo storage, sappiamo che <sup>si</sup> occorre al fondo



da  $Q_{RR}$  è significativo, è la variabile a cui  $\epsilon$  + di rettangolare collegato la perdita di commutazione del TURN ON



Perdite totali al TURN ON

$$E_{TOT} = \int_{\Delta t_{rr}} [v(t)i(t) + i_{rr}(t)V_{KA}] dt$$

Adesso il diodo può dissipare per commutazione al di fuori degli  $\Delta t_{rr}$  dovuta alla conduzione inversa (conduttività inversa per la softness)

$v(t)V_{KA} \rightarrow$  prodotto positivo 3° q (potere metterci anche tutte e 2 col meno)

$i_{rr}(t = \Delta t_{rr}) \rightarrow i_{rr}(t)$  CORRENTE REVERSE RECOVERY

sappiamo che  $I_L = i + i_A$

$$i = I_L - i_A = I_L + i_{rr}$$

$\leftarrow$  sovrapotenza

$$E_{TOT} = \int_{\Delta t_{rr}} [v(t)i(t) + i_{rr}(t)V_{KA}] dt = \int_{\Delta t_{rr}} \{ v(t)I_L + [v(t) + V_{KA}(t)] i_{rr}(t) \} dt$$

$$E_{TOT} = I_L \int_{\Delta t_{rr}} v(t) dt + V_c \int_{\Delta t_{rr}} i_{rr}(t) dt$$

In  $lab$  è impossibile usare una sonda di  $i$  ( $L$  a  $\uparrow$ , maglia enorme); è facile invece misurare  $v$  con disturbo di iniezione trascurabile, i puntali non inguisciano, metto in // sul po di  $C_a$  quindi in  $lab$  si può fare il primo integrale su  $v$  e l'oscilloscopio; inoltre ad essere facile e piccolo, il secondo termine è  $Q_{RR}$



Parte 2,

**DINAMICA TRANSISTOR** (intercattori pilotati)

semiconduttori ci sono fenomeni dinamici  $\left\{ \begin{array}{l} \text{reattivo} \\ \text{attivo} \end{array} \right.$   
 la differenza consiste nell'energia  $\left\{ \begin{array}{l} \text{spostamento e reattivo} \\ \text{dissipazione vera} \rightarrow \text{di ventos termica} \end{array} \right.$

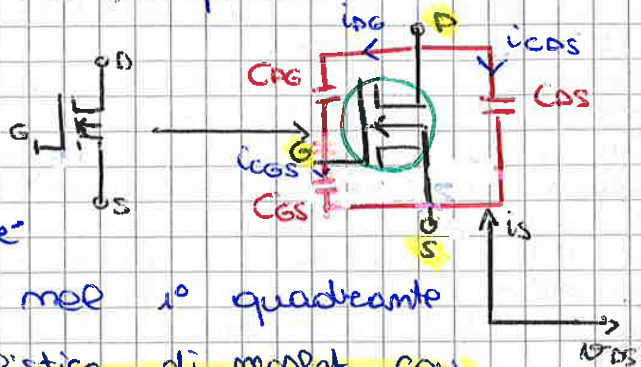
Dissipazione attiva: non proporzionale a  $v \cdot i$ ,  
 e di tipo integrativo.

Per distinguere i fenomeni si fa riferimento alla dinamica dei mosfet (unipolare)  
 i componenti pilotati in tensione sono vincenti  
 e quindi + orientato lo studio dinamico ai fenomeni reattivi

Mosfet  $\rightarrow$  BT

IGBT  $\rightarrow$  mondo industriale, fenomeni bipolari da aggiungere a quelli unipolari

Nei caso del MOSFET in zona attiva, ad di fuori della caratter. non dinamica, la legge non dinamica delle transconduttanze e'



$i_D = g_g (V_{gs} - V_{th})$  nel 1° quadrante

E' possibile una modellistica di mosfet con aureolas non dinamico (leggi non dinamiche applicate a zone aureolate) + capacità parassite

1 ms  $\rightarrow$  luce 30 cm LEGGE DEI 30 CM  
 in oggetto di manometri come e' il mosfet e enorme, non ha tempo neanche regolarsi nel ms perche' il segnale e' distante almeno 50 cm + tempo per decisioni. Quello che succede nel silicio per ms e omogeneo, lontanamente statico e lontanamente nel tempo

E' come se dentro il mosfet ci sia non dinamico + accoppiamenti parassiti elettrostatici tra D-S-G  
 E' difficile caratterizzare le  $C_a$  perche' non sono costanti

$C_{DG}, C_{DS}, C_{GS}$  vengono fornite in tabelle dei valori significative in determinate condizioni

Nei data sheet nelle applicaz. per convertitori statici non c'e' questa nomenclatura.

Elettrotecnica: c diuse o triangolo fisico  $\rightarrow$  3 accumuli distinti (3 eq. diff.) ma in realtà e' ordine 2

Delle 3 i capacitive la + importante e' ic che rende

$i = C \dot{v}_c$

la corrente e' tra DG, messa in evidenza perche' rende il circuito di pilotaggio interdipendente col circuito di potenza, non ci fosse  $C_{DG}$  i due circuiti sarebbero completamente separati



Se mosfet e un transistor a V imposte su regime; per cambiare  $V_{GS}$  bisogna spostare la carica. La realtà fisico del mosfet e capacitiva, per smuoverla bisogna dare quantità di carica (una capacità si forma con corrente (q), una induttanza con V).  
 Se vogliamo mettere il pilotaggio durante le variazioni, a regime gen. tensione in dinamica e gen. corrente.

L'energia non si cambia in tempo zero, per fare cambiare una C si vuole una carica nel tempo (i).  
 Guardiamo con il pilotaggio non costanti

$$I_p = i_{CGS} - i_{DG} = C_{GS} \cdot \dot{V}_{GS} - C_{DG} (\dot{V}_{GS} - \dot{V}_{DS})$$

Nel  $\Delta t_i$   $\dot{V}_{DS} = \phi$

$$I_p = (C_{GS} + C_{DG}) \dot{V}_{GS}$$

Abbiamo eliminato l'interferenza, le 2 C sono in // viste dal gate tramite un generat. ideale di tensione



Il produttore danno solo una C, quella di ingresso perché e quello che domina

$$I_p = C_i \dot{V}_{GS}$$

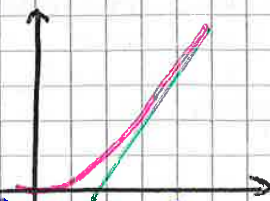
La legge di trasconduttanza e quindi

$$i = g_{fs} (V_{GS} - V_{th})$$

Abbiamo tolto le i capacitive. (considero  $V_{GS}$  e  $V_{th}$  costanti, una approssimazione)

$$i \approx g_{fs} \cdot \dot{V}_{GS}$$

Questa legge funziona ad alta corrente nel tratto rettilineo a trascond.



Costante. Tutti questi calcoli li facciamo per calcolare la nuova corrente; stiamo guardando correttamente la zona di progetto/dimensionamento. Quindi non consideriamo le variazioni nel tempo di  $V_{th}$  e neanche le variazioni della trascond. formata o altro comune.

Corrente di trasconduttanza

$$i = I_p \left( \frac{g_{fs}}{C_i} \right) = \frac{1}{\tau_i} I_p$$

Questo legge vale istante per istante (eccetto piccola densità di i)

definite ad dete densità di i dove  $g_{fs}$  cost e  $C_i \rightarrow g_{fs} \cdot C_i$  cost e deminuite

Questa e la legge non dinamica Relazione tra che si può forzare dal circuito di pilotaggio (forza carica) e la derivata di corrente (obiettivo). E' una legge non dinamica







sta banda passante e'

$$\frac{1}{C_i} \frac{1}{\omega} g_{fs} \frac{1}{C_{DG}}$$

$$\omega_{bw} = \frac{1}{C_i} g_{fs} \frac{1}{C_{DG}}$$

e' un anello chiuso

$$\frac{1}{\tau_{bw}} = \frac{1}{C_i} g_{fs} \frac{1}{C_{DG}}$$

costante di tempo della transizione di tensione

$$\frac{1}{\tau_v} = \frac{1}{C_i} g_{fs} \frac{1}{C_{DG}}$$

$$\tau_v = \frac{C_i C_{DG}}{g_{fs}} \cdot \frac{1}{g_{fs}}$$

e' un RC

Dal punto di vista numerico non da frazioni di ms o ms

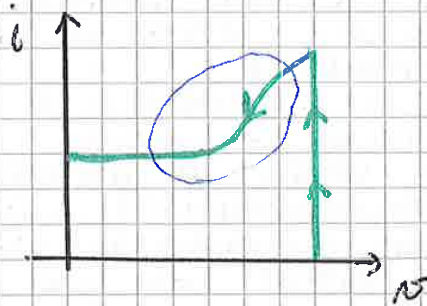
Se le  $\Delta t_w$  avvengono in una 10 ms il regime viene raggiunto

Se le comm. durano meno della 10 ms vengono fuori i parassitismi L, questa analisi vale fino a quando sono trascurabili le cadute su  $L_a$  (presunte).  
 Mettete in luce fenomeni dominanti, variabili dominanti; condizioni al contorno numeriche

$$I_p = C_{DG} (-\dot{V}_{ps})$$

coefficiente di pilotaggio prop. a  $V_{ps}$

Al taru di questo anello chiuso e' molto stimolato nel  $\Delta t_w$



dinamico complicato e non lo trattiamo

$\Delta t_w \sim 10$  ms BT

Unisce  $\Delta t_w$  e  $\Delta t_i$  il pilotaggio che non puo' cambiare corso  $\Delta t_w$  con  $\Delta t_i$

$$i = I_p \frac{g_{fs}}{C_i}$$

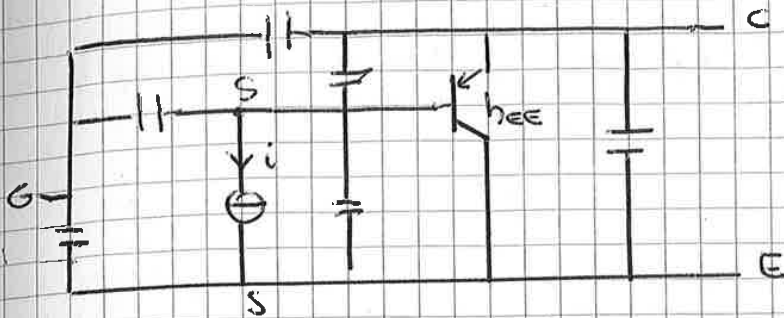
$$I_p = C_{DG} (-\dot{V}_{ps})$$

$$\left| \frac{\dot{V}_{ps}}{i} \right| = \frac{I_p}{C_{DG}} \frac{C_i}{g_{fs} I_p}$$

e' il rapporto dei tempi che mette in luce la drammaticita' delle transizioni: tempo  $\uparrow$  di asse tempo  $\downarrow$  di distorzione

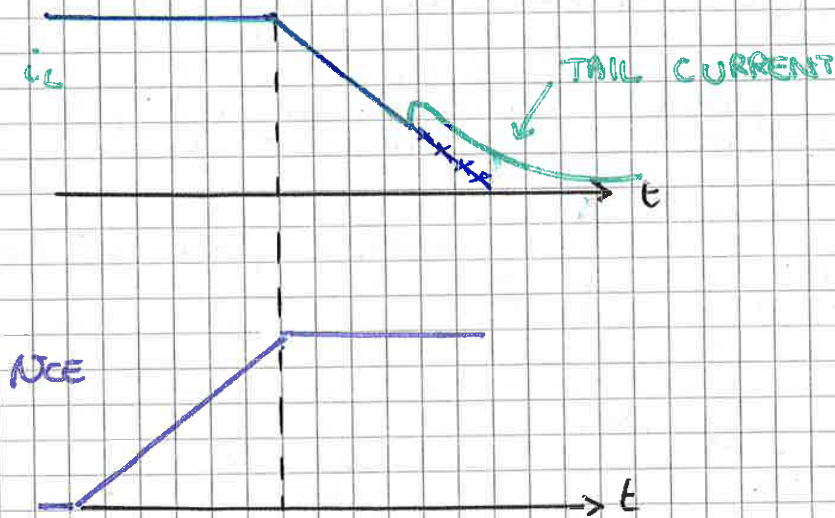


guadagno di corrente comunque si sono  $\beta$  Ca  
 ↑ al nucleo  
 se fosse non dinamico



Al turn on ha + incertezza nel  $\Delta t$ , contano guadagni e tutti i parametri  
 Nel turn off controlla e non controlla  
 Cosa succede al turn off?  
 $\Delta t$  controllabile,  $\Delta t$  in ogni caso modificato  
 nucleo se il forzamento è verificato, il maggior  
 riesce cioè a dominare  $dv/dt$   
 da tempo comunque non è fino a zero, il  
 residuo di corrente bipolare ha un decadimento  
 non forzato

**TAIL CURRENT:** corrente di coda



La giunzione non forzata (PNP è a base aperta, decadimento stesso → perdita di energia!)  
 + suo forza meno suo dissipa ma poi  
 se troppo c'è il problema della coda  
 Fenomenologia bipolare dominante  
 TURN ON → domina storage  
 TURN OFF → domina tail current  
 se costruttore fornisce quindi il pilotaggio, applico data sheet

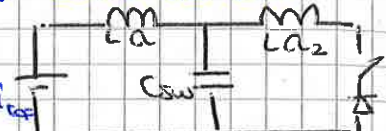


Integrità power modules l'ottimo, dominano i fenomeni bipolari  
 Fattore di forzamento = 1 → se c'è il ↑ aumento anche il forzamento per avere IRR = i PREC. CONDITA (e viceversa)  
 Forzamento variabile con predizione di i  
 Nelle energie rinnovabili: bisogna usare in modo ottimale tutti gli strumenti

se l'efficienza a bassa potenza (< P<sub>N</sub>) è importante sistemi a tensione impressa: reattore di potenza vuol dire scendere di corrente; le perdite dominanti sono quelle degli induttori che dipendono da I (mA); esercizi lab. commutazioni

Problema del 3 ordine: disaccoppiare (C<sub>sw</sub>) da L<sub>a</sub> dimensionare C<sub>sw</sub>: (unico che si può fare)

senza C<sub>sw</sub> ci sono 2 induttanze date una V di marginalità:



MARGINATURA  
 $\Delta V_{TOFF} = L_{TOT} \cdot i_{TOFF}$   
 $L_a = 1/10 \cdot i_{TOFF} = 10 i_{TOFF}$   
 $i_{TOFF} = 10 i_{TOFF} \rightarrow t_{OFF} = 1/10$

C<sub>sw</sub> deve essere grande che durante c'è Δt<sub>i</sub> → ΔV<sub>sw</sub> = q  
 Δt<sub>i</sub> deve essere cioè in un tempo in cui c non si carica molto.  
 8 vincoli su dimensionare c dipende da:

$Z = \sqrt{\frac{L_a}{C_{sw}}}$        $\Delta V_{zc} < I_L Z_c$       anche se L<sub>a2</sub> = 0 esiste Δ, la risonanza

fa delle ampiezze di sovratensione che al limite può essere risposta al gradino. I<sub>L</sub> Z<sub>c</sub> è l'ampiezza della sinusoide di sovratensione al gradino "perfetto" (paralelo)

Risonanza con ampiezza uguale "quasi" al gradino puro. Quindi

(2)  $\Delta V_{zc} \leq \Delta V_{TOFF}$

sovratensione = zero  
 Questo margine che ci siano predisposti. Vincolo

(1) (2) soddisfatte insieme

$\Delta V_{zc} = \sqrt{\frac{L_a}{C_{sw}}} \cdot I_L$

Come di misura c? ipotizzo sinusoide non smorzata, la sovratensione è questa

Definito il margine cioè

$\Delta V_{TOFF} \geq \Delta V_{zc} \rightarrow C_{sw} \geq L_a \left( \frac{I_L}{\Delta V_{TOFF}} \right)^2$

al limite uguale a marginalità  
 WC: L<sub>a</sub> MAX, I<sub>L</sub> MAX  
 C<sub>sw</sub>

marginalità, cost. del problema

Si dimensiona per:

$C_{sw} \geq L_a \left( \frac{I_{LMAX}}{\Delta V_{TOFF}} \right)^2$

C<sub>sw</sub> è grande, in condizioni di protezione al TURN OFF deve sostenere es. 150 A da

trascurare 100 A del convertitore. Poi al gradino se primo vincolo è ↑ durante Δt<sub>i</sub> diventa facile perché in un risonante i parametri con contano sono Z<sub>c</sub> e ω<sub>0</sub> risonanza  
 $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_a C_{sw}}}$



6/11/2018

### LAB CONNOTAZIONI

Cella canonica in un sistema di laboratorio, potenza non trascurabile

Power model: con 4 terminazioni di potenza (un inverter non ci sta, ci vogliono almeno 2 gate e 3 potenze)

In questo componente ci sta la cella canonica

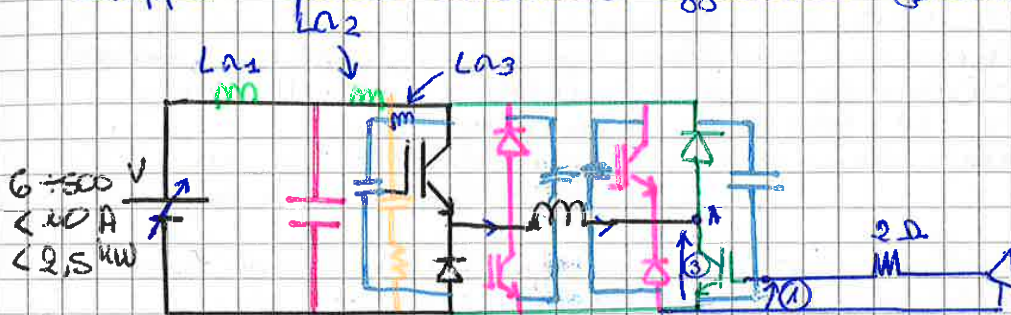
Nome dei parametri: data sheet sono standard per una famiglia tecnologica; le application notes dicono come sono definiti e misurati questi parametri

Nel data sheet ci sono i parametri dinamici e non dinamici in tabelle separate, poi c'è la tabella con proprietà meccaniche e termiche

Grafici, circuiti di prova con cui sono ricavati i grafici

DUT: device under test

Circuito complicato con + componenti da una parte  
Chopper: cella canonica, affettatore fondamentale



Utente da 10 kW oppure con una L simulata

un'utente (generatore di tensione)

Come componente media il gen. di tensione e un duty cycle che regola la cella canonica sotto test (cella complementare)

Cella complementare collegata → common current DC link

Il common DC link collega sempre 2 sistemi duali!

Se ad esempio ho 2 massimo di corrente continua una vince sull'altra o si ferma e l'altra: uno deve regolare  $\omega$  e l'altro  $C$

Qui uno domina i e uno regola  $v$  (regolabile ad anello aperto) e l'altro regola  $i$  grazie al duty cycle dato dall'altro e in anello chiuso generatore limitato in  $i$  e  $P$

dim. costo stato uscita

dimensioni costo stato ingresso di si aggancia al 220 V; il dimensionamento in ingresso è riferito quindi a  $P_{max}$

$v$  e  $i$  calcolate dal secondo sono uguali al primo (DC link)

si può emulare quello che si vede con il convertitore e si misurano solo le perdite commutate



Sul dc link vediamo le risposte di 2 celle canoniche che imitano nello stesso dc link

TURN OFF (SOB)  
 N G-E giallo  
 N C-E blu (S)

TURN ON: chiudere, dinamico veloce a salire nella p-gamba  
 alte f (stimola processit. ordine sup. es. 20-30 MHz) non  
 si può non avere interferenza

35 ms fcs

Le condiz. iniziali sono di quiete oppure no, residui di perturbazione: qui siamo quasi al regime

Se dc link è basso (30V) la differenza della  $\phi$  che supera la  $\phi$  (dc link) e la caduta del diodo (ma non si misurano mai per differenza). Potenziale  $A >$  dc link  
 la caduta dell'IGBT si vede perché stiamo commutando a 30 V (un ordine di grandezza in meno, IGBT da 600 V)

Il circuito di pilotaggio:  $2\Omega$  (R gate) + generatore tensione di pilotaggio decade

$C_{GE} // C_{GO} \rightarrow$  è la capacitor di ingresso parallelo virtuale, nel data sheet

ci sono le G totali e i grafici. Così si misura, sono circa 10 nF (prima parte) da disreso, ha effetto solo sul ritardo (giallo). Si vede che il transitorio non è exp del primo ordine, cosa + complicata

Oce ad un certo punto sale e da  $V_{GE}$  la a regime; regime transiz. tensione  $dv/dt = \text{cost}$   
 piano = regime non c'è stato di pilotaggio; regime dominato dal C retroazion.  
 Pilotaggio 10 V IGBT "e non ti preoccupare"  
 tutto il transitorio di apertura è a  $dv/dt = \text{cost}$

$$I_p = \frac{\text{tensione con } dv/dt = \text{cost}}{2\Omega}$$

$$C \frac{dv}{dt} = \text{cost}$$

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

sto cap. retroazion. non costante

Con  $i \downarrow$  (la i commutata cambia) non cambia  $dv/dt$  (non cambia)

Con  $i \downarrow$  cambia il secondo tratto perché  $V_{GE} \downarrow$ , non è + il piano

La transcondutt.  $> 10 S$ , grande vediamo piano quasi invariante con  $i \uparrow$  ma quando  $i \downarrow$  la legge di transcondutt. è parabolica, non + lineare (è come se  $\phi$  transcondutt.  $\downarrow$ )



7/11/2018

Sappiamo definire le marginature delle commutazioni considerando  
 -  $\Delta$  TURN ON  
 - LA maggior comm. TURN OFF

Esiste una relazione generalizzabile tra le condiz. iniziali (di turn on e off) delle v.d.s di conversione di quanto contribuiscono alla marginatura?  
 Parliamo quindi della risposta circuitale delle v.d.s che è **integrativa**  
 Per dimensionare gli elementi reattivi bisogna considerare  $T$  periodo o seq. di comm. del tipo



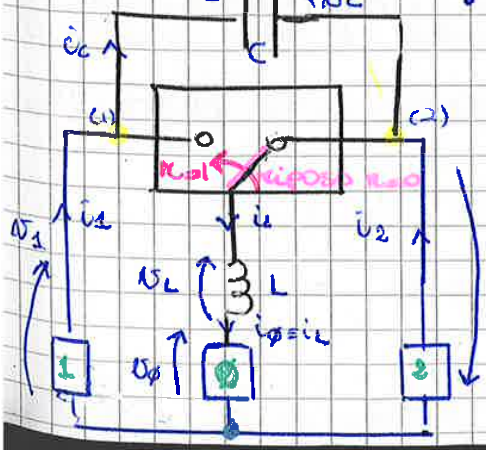
ideale rappresentato. Ideale perché gli effetti integrativi delle commutazioni (di durata finite o infinitesime) non correlati a effetti di ordine superiore (3 ordini periodo comm. stati e tempi di commutazioni). Obiettivo: come avviene la modellistica e quella ideale: le reattanze sono presenti da non idealità dissipative/parassitiche e quindi al posto di condensatori  $\rightarrow$  capacità e induttori  $\rightarrow$  induttanze e vediamo] ; poi si aggiungono non idealità

Vorremmo una tratt. generalizz. degli andamenti delle v.d.s nel periodo  
 \* v.d.s non disturbate da molte celle canoniche, la trattaz. integrativa non è così generalizzata come quella derivativa perché la commutazione è un effetto combinato (moltiplicità strutture)  
 di perturbazione

TIPICA DOMANDA

Le proprietà delle v.d.s di conversione appartengono in ciascun periodo di modulazione alla commutazione o di soltanto una cella (monostante una composizione multicellulare) oppure si scopre che le proprietà che si possono generalizzare nella simulaz. a 2 stadi che sono propri della cella canonica si possono usare in strutture a tutte le strutture che usano 1 cella canonica ma di quelle che usano più celle correlate tra loro. Periodo di modulazione lo stimolo. Possiamo quindi tentare di generalizzare le strutture che usano una sola cella di conversione

discontinuo alla mod. degli stati e esercitata da una singola cella ma anche quando ci sono + celle coordinate tra loro.



La singola cella canonica ai fini dell' realizzo dal circuito esterno (suo equivalente funzionale) è una idealizzazione (+ semplice) che alleggerisce la trattazione (no diodi); idealizza il comportamento delle celle anche in dinamica indipendente dai seq. delle v.d.s



Scritto così si suppone che L e C siano costanti  
 Le capacitor ceramiche non sono proprio costanti, alcune  
 possono variare per +50% tra  $\phi$  e V  
 Le c "varma bene" variabili, se L no prevede naturalmente,  
 "non piace".

Dobbiamo quindi porci il problema della variabilità  
 dei parametri

Il termine forzante di L in realtà è la derivata  
 di  $\psi$  (è sempre una tensione, il termine forzante  
 è però + potenza)

In realtà  $i_C$  è la quantità di carica, la forza  
 quindi la quantità di carica derivata

$$i_C = (C \dot{V}_C) = \dot{q}$$

$$V_L = (L \dot{i}_L) = \dot{\psi}$$

Abbiamo espresso correttamente i termini forzanti

$N_L$ ? Si può scrivere in modo diverso, si può  
 scrivere per  $\pi=1$  e  $\pi=0$ , è funzione cioè dello  
 stato

Supponiamo una scrittura matematica che funzioni  
 mod profisse

$$\pi = 1 \quad V_L = V_1 - V_0$$

$$\pi = 0 \quad V_L = -V_2 - V_0$$

Voglio sempre escludere C per semplificare, uso  
 la magia minima

Matematicamente vorremmo però solo 1 formulazione,  
 possibile grazie al  $\pi = 0$  e  $1$

$$V_L = \pi (V_1 - V_0) + (1 - \pi) (-V_2 - V_0)$$

"bit  
 negato"

La dinamica vera e propria è a. e livelli di forzamento,  
 2 equazioni separate. Se riunisco e voglio  
 mettere in evidenza il forzamento e l'integrale,  
 come  $\pi$  cambia

$$V_L = \pi (V_1 - V_0 + V_2 + V_0) - (V_2 + V_0)$$

Messi in luce

Il termine che dirett. correla la discontinuità  
 e il guadagno della disc. e il termine che  
 non dipende dalla discontinuità  $\pi$

Salta fuori  $V_C$ , l'altra v.d.s.

$$V_L = \pi V_C - (V_2 + V_0)$$

Ha senso questa eq? Noi sappiamo nulla dei 3 bipoli,  
 non sapere un pezzo di un circuito diverso non  
 dire non poter descrivere tutto il circuito



Il comportamento è a gen. tensiva o gen. corrente (nonci sono R) soprattutto se è in un sistema limitato, di maggior ragione (grande L gen. corrente)

Se sono gen. tensiva o corrente non interviengano dal punto di vista energetico; possono "creare problemi" se non gen. reali  
Possiamo generalizzare usando l'eq. giusta dei termini forzanti

Parte 2

Per il termine forzante capacitivo abbiamo il bilanciamento ai modi (1) e (2)

$$i_c = i_1 - \kappa i_L$$

il bipolo 1 non è gen. tensiva con (2)

$$i_c = (1 - \kappa) i_L - i_2$$

Una combinazione giusta e omogenea, mettendo in evidenza

$$\textcircled{1} \begin{cases} N_L - \kappa N_C = (N_2 + N_0) \\ i_c = i_1 - \kappa i_L \end{cases} \begin{array}{l} \text{gen. tensiva} \\ \text{DIAGONALE } + - \\ \text{descrive proprio un 2° ordine} \end{array}$$

è una descrizione perfetta, per  $\kappa=0$  ha una dinamica circuitale propria (la  $N_L$  è davvero costante), ha 2 primi ordini separati per  $\kappa=1$  compare il secondo ordine. Scrivendo in  $(1-\kappa)$  è duale

$$\textcircled{1-\kappa} \begin{cases} N_L = (N_1 - N_0) - (1-\kappa) N_C \\ i_c = (1-\kappa) i_L - i_2 \end{cases} \begin{array}{l} \text{DIAGONALE } + - \\ (\text{reattan. negativa}) \end{array}$$

Qui ho 2° ordine con  $\kappa=0$

è una dinamica variabile di tratti

Se le v.d.s. di conversione esistono (quindi variabile) il secondo ordine è in un solo dei raddoppiamenti

(meglio altri sono 2 separati)

Per la non dissip. dei circuiti energetici, conversione della resp. 1° ordine si analizza una funzione della costante di tempo (es. macchina elettrica a 50 Hz il polo è a 0,8 cc. pari perché a 50 Hz non deve essere una scala / 100 Hz

Nei raddoppi. con 1° ordine non si distingue tempo da esponenziale (si percorre poco di  $\tau$ ); è forma ibrida di  $\tau$  tempo, e  $\tau$  (con piccolissimo exp)

Evoluzione a mezza, costante

$$\begin{cases} N_L = -(N_2 + N_0) \\ i_c = i_1 \end{cases}$$

risposta ideale del forz. in i del bipolo 1 (per avere anche LTR in serie)



Quindi come minimo le risposte sono monotone.  
 Come il sistema del 2° ordine può essere controllato, portato al regime?  
 In presenza delle variazioni, considero i sottointerv.

$$r = 1 \quad \Delta\psi_{AC, r=1} = \int_{\Delta t r = 1} [U_C - (U_2 + U_0)] dt$$

descrizione che deve recuperare al valore quello che succede per  $r=0$

$$r = 0 \quad \Delta\psi_{AC, r=0} = \int_{\Delta t r = \phi} -(U_2 + U_0) dt$$

Essere al regime vuol dire che le v.d.s (il flusso) deve ritornare al valore iniziale

$$\Delta\psi_{AC, r=1} + \Delta\psi_{AC, r=0} = \phi$$

Noi abbiamo un T, periodo, dobbiamo "compensare le scattate periodicamente al circuito", e un regime periodico che dobbiamo imporre (non basta + converg. asintotica con  $d/dt = 0$ )

Il regime (asintotico)  $\vec{x} = \phi$   
 (periodico T)  $\vec{x}(t) = \vec{x}(t-T)$

Tutte le v.d.s devono essere periodiche per avere il regime periodico  
 Esiste un altro modo per definire il regime (equivalente al defim. di regime asintotico)

$$x(t) = \underbrace{\bar{x}}_{\text{medio}} + x_{AC}(t)$$

Termini alternativi periodicità + termini medi  
 Qualunque variabile, grandezza fisica che è periodica ha questi 2 contributi

$$\bar{x} = \frac{1}{T} \int^T x(t) dt \quad \text{valor medio, effetto energetico o controllato}$$

Ci deve essere una definizione di periodo, in questo caso è il periodo di commutazione degli stati  $T_{sw}$

Regime periodico T  $\vec{x} = \phi$  non c'è deviazione del valor medio, è costante  
 $\vec{x}(t) = \vec{x}(t-T)$

Possiamo far convergere asintoticamente i valori medi (massimo della controllabilità); un residuo di ripple rimane sempre in risposta

Ma un intervallo crescano, nell'altro diminuiscono. Lo spettro è  $\int$  di una rettangola (non ago), e sono tutte le armoniche a regime. Non facciamo armonica per armonica, questo è l'approccio giusto con somma