centroappunti.it
CORSO LUIGI EINAUDI, 55/B - TORINO

Appunti universitari
Tesi di laurea
Cartoleria e cancelleria
Stampa file e fotocopie
Print on demand
Rilegature

NUMERO: **2471A** ANNO: 2020

A P P U N T I

STUDENTE: Giorgio Giacalone

MATERIA: Appunti di Conversione statica dell'energia elettrica - Prof. A. 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 STUDENTI E NON SONO STATI VISIONATI DAL DOCENTE.
IL NOME DEL PROFESSORE, SERVE SOLO PER IDENTIFICARE IL CORSO.

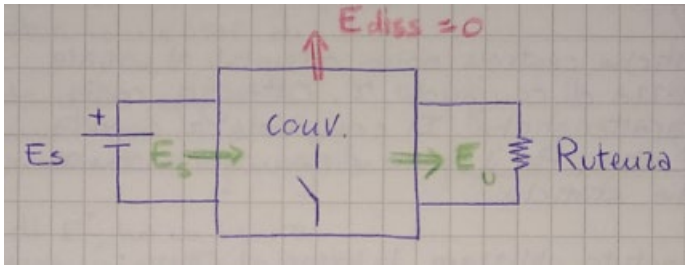
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 3 di 132

Interruttore

Ipotizziamo di voler regolare la temperatura di un boiler, per cui l'interruttore che accende e spegne il boiler deve commutare con poca frequenza.

Ipotizziamo di voler dimensionare il convertitore per regolare la potenza media per riscaldare un liquido. Quando andiamo a progettare un convertitore lo mettiamo tra una sorgente di alimentazione e un carico. Supponiamo il caso limite in cui il modello è quello puramente resistivo.

Considero l'utenza resistiva e accantono per il momento la dinamica del sistema. Definisco la sorgente come GDT ideale perché è più facile da realizzarlo nella realtà ma tengo in conto della dualità, ovvero GDC. Non considerando la dinamica il GDT è in continua e non avrà dissipazioni. Il convertitore lo considero senza resistenza interna (non dissipa).



L'unico elemento che può essere comandato senza dissipare è l'interruttore.

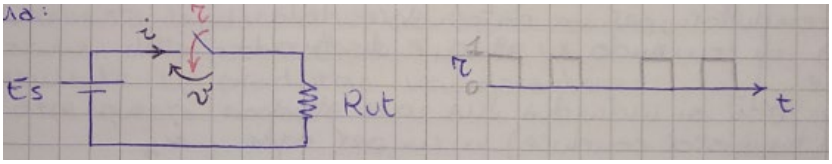
L'interruttore è un dispositivo di variabilità della conducibilità elettrica che tende a realizzare la condizione di conducibilità infinita (cto-cto) nello stato stabile chiuso e conducibilità nulla (circuito aperto) nello stato aperto.

Indico con r la grandezza in grado di modificare lo stato di conducibilità. Considero r come una grandezza digitale quindi tramite un bit riusciamo a rappresentare lo stato dell'interruttore.

r è definito a 2 livelli:
r=0 aperto
r=1 chiuso

Ha una forma rettangolare variabile nel tempo ed è l'unica grandezza regolabile.

Il sistema sarà:



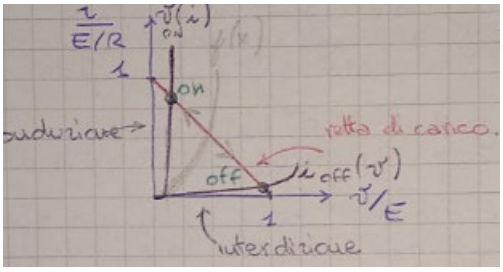
Tutti gli stati intermedi, cioè gli stati di transizione, sono dissipativi.

Per ora considero che queste transizioni avvengano in tempi trascurabili in modo da trascurare le perdite di energia di commutazione.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 3 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 5 di 132

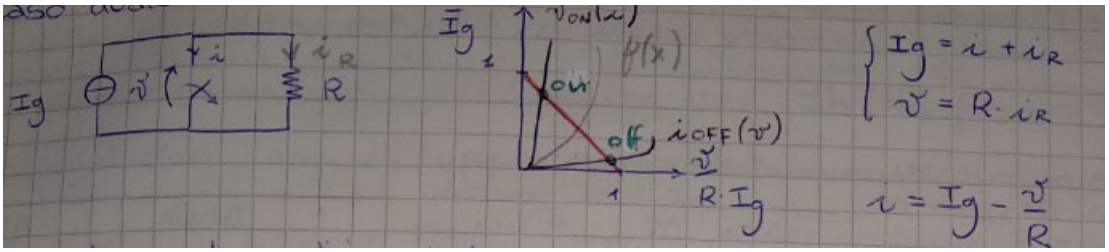
Definiti gli stati di on e off, cioè i punti che intersecano le caratteristiche, gli stati intermedi appartengono solo alla retta compresa fra on e off. Una retta che mi caratterizza il luogo di carico.



La caratteristica dell'interruttore, tra turn-on e turn-off, si sposta sulla retta di carico fino a quando non arriva a una delle caratteristiche stabili on e off, oltre il quale non può andare.

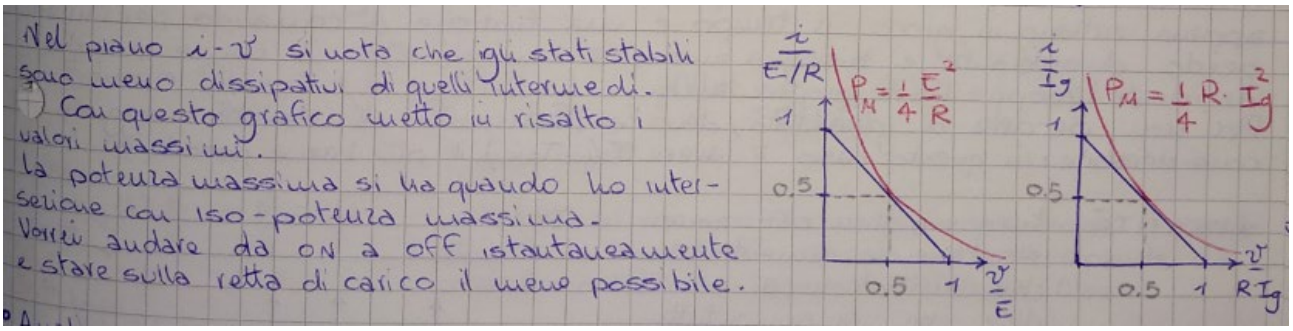
Lo scostamento delle caratteristiche rispetto agli assi è esagerato per poter visualizzare i punti stabili ma in realtà si discostano poco (solo di qualche punto per mille). I punti stabili sono infatti considerati non dissipativi.

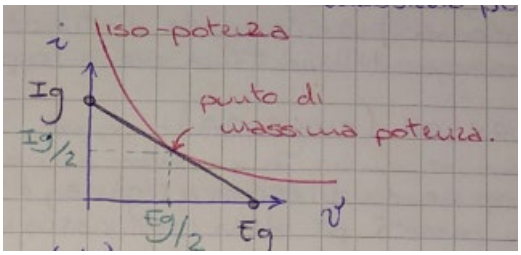
Analizziamo il caso duale con GDC:



Nel caso GDT la condizione di riposo è corrente nulla quindi interruttore normalmente aperto mentre nel caso GDC lo stato di riposo è tensione nulla quindi interruttore in conduzione.

Nel GDT la condizione di riposo è non dissipativa mentre nei GDC è dissipativa quindi sono meno efficienti.





© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 5 di 132

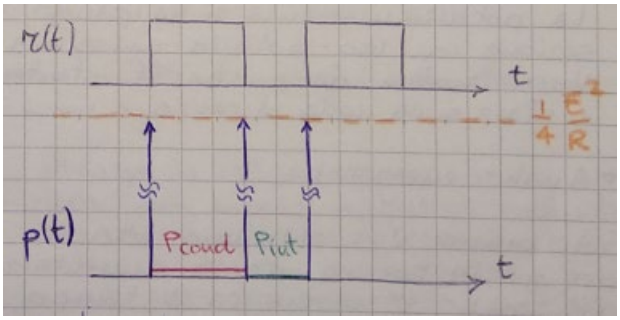
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 7 di 132

Non possiamo dire a priori che gli effetti energetici delle commutazioni siano prevalenti o meno sugli effetti energetici degli stati stabili.

$$E_{diss} = E_{cond} + E_{comm}$$

Tipicamente in qualsiasi convertitore competitivo, l'energia di conduzione e quella di commutazione sono dello stesso ordine di grandezza in quanto è la condizione di miglior sfruttamento dei componenti.

Disegno la p(t) in questo modo:

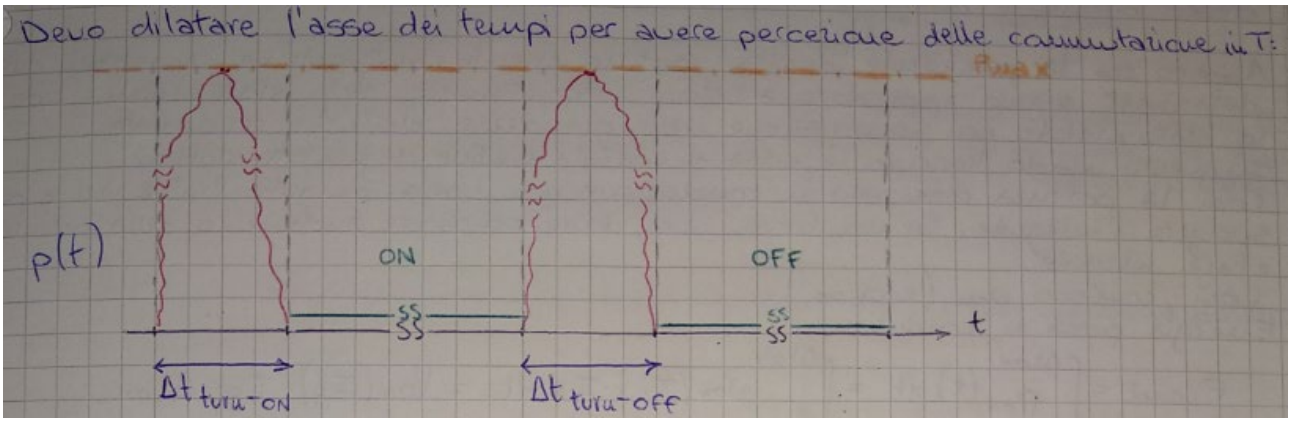


Ovvero facendo riferimento all'idealità, per non perdere di generalità. L'idealità sarebbe di passare dallo stato di conduzione allo stato di interdizione e viceversa in modo istantaneo.

Considero quindi tempi infinitesimi per le commutazioni e vado a trascurare i loro andamenti. La commutazione la considero un impulso (delta di dirac).

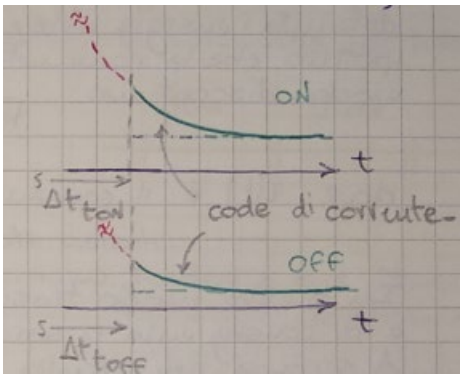
Si scopre che, definiti i valori massimi con l'elettrotecnica, la potenza di commutazione pesa molto nell'integrale ed è di ordini di grandezza maggiori rispetto a quella di conduzione e di interdizione.

Non posso trascurare il loro effetto energetico ma posso trascurare il loro andamento nel tempo.



Le potenze nelle commutazioni sembrano delte di dirac, ma in realtà hanno degli andamenti nel tempo definiti che sono completamente diversi tra on e off e che non conosciamo. Sappiamo solo che hanno un picco. Durante le commutazioni non mi interessa della potenza trasferita.

In questa trattazione considera un'altra idealità ovvero che, finita la commutazione si raggiunge lo stato stabile. Nella realtà non è così perché ci sono delle code di corrente dovuto al fatto che, finita la commutazione, ancora non si è raggiunto lo stato stabile ma vi sono delle correnti residue (tail current).

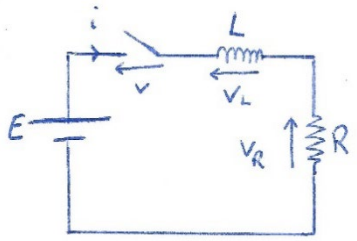


© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 7 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 9 di 132

Circuito dinamico: sistema del primo ordine

Il circuito elettrico più realistico che aggiunge comportamento dinamico di ordine minimo si realizza aggiungendo una induttanza, cioè si aggiunge una variabile di stato.



$$E = v + v_L + v_R = v + L\frac{di}{dt} + Ri$$

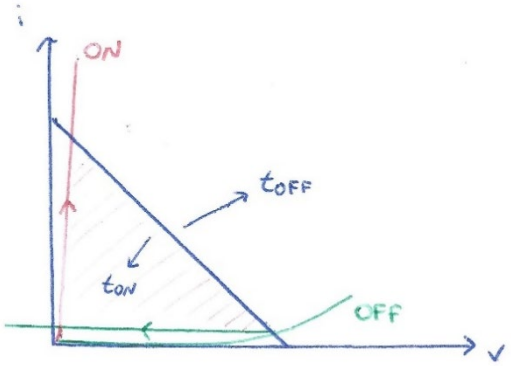
$$v = E - Ri - L\frac{di}{dt}$$

Le traiettorie di commutazione vengono modificate rispetto al caso solo dissipativo.

Di sicuro sappiamo che al turn ON $\frac{di}{dt}>0$ (la corrente aumenta) e al turn off $\frac{di}{dt}<0$.

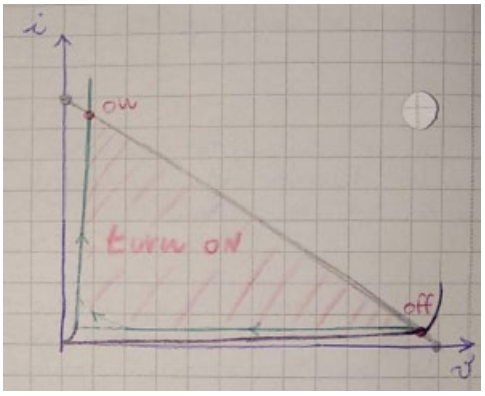
Al turn ON la derivata è positiva e quindi il termine $L\frac{di}{dt}$ è sottrattivo, perciò le traiettorie di commutazione si svolgeranno al di sotto.

Il luogo di carico non dinamico divide il quadrante in due sotto aree.



Turn-ON (induttivo)

Supponiamo di essere nello stato di OFF e passiamo allo stato di ON istantaneamente. Chiudendo l'interruttore si annulla la tensione a corrente costante e una volta arrivato alla caratteristica di conduzione sale fino ad arrivare nello stato stabile di on.



Il turn on induttivo ha una traiettoria orizzontale che rappresenta la continuità della corrente e questo è dovuto al fatto che la derivata di corrente tende all'infinito e a ciò corrisponde una corrente costante. Quindi L diventa un GDC.

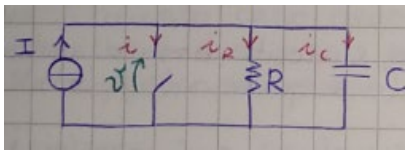
Gli assi cartesiano sono gli asintoti delle iperboli a isopotenza zero. Questa commutazione più è vicina agli assi e più è non dissipativa.

Il problema è che se l'induttanza è piccola, la corrente non rimane costante e le traiettorie sono intermedie, sotto la retta di carico del circuito non dinamico.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 9 di 132

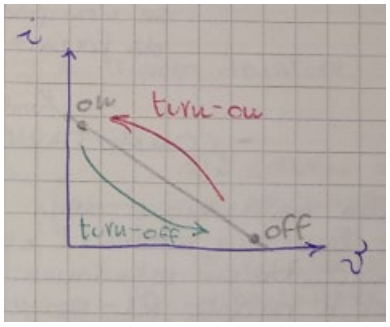
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 11 di 132

Carico capacitivo alimentato in corrente (caso duale):



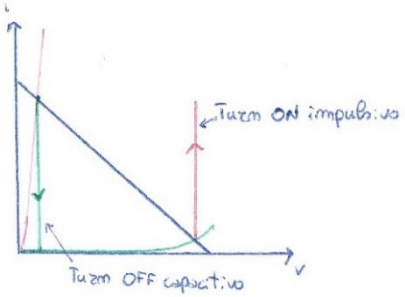
Valgono le stesse considerazioni nel caso del circuito duale. $I = i + \frac{v}{R} + c\frac{dv}{dt}$.
Trovo $i = I - \frac{v}{R} - c\frac{dv}{dt}$

Le derivate sono di segno opposto al caso precedente.



$\frac{dv}{dt} < 0$ nel turn on
$\frac{dv}{dt} > 0$ nel turn off

Al turn OFF la derivata è positiva e quindi il termine $c\frac{dv}{dt}$ è sottrattivo, perciò le traiettorie di commutazione si svolgeranno al di sotto.



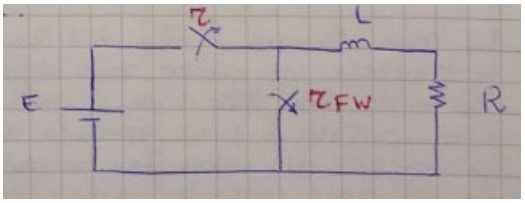
Il turn ON (la tensione rimane costante a causa di C) diventa non compatibile e il turn OFF sarebbe la perfezione. In questo caso non c'è un breakdown di corrente, ma si fonde il reticolo cristallino e si fa il melting point. Il turn ON capacitivo è più distruttivo del turn off induttivo.

La presenza di fenomeni reattivi rende una commutazione perfetta e l'altra dissipativa. I circuiti con singolo interruttore permettono solo la commutazione naturale. Per questo motivo non si possono utilizzare strutture di questo tipo per la commutazione forzata.

Commutazione forzata: cella canonica

Per realizzare la commutazione forzata servono più interruttori.

Uno dei maggiori problemi è quando abbiamo il turn off. Appena apro L continua a fornire corrente quindi bisogna trovare una via di sfogo per far passare la corrente.



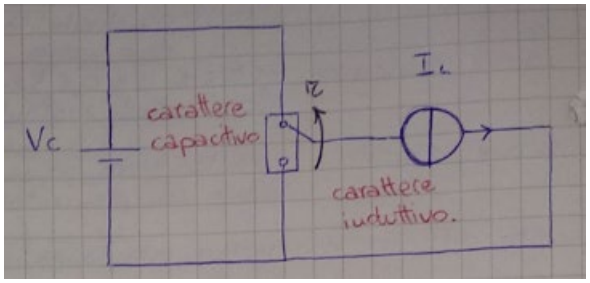
Il circuito adesso ha 2 interruttori:

- Interruttore di potenza che connette sorgente e utenza
- Interruttore free-wheeling switch che attua il ricircolo

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 11 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 13 di 132

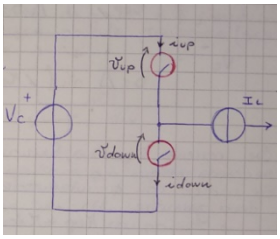
Otteniamo quindi la cella canonica (atomo della commutazione forzata):



V_C la scrivo maiuscola non perché è un valore costante ma perché è il valore nell'istante della singola commutazione.

Il tripolo deve darci assoluta continuità di tensione sugli estremi di deviazione e assoluta continuità di corrente sul comune di deviazione. Assoluta in quanto non devono esserci comportamenti dissipativi. Assenza di dissipazione vuol dire impedenza infinita vista dal lato tensione e impedenza nulla vista dal lato comune.
Il tripolo deviatore non esiste. Esistono switch che combinati e sincronizzati devono realizzare questo comportamento.

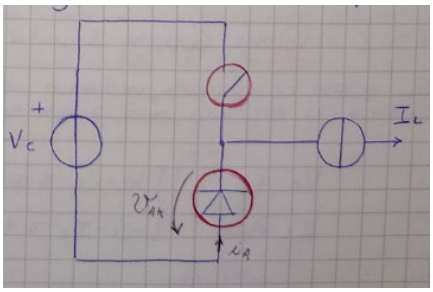
Cella canonica con diodo



Se usassi 2 interruttori non otterrei un corretto funzionamento per via delle non idealità dovute al non perfetto sincronismo.

Ho bisogno di un altro componente in grado di autocommutare rispetto alle proprietà elettriche del circuito. Il componente che può fare ciò è il diodo.
Il diodo è un dispositivo che non necessita di un comando attivo ma commuta naturalmente in funzione dello stato dell'interruttore (da noi comandato).

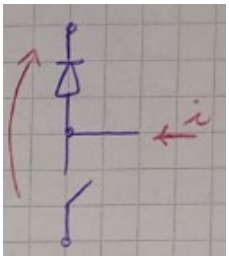
Così ottengo la cella canonica unidirezionale (perché è idonea ad un solo segno di corrente induttiva) e non reversibile (perché ammette solo un segno di tensione):



Metto cerchietto attorno ai componenti per dire che hanno comportamento ideale.

Lavoro solo nel 1° quadrante a causa delle proprietà di segno del diodo (con i due interruttori la struttura lavora anche nel terzo, ma è una struttura impossibile da realizzare).

Per lavorare nel 4° quadrante basta invertire i componenti:

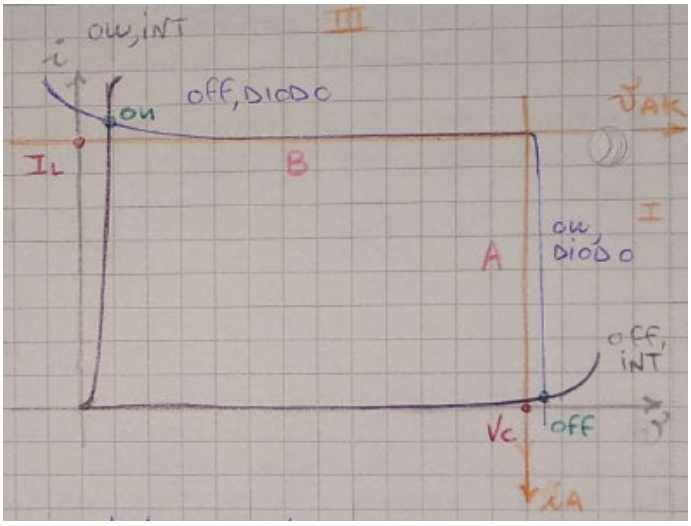


© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 13 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 15 di 132

Graficamente nel piano V-I tracciamo le caratteristiche di on e off dell'interruttore. Sullo stesso grafico riporto le caratteristiche di on e off del diodo.

Considero entrambi i componenti non ideali dal punto di vista delle dissipazioni stazionarie ma dinamicamente ideali.

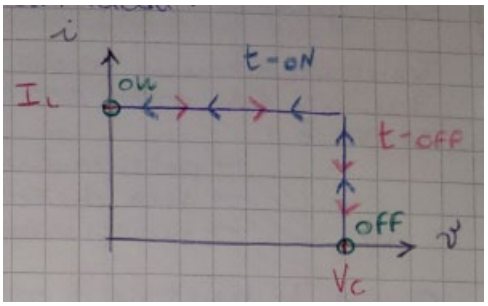


Le commutazioni si svolgono in 2 sottoperiodi:
-tratto A (V_c costante e I_L cambia): transizione di corrente
-tratto B (V_c cambia e I_L costante): transizione di tensione

Quindi per il turn on si percorre prima il tratto A e poi il tratto B, viceversa per il turn off.

Definizione di SOA

Se considero il diodo e l'interruttore come componenti ideali seguo queste traiettorie:



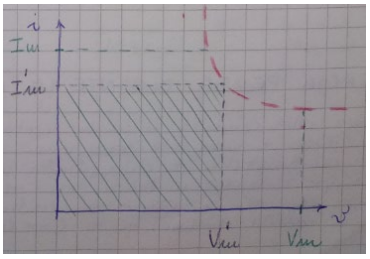
L'area sottesa è il prodotto istantaneo massimo tra le 2 variabili di stato.
Questo prodotto si chiama prodotto di commutazione e fa riferimento alla dissipazione massima ottenibile in quel punto.

Definisco quindi la SOA (safe opereting area).

La SOA è il prodotto di commutazione che corrisponde alla potenza istantanea e contemporaneamente è anche il costo.

I componenti più pregiati hanno SOA quadrata che deve racchiude tutte le commutazioni.

Devo dominare i valori massimi entro questi limiti altrimenti pregiudico il componente. Pero, è importante tenere anche conto dei tempi di permanenza nella SOA altrimenti si violano i limiti termici.
Ci sono alcuni dispositivi che possono andare in secondary break-down cioè non riescono a tollerare contemporaneità di tensione massima e corrente massima. Bisogna quindi ridurre la SOA andando a sottosfruttare il componente.



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 15 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 17 di 132

Finché non è completa la transizione di corrente la tensione è costante.

Dopo avviene la transizione di tensione in cui la tensione ai capi dell'interruttore si annulla.
Per avere dominio perfetto delle commutazioni si fa in modo di avere delle rampe cercando di usare componenti che realizzano derivate massime per avere andamenti lineari il più vicino possibile alle rampe.

Calcolo

L'energia persa nel t-on riferita all'interruttore è:

$$E_{t-on} = \int_0^{\Delta t_{t-on}} v(t)i(t)dt = V_c \int_0^{\Delta t_i} i(t)dt + I_L \int_0^{\Delta t_v} v(t)dt$$

Procedo col metodo grafico:

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

Ho fattore di forma uguale a ½ perché ho ipotizzato rampe perfette.

Energia persa in commutazione si intende l'energia persa dall'interruttore comandato, perché se il diodo è considerato dinamicamente ideale non dissipa in commutazione.

L'energia persa in commutazione dall'interruttore comandato sarà:

$$E_{comm} = \frac{1}{2} V_c I_L \Delta t_{comm} \qquad \Delta t_{comm} = \sum \Delta t_{v,i} = \Delta t_{v,t-on} + \Delta t_{v,t-off} + \Delta t_{i,t-on} + \Delta t_{i,t-off}$$

La potenza media persa nel periodo di commutazione è:

$$P_{comm,media} = \frac{E_{comm}}{T} = V_c I_L \frac{\Delta t_{comm}}{2T}$$

Energia persa in conduzione

L'energia persa in conduzione dall'interruttore (datasheet) è:

$$hp: I_L = cost$$

$$E_{cond-sw} = \int_0^{\Delta t_{on}} v_{on}(i_L) i_L(t) dt = V_{on}(I_L) I_L \Delta t_{on}$$

$$P_{cond-media} = V_{on}(I_L) I_L \frac{\Delta t_{on}}{T}$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 17 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 19 di 132

Modello termico della cella canonica

In una cella canonica bisogna prestare attenzione non solo a non superare i limiti di corrente ma soprattutto a non superare i limiti di tensione. Superare la tensione anche solo per un istante distruggerebbe il dispositivo perché si supera la rigidità elettrica del componente. Invece il limite di corrente è problematico solo se il fenomeno si propaga nel tempo.

Il problema dei grandi componenti è la disomogeneità che non permette una distribuzione uniforme della temperatura ma provoca dei picchi di temperatura locali ovvero gli "hot-spotting". Se una parte qualsiasi supera una certa temperatura invecchia precocemente o si danneggia in modo irreversibile.

I tempi di permanenza nelle zone ad alta dissipazione della SOA sono limitati a causa della disomogeneità. Se ci fosse omogeneità i tempi sarebbero più elevati.

Il punto dove ho più problema nel dissipare il calore è il punto più interno del componente, cioè la giunzione. L'energia termica viene dissipata nel silicio, lì c'è una conversione di energia elettrica in energia termica. È proprio li dove localizzo la temperatura massima. $\theta_j = \theta_{max} = 125 \div 175°$

Le temperature di lavoro sono solitamente tra 100 e 125°

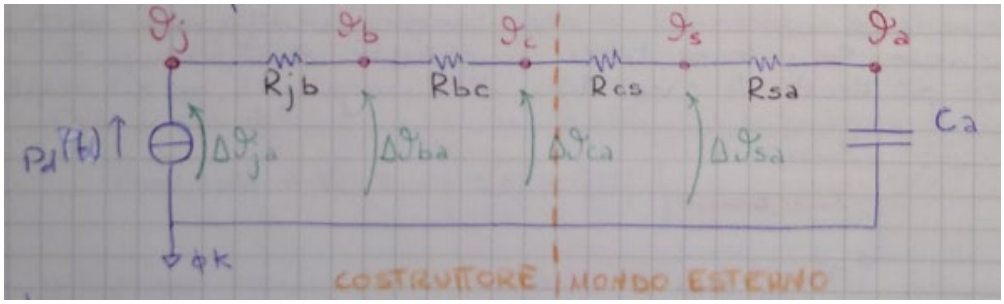
Bisogna quindi fare un'analisi termica per il calcolo della $\theta_{j,max}$. Per farla si può usare il modello termico equivalente del sistema.

Nel modello termico abbiamo:

- Resistenza termica $\mathrm{R_{th}}$ [°C/W] $\quad \Delta\theta = \mathrm{R_{th}P_d}$
- Accumulo termico $\mathrm{C_{th}}$ [J/°C] $\quad \mathrm{P_d} = \mathrm{C_{th}}\frac{d\theta}{dt}$
- Potenziale termico θ [°C] la temperatura è una funzione integrale quindi è una variabile di stato. La convenzione nel mondo termico è che la temperatura è la variabile di stato riferita alla tensione

Ogni singolo elemento fisico del componente è caratterizzato da un valore proprio di temperatura. Il contatto termico tra due elementi può essere rappresentato tramite una $\mathrm{R_{th}}$.

Modello a parametri concentrati:

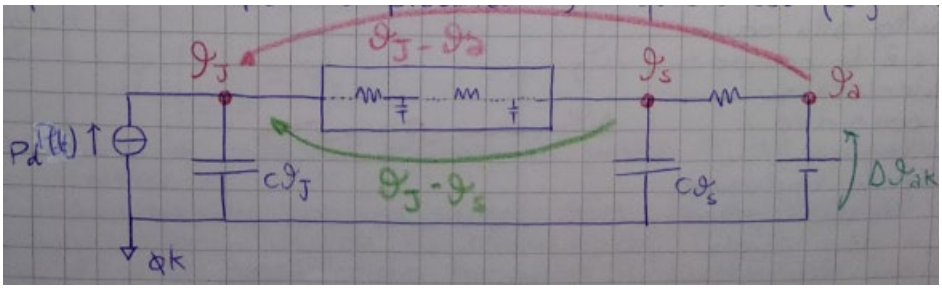


$\mathrm{P_d}(t)$: è la potenza dissipata. l'iniezione di potenza stimola la variazione di temperatura. Essa si può considerare un GDC quindi un valor medio.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 19 di 132

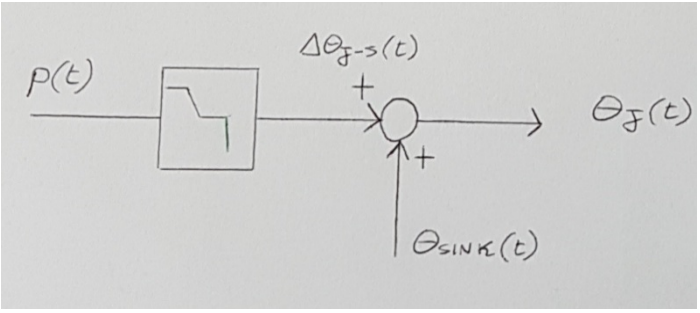
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 21 di 132

Dato che la temperatura ambiente è nota, ci interessa la cdt totale fra il primo potenziale termico che può essere considerato costante e il punto a temperatura prevalente ($\theta_J - \theta_a$):



Durante l'anno la temperatura ambiente cambia e inoltre ho il problema delle resistenze termiche che sono note con molta incertezza. Quindi, invece che fare riferimento alla temperatura ambiente si cerca di risolvere il problema cercando di partire da temperature più interne cosi da escludere alcune resistenze. Si fa riferimento quindi alla temperatura dello scambiatore che in buona approssimazione è da considerarsi costante.

Possiamo fare quindi un modello a parametri concentrati di questa realtà fisica con poli e zeri reali.



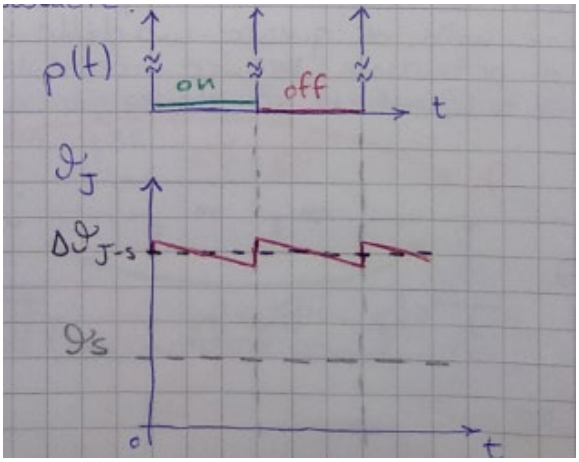
Abbiamo uno stimolo p(t). Una realtà fisica integrativa che produce una variazione di temperatura tra il componente e il riferimento.

Dalla funzione di trasferimento esce il salto di temperatura.

Il rapporto tra $\Delta\theta_{j-s}$ e P_d è chiamato impedenza termica transitoria Z_{th} [°C/W]

I componenti non si rompono per salto di temperatura, i componenti si rompono per temperatura, mi interessa quella quindi. Il componente si scassa per temperatura massima la quale può essere la temperatura di fusione del reticolo cristallino oppure molto più probabilmente, quasi sicuro, è il costruttore che lo garantisce fino a una temperatura massima ($\theta_{j\,max}$).

Bisogna definire com'è fatta la potenza in funzione del tempo.



È formata da impulsi, seguiti o da uno stato di ON o da uno stato di OFF: questo treno di impulsi con i valori poco intensi (durante lo stato di conduzione) o nulli (durante quelli di interdizione), che effetti produce sulla temperatura?

La temperatura è l'integrale della potenza. Gli impulsi quindi produrranno una variazione di temperatura di tipo integrativo L'integrale di un impulso è un gradino ma bisogna considerare anche l'evoluzione del sistema.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 21 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 23 di 132

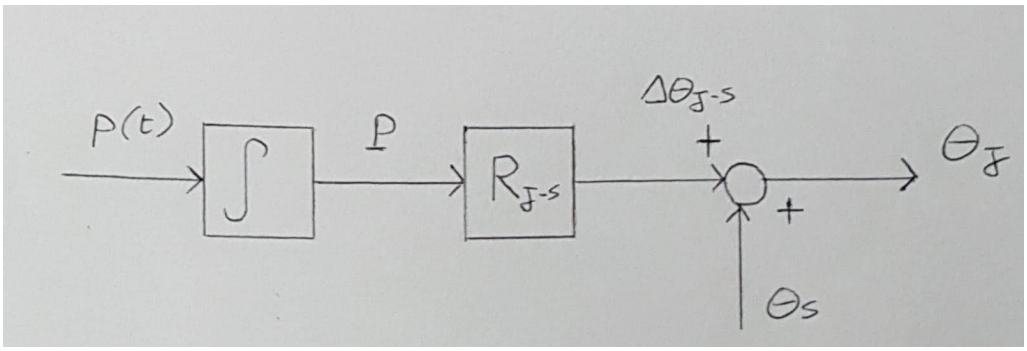
Calcolo il salto di temperatura solo sulla base del modello termico stazionario come sommatoria di resistenze tra ingresso e uscita quindi senza le capacità termiche perché la sovratemperatura di interesse diventa quella delle componenti.

$$\Delta\vartheta_{J-S} = \left(\Delta\tilde{\vartheta}_{J-S}\right)_{DC} = \left(P_d\right)_{DC} \cdot R_{J-S}$$

Dove R_{j-s} è la resistenza termica totale.

Se trascuriamo le componenti alternative non ci sono più le capacità e possiamo considerare solo le resistenze quindi fare riferimento a un modello termico stazionario.

Trovo un nuovo schema a blocchi:



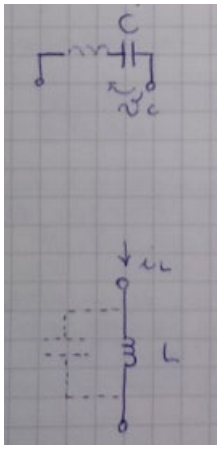
$$R_{J-S,max} = R_{J-C,max} + R_{C-S,max}$$

devo fare in modo che $\vartheta_J < \vartheta_{J,max} \longrightarrow \vartheta_J = \vartheta_{S,max} + R_{J-S_{max}} \cdot P_{d_{max}}$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 23 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 25 di 132

In questa trattazione si trascurano anche i parassitismi dei componenti reattivi. I comportamenti si considerano ideali.



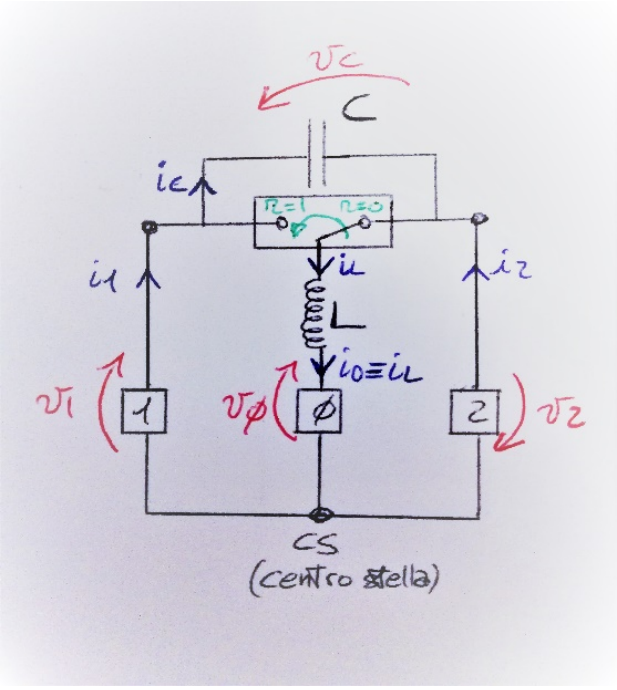
Il condensatore ha un'induttanza parassita che viene considerata nell'analisi derivativa per il calcolo degli effetti dominanti dovuti alla corrente durante le commutazioni ($L_{E,CELL}$). Per la risposta integrativa la presenza di questi parassitismi è trascurabile (1 per 1000 percentuali del periodo di commutazione degli stati) perché è in serie a reattori di potenza che hanno ordini superiori di grandezza.

L'induttore ha una capacità parassita in parallelo dovuta all'accoppiamento fra gli avvolgimenti. In maniera duale si trascura il parassitismo capacitivo.

Oltre a essere dinamicamente ideale, il tripolo lo ipotizziamo anche con idealità statica perché si trascurano i fenomeni dissipativi (perdite) dovuti agli stati stabili (non considero la Resr).

Analizzare le proprietà strutturali significa chiudere il circuito e quindi aggiungere sorgenti e utenze. Per essere più generale possibile, posso collegarli a triangoli o a stella.

A questo punto non mi interessa più sapere come sia fatto all'interno il tripolo e procedo nel valutare le proprietà generali delle strutture di conversione. Devo quindi supporre una configurazione circuitale qualsiasi in cui inserire la cella per realizzare una specifica conversione.



Analizzare le proprietà strutturali significa chiudere il circuito e quindi aggiungere sorgenti e utenze.
Per essere più generale possibile, posso collegarli a triangoli o a stella.

Definisco r come il bit legato allo stato del deviatore:
0 a dx → posizione di riposo
1 a sx → posizione attiva

Definisco i bipoli 1 (generatore), 2 e 0 (utilizzatori).

Scrivo le relazioni tra le variabili di stato e le grandezze elettriche:

$v_C = v_1 + v_2$

Definisco la variabile di stato: i_L con $i_O \equiv i_L$

Il centro stella mi permette di definire anche che $i_L = i_1 + i_2$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 25 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 27 di 132

È necessario formalizzare una sola equazione sfruttando il bit r per descrivere un sistema a 2 livelli di forzamento.

$v_L = r * (v_1 - v_0) + (1 - r) * (-v_2 - v_0)$

Mettendo in evidenza lo stato r:

$v_L = r * (v_1 - v_0 + v_2 + v_0) - (v_2 + v_0)$

$$v_L = r * v_C - (v_2 + v_0)$$

In modo analogo:

Equazione in r = 0 → $i_C = i_1$

Equazione in r = 1 → $i_C = i_1 - i_L$

Ottengo:

$$i_C = i_1 - r \cdot i_L$$

$\begin{cases} \boldsymbol{v_L = r \cdot v_C - (v_2 + v_0)} \\ \boldsymbol{i_C = i_1 - r \cdot i_L} \end{cases}$ È valido in ciascun periodo di modulazione ma vale solo per il bit r.

Considerando che i 3 bipoli possono essere GDT o GDC teoricamente avrei 8 combinazioni possibili.

Analizzando nel dettaglio le due equazioni in r ho che il sistema è del secondo ordine solo se il bipolo 1 è un GDC e i bipoli 2 e 0 sono GDT.

- Non si può accettare che il bipolo 0 sia un GDC, altrimenti la corrente nell'induttanza non varierebbe e quindi non esisterebbe dinamica induttiva.
- Non si può accettare che i bipoli 1 e 2 siano contemporaneamente GDC, altrimenti non esisterebbe dinamica induttiva.
- Non si può accettare che i bipoli 1 e 2 siano GDT contemporaneamente altrimenti non esisterebbe dinamica capacitiva.

  →Il sistema degraderebbe al primo ordine.

- Non si può accettare che i bipoli 1 e 2 sono GDT e bipolo 0 GDC.

  →Il sistema diventerebbe di ordine 0.

Il risultato è che uno deve essere un generatore di corrente e l'altro un generatore di tensione.

È possibile scrivere il sistema mettendo in evidenza (1 – r):

$v_L = r * (v_1 - v_0) + (1 - r) * (-v_2 - v_0)$

$v_L = (-v_2 - v_0 - v_1 + v_0) * (1 - r) + v_1 - v_0$

$$v_L = (v_1 - v_0) - (1 - r) * v_C$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 27 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 29 di 132

- Per definire il **regime periodico** ci sono due modi:
  1) Definito T allora $\vec{x} = \vec{x}(t-T)$ cioè tutte le variabili di stato sono periodiche con forzamento periodico

2) Qualsiasi grandezza che ha un andamento periodico nel tempo è composta da due termini:
$x(t) = X + x_{AC}(t)$
X: la componente continua. X è la media nel periodo di x(t): $X = \frac{1}{T}\int^{T} x(t)dt$
x_{AC}: componente alternativa in alta f scambiata dagli elementi reattivi

Bisogna definire a quale intervallo di tempo si integra, in questo contesto è il periodo di commutazione degli stati $T=T_{SW}$.
Usiamo il sistema di equazioni differenziali in r:

$$\begin{cases} v_L = r \cdot v_C - (v_2 + v_0) \\ i_C = i_1 - r \cdot i_L \end{cases}$$

Esisterà una variazione di flusso totale sia nel sotto intervallo r=1 che nel sotto intervallo r=0:

$$\Delta\psi_{pkpk,1} = \int^{\Delta t_{r=1}} [v_C - (v_2 + v_0)]dt \qquad \Delta\psi_{pkpk,0} = \int^{\Delta t_{r=0}} -(v_2 + v_0)dt$$

Le variabili di stato (in questo caso il flusso) partono da un certo valore e devono finire con lo stesso valore. Ciò significa essere a regime. Essere a regime vuol dire: $\Delta\psi_{pkpk,1} + \Delta\psi_{pkpk,0} = 0$

Sostituendo si ottiene:

$$\int^{\Delta t_{r=1}} [v_C - (v_2 + v_0)]dt + \int^{\Delta t_{r=0}} -(v_2 + v_0)dt = 0$$

Questa dice che le variazioni devono andare a regime. Mettiamo in evidenza l'integrale totale sul periodo perché è la definizione di valor medio:

$$\int^{\Delta t_{r=1}} v_C dt - \int^{T} (v_2 + v_0)dt = 0$$

$$\int^{\Delta t_{r=1}} v_C dt = T(V_2 + V_0)$$

Quell'integrale è come se fosse il valore medio della variabile capacitiva in uno solo dei sotto intervalli (solo in $\Delta t_{r=1}$):
$\Delta t_{r=1} \cdot V_{C_{\Delta t_{r=1}}} = T(V_2 + V_0)$
Le variabili di stato hanno valor medio che si ripete nei due sotto intervalli? $V_{C_{\Delta t_{r=1}}} = V_C$?
Dal punto di vista analitico, la risposta è NO. Analiticamente è sbagliato, ma più gli archi di esponenziale e gli archi di sinusoide sono dei pezzi piccoli, tanto più questo è vero.
→ $D \cdot V_C = V_2 + V_0$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 29 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 31 di 132

L'integrale dell'onda quadra/rettangola diventa una triangola e armonica per armonica il contenuto di ampiezza della triangola è inversamente proporzionale al quadrato dell'ordine armonico.

La rettangola è inversamente proporzionale a h, la triangola è inversamente proporzionale a h^2 e noi stiamo facendo il prodotto.

$$\begin{cases} V_L \simeq DV_C - (V_\phi + V_2) \\ I_C \simeq I_1 - DI_L \end{cases}$$

errore di non perfetta ortonormalità.

A regime devo imporre la derivata delle variabili di stato a zero che equivale a imporre le forzanti nulle.

$$\begin{cases} V_L = \phi \\ I_C = \phi \end{cases}$$

Quindi avrò:

$$\begin{cases} DV_C \simeq V_2 + V_\phi \\ DI_L \simeq I_1 \end{cases}$$

Bisogna definire la triangola canonica. La triangola deve essere ricavata dall'integrazione della rettangola. La triangola deve avere ampiezza uguale a 1. Valor medio della triangola deve essere nullo.

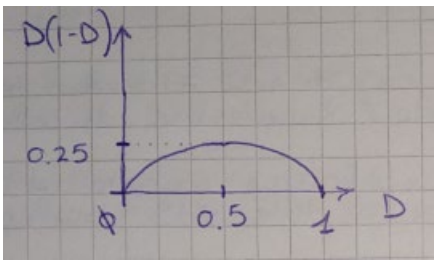
Qualunque forma d'onda può essere espressa come somma di una componente continua e un ripple triangolare:

$$[x(t)]_{CANONICA} = X \pm \hat{X}_{AC} \cdot tr(t)$$

$$\begin{aligned} \Delta\psi_{pk-pk,\tau=1} &= \Delta t_{\tau=1} \cdot V_C - \Delta t_{\tau=1} \cdot (V_2 + V_0) = \\ &= D \cdot T[V_C - (V_2 + V_0)] \Rightarrow \quad D = \frac{V_2 + V_0}{V_C} \\ &= D \cdot T \cdot V_C (1 - D) = \\ &= \underbrace{D(1-D)}_{\text{parabola canonica}} \underbrace{T \cdot V_C}_{} \end{aligned}$$

flusso costante, è quello che si compra.

La parabola canonica ci dice come variano le proprietà di ampiezza nel periodo.



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 31 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 33 di 132

Dato che ho canonizzato le forme d'onda delle vds, posso introdurre:

$$\begin{cases} i_L(t) = I_L + \hat{\Delta} I_L \cdot tr(t) \\ v_c(t) = V_c + \hat{\Delta} V_c \cdot tr(t) \end{cases}$$

il segno non conta perché sposta solo la fase del picco, l'ampiezza rimane cost.

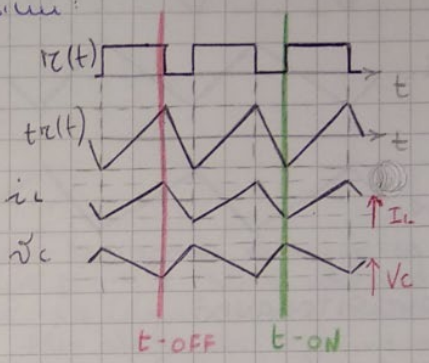
Ai fini della valutazione della SOA mi interessano i valori massimi, quindi lo stimolo max in corrente è funzione della sola ampiezza:

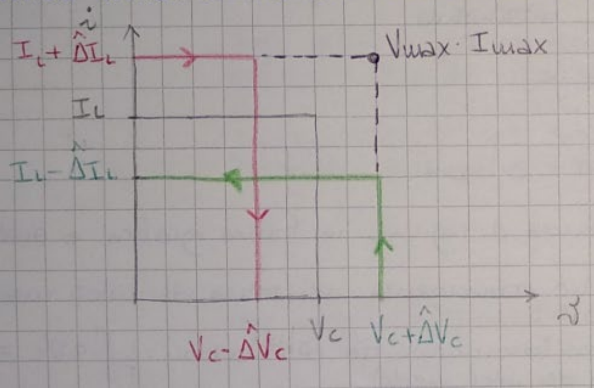
$$I_{L,max} = I_L + \hat{\Delta} I_L \qquad \text{e a regime:} \quad \hat{\Delta} I_L = \frac{1}{2} D(1-D) \frac{T V_c}{L}$$

analogamente per la tensione:

$$V_{c,max} = V_c + \hat{\Delta} V_c \qquad \text{e a regime:} \quad \hat{\Delta} V_c = \frac{1}{2} D(1-D) \frac{T I_L}{C}$$

La risposta integrativa dà un contributo ai valori massimi: la presenza del ripple aumenta i valori massimi, ma non aumenta la potenza dissipata perché non ho mai contemporaneità di V_{max} e I_{max}.
Date le forme d'onda canonizzate, le traiettorie di commutazione in caso di switch ideali ed elementi reattivi reali:





© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 33 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 35 di 132

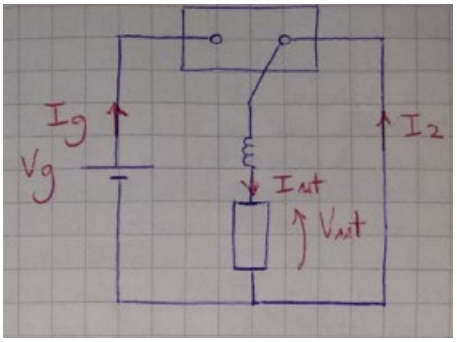
Struttura di conversione a singola cella e singola alimentazione

Ai convertitori è richiesto di assorbire energia da una sorgente e regolare grandezze elettriche all'utenza.
Circuitalmente ci sono 3 bipoli e bisogna disporre in questi 3 slot una sorgente e una utenza (l'altro è un corto circuito; se la connessione fosse a triangolo sarebbe circuito aperto).
Dal punto di vista funzionale ci sono 3 configurazioni possibili:

1. Sorgente su uno dei rami esterni e utenza sul ramo induttivo. Che la sorgente sia messa sul bipolo 1 o sul bipolo 2, dal punto di vista funzionale è la stessa cosa.
2. Utenza sul bipolo 1 o sul bipolo2 e sorgente sul ramo induttivo
3. Ramo induttivo in cortocircuito, e gli altri bipoli sorgente e utenza

Dal punto di vista numerico sono 6, ma dal punto di vista funzionale e elettrotecnico sono 3.

Step-down (buck-converter)



– $\boxed{1}$ Sorgente $\Rightarrow \begin{cases} v_g \equiv v_1 \\ i_g \equiv i_1 \end{cases}$

– $\boxed{0}$ Utenza $\Rightarrow \begin{cases} v_{ut} \equiv v_0 \\ i_{ut} \equiv i_L \end{cases}$

– $\boxed{2}$ Cortocircuito $\Rightarrow v_2 = 0$

Scelgo 1 come sergente perché ho già la convenzione dei generatori. Stessa cosa per 0.

Ipotizzo che non ci siano perdite perché sto considerando il tripolo ideale e quindi che la potenza erogata dal generatore finisce all'utenza: $P_g=P_{ut}$

Ai valori medi, quindi a regime, posso non inserire il reattore capacitivo perché in queste condizioni è un circuito aperto.
Quindi se $v_2 = 0 \quad \Rightarrow \quad v_g \equiv v_1 \equiv v_c$

$DV_C = V_2 + V_0$ Se $v_2 = 0 \quad \Rightarrow \quad D \cdot V_C = V_0 \quad \Rightarrow D \cdot V_g = V_{ut}$

$I_1 + I_2 = I_L \longrightarrow I_{ut} = I_L$

Il convertitore, se è alimentato a V_g= cost, si comporta come un generatore di tensione variabile attraverso D. Quindi il campo di variazione del D definisce il campo dir regolazione possibile:

$$0 \leq D \leq 1$$

La tensione utile varia quindi:

$$0 \leq V_{ut} \leq V_g$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 35 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 37 di 132

Up-Down (Buck-Boost converter)

- $\boxed{1}$ Sorgente $\Rightarrow \begin{cases} V_g \equiv V_1 \\ I_g \equiv I_1 \end{cases}$
- $\boxed{2}$ Utenza $\Rightarrow \begin{cases} V_{ut} \equiv V_2 \\ I_{ut} \equiv I_2 \end{cases}$
- $\boxed{0}$ Cortocircuito $\Rightarrow V_0 = 0$

$$V_C = V_1 + V_2 = V_g + V_{ut}$$

$$I_L = I_g + I_{ut}$$

Dalle eq. di regime: $DV_c = V_2 + \underset{\to 0}{V_0} = V_{ut} \longrightarrow D(V_g + V_{ut}) = V_{ut} \longrightarrow V_{ut} = \frac{D}{1-D} V_g$

Il campo di regolazione dipende dal campo di esistenza di D:

$0 \leq D \leq 1 \longrightarrow$ se $D \to 0$: $V_{ut} \to 0$; se $D \to 1$: $V_{ut} \to \infty$ $\Big\} \longrightarrow 0 \leq V_{ut} < \infty$ campo di regolazione illimitato.

Osservo che la connessione non è diretta. Sia per $\tau = 0$ che $\tau = 1$ non vi è connessione tra generatore e utenza: è un indirect converter. L'energia è trasferita per scambi energetici fra elementi reattivi. In tal caso è induttanza L: accumula energia dalla sorgente in $\tau = 1$ e la cede all'utenza in $\tau = 0$.
Detto ciò, non posso regolare a $D \to 1$ perché significherebbe accumulare per gran parte del periodo una grande quantità di flusso concatenato in L e poi in tempo infinitesimo trasferire tutta l'energia all'utenza: per fare ciò dovrei avere una $V_{ut} \to \infty$, ma ho un limite fisico delle tensioni. Inoltre bisogna considerare che induttanza, in realtà, è un induttore con perdite quindi anche perdite (in resistenza nonvoluta).

Il campo di regolazione è limitato solo in una polarità della tensione, quindi è anche questo un convertitore DC/DC che non può funzionare in AC perché non può cambiare polarità di tensione.

Coefficiente di costo:

Il costo è: $A_{dim} = V_c \cdot I_L = (V_g + V_{ut})(I_g + I_{ut})$

Potenza utile: $P_{ut} = V_{ut} \cdot I_{ut}$

$$K_c = \frac{P_{ut}}{A_{dim}} = \frac{V_{ut} I_{ut}}{(V_g + V_{ut})(I_{ut} + I_g)} = \frac{\cancel{V_{ut}} \cdot \cancel{I_{ut}}}{\cancel{V_{ut}}\left(1 + \frac{V_g}{V_{ut}}\right) \cdot \cancel{I_{ut}}\left(1 + \frac{I_g}{I_{ut}}\right)}$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 37 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 39 di 132

Il bipolo sorgente impone una corrente di segno opposto a I_0 perché il bipolo 0 ha convenzione di utilizzatori. Quindi pongo $I_g = -I_0$.
Per quanto riguarda l'utenza: quando il deviatore è in posizione $r = \phi$ cercherà di imporre una corrente opposta a I_2. Dato che il bipolo 2 è utenza avrà convenzione degli utilizzatori, per questo motivo cambio segno sia a corrente che tensione.

Da regime: $DV_c = V_2 + V_\phi \rightarrow D(\cancel{V_1}^{\phi} + V_2) = V_2 + V_\phi \rightarrow D(-V_{ut}) = -V_{ut} + V_g$

trovo: $V_{ut} = \frac{1}{1-D} V_g$

per $0 \le D \le 1$: $V_g \le V_{ut} < \infty$ campo di regolazione illimitato.

Sul concetto di campo di regolazione illimitato valgono stesse considerazioni di up-down.

Ora valuto il k_c:

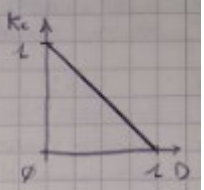
$P_{ut} = V_{ut} \cdot I_{ut} = |V_c| \cdot I_{ut}$

$A_{dim} = V_c \cdot I_L = |V_c| \cdot |I_L|$

metto in evidenza i moduli in quanto stiamo facendo un'analisi dei cost. (V_c e I_L sono sono negativi).

Non essendoci perdite, $\eta = 1$: $V_g I_g = V_{ut} \cdot I_{ut} \rightarrow \frac{V_g}{V_{ut}} = \frac{I_{ut}}{I_g} = 1-D$

$k_c = \frac{P_{ut}}{A_{dim}} = \frac{|V_c| \cdot I_{ut}}{|V_c| \cdot |I_L|} = \frac{I_{ut}}{|I_L|} = \frac{I_{ut}}{I_g} = 1-D \rightarrow k_c = 1-D$



Esiste la possibilità di $k_c = 1$. Ciò è possibile grazie alla connessione diretta in posizione $r = \phi$.
Ho possibilità di massimo adattamento → direct converter.
Step up può regolare solo in salita, mentre step down solo in discesa.

Se osservo le caratteristiche del up-down (buck-boost) noto che sono date tutte dal prodotto fra le caratteristiche del buck e quelle del boost:

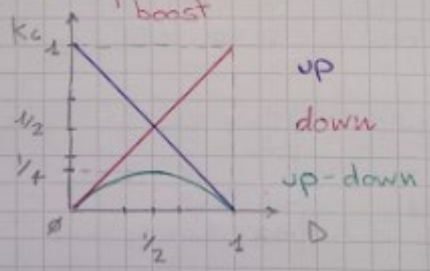
→ campo di regolazione è la somma dei due campi di regolazione

→ k_c è il prodotto dei due k_c

→ caratteristica di regolazione è il prodotto delle due.

$V_{ut} = \frac{D}{1-D} V_g$ (D: buck, 1-D: boost) ; $0 \le V_{ut} \le V_g$ (buck) + $V_g \le V_{ut} \le \infty$ (boost) $= 0 \le V_{ut} < \infty$

$k_c = D \cdot (1-D)$ (D: buck, 1-D: boost)



Nessuno nel mondo della conversione usa il buck-boost. Nelle strutture di conversione DC/DC trovo sempre che le specifiche di uscita o sono inferiori o sono superiori a quelle d'ingresso. Questo perché nessuno vuole usare una struttura indiretta perché ha delle penalizzazioni.
Specifiche per la scelta della struttura:

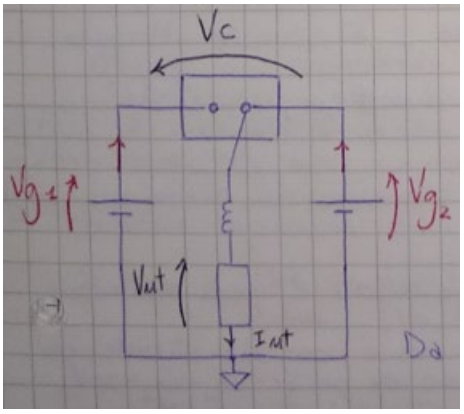
$(V_{ut})_{max} < (V_g)_{min}$ step-down

$(V_g)_{max} < (V_{ut})_{min}$ step-up.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 39 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 41 di 132

Generatori concordi



- $\boxed{1}$ Sorgente (convenzione generatori) $\Rightarrow \begin{cases} V_{g1} \equiv V_1 \\ I_g \equiv I_1 \end{cases}$
- $\boxed{0}$ Utenza $\Rightarrow \begin{cases} V_{ut} \equiv V_0 \\ I_{ut} \equiv I_L \end{cases}$
- $\boxed{2}$ Sorgente (convenzione utilizzatori) $\Rightarrow \begin{cases} V_{g2} \equiv -V_2 \\ I_{g2} \equiv I_1 \end{cases}$

$$V_C = V_1 + V_2 = V_{g1} - V_{g2}$$

$$DV_C = V_2 + V_0$$

$$D(V_{g1} - V_{g2}) = V_{ut} - V_{g2}$$

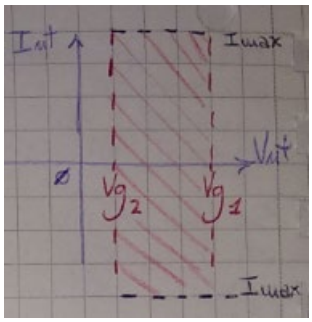
$$V_{ut} = D * V_{g1} + (1 - D) * V_{g2} = D * \left(V_{g1} - V_{g2}\right) + V_{g2}$$

V_C può essere sia positiva che negativa. Ipotizziamo che: $V_{g1} > V_{g2}$
→ $V_C = V_{g1} - V_{g2} > 0$

Dato che $0 \leq D \leq 1$, il campo di regolazione sarà:

$$V_{g2} \leq V_{ut} \leq V_{g1}$$

Se $V_{g1} = V_{g2}$ non ho campo di regolazione



Si stringe il campo di regolazione e diventa una porzione in un semipiano.

Visto che il campo di regolazione si è ristretto ci aspettiamo che anche i costi lo siano.

$A_{dim} = V_C * I_L = \left(V_{g1} - V_{g2}\right) * I_{ut}$

$K_C = \frac{V_{ut}}{V_{g1} - V_{g2}} = \frac{D*(V_{g1} - V_{g2}) + V_{g2}}{V_{g1} - V_{g2}} = D + \frac{V_{g2}}{V_{g1} - V_{g2}}$

Il coefficiente di costo K_C è maggiore del 100% ($K_C > 1$.). Questa struttura regola poco e permette di sfruttare al massimo i componenti attivi.

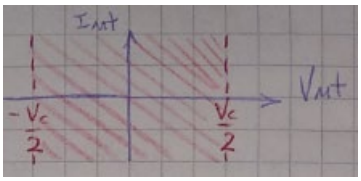
È un caso didattico (nei caricabatterie da dei benefici) , non è molto diffusa perché non passa dallo zero.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 41 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 43 di 132

E il campo di regolazione:

$-\frac{V_C}{2} < V_{ut} < \frac{V_C}{2}$



Definisco: $(2D - 1) = M$ → Indice di modulazione = $\frac{V_{ut}}{\frac{V_C}{2}}$ come grandezza unitaria che definisce le condizioni di modulazione dei due stati disponibili nel tempo.

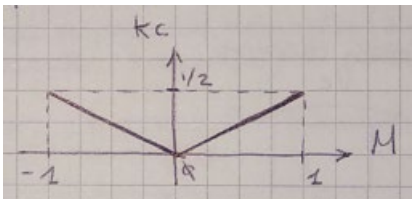
È una funzione unitaria e simmetrica che varia tra +1 e -1 ed è molto più adatto a definire il campo di regolazione simmetrico. È più usato nell'ambito dell'alternata (D invece si usa nel DC/DC eccetto che nel 4Q).

$$A_{dim} = |V_C * I_L| = V_C * |I_{ut}|$$

Nei 4 Q, la tensione commutata è positiva in un sistema a tensione impressa mentre la corrente può essere di entrambi i segni e quindi prendo il modulo perché i costi devono essere positivi.

$$|P_{ut}| = |V_{ut} * I_{ut}|$$

$$K_C = \frac{|V_{ut}|}{V_C} = \frac{1}{2} * |M|$$



Indice di stato (1 e -1) = funzione segno→ rappresentano in p.u la simmetria del campo di regolazione.
I bit→ l'unipolarità del campo

Il prezzo della reversibilità di potenza è il dimezzamento dell'utilizzazione.

Questa struttura però ha enormi problemi di correlazione in corrente. Infatti:

$$\begin{cases} I_{g1} = I_1 = D * I_L \\ I_{g2} = -I_2 = I_1 - I_L = -(1 - D) * I_L \end{cases}$$

Ora:

$$\begin{cases} P_{g1} = V_{g1} \cdot I_{g1} = \frac{V_C}{2} D\, I_{ut} \\ P_{g2} = V_{g2}\, I_{g2} = -\frac{V_C}{2}(1-D)\, I_{ut} \end{cases}$$

Per qualsiasi punto di lavoro c'è un generatore che eroga e l'altro che assorbe.

Se:

$I_{ut} > 0$	$P_{g1} > 0$	$P_{g2} < 0$
$I_{ut} < 0$	$P_{g1} < 0$	$P_{g2} > 0$

eroga assorbe assorbe

→ $P_{g1} = P_{g2} + P_{ut}$

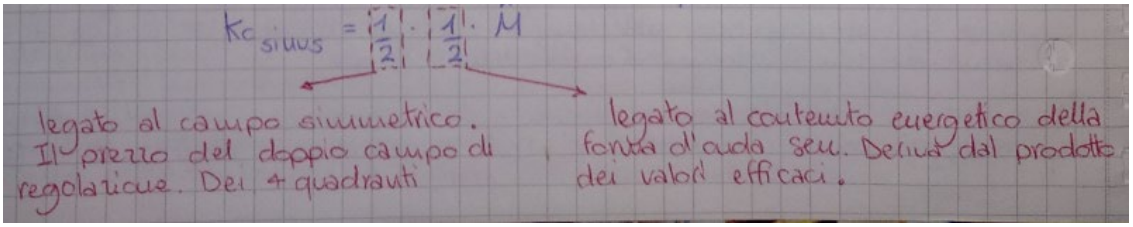
→ $|P_{g1}| = |P_{g2}| + |P_{ut}|$

assorbe eroga eroga

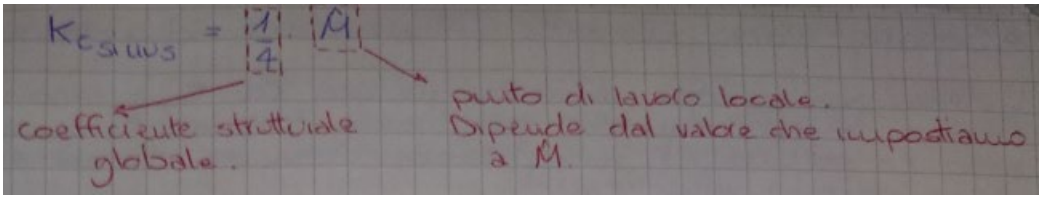
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 43 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 45 di 132

(Se $\widehat{M} \leq 1 \; allora \; k_{C,sinusoidale} \leq \frac{1}{4}$)

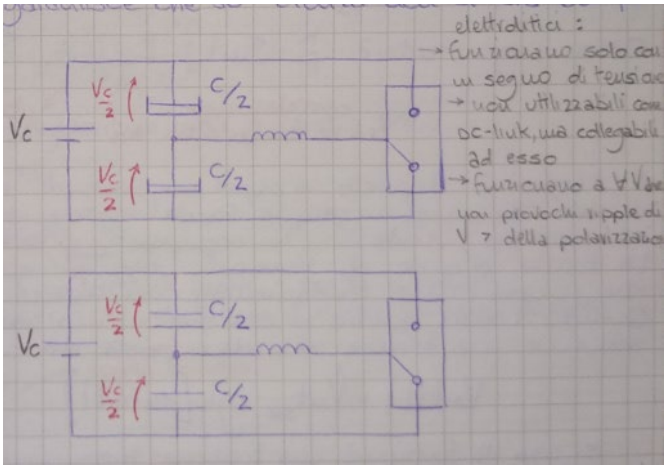


Bisogna mettere in evidenza il fatto che nel mondo della conversione statica dell'energia elettrica l'alternata costa molto di più della continua.



L'inverter monofase esiste con una sola alimentazione. Basta un partitore capacitivo per realizzare il campo simmetrico. Inoltre il partitore capacitivo garantisce che sull'utenza non ci sia componente continua.

A f elettriche basse (50 Hz) il partitore è fatto con condensatori elettrolitici:



A f e potenze più alte il partitore si fa con condensatori piccoli (ad esemipio: fusione, tempra, saldatura a induzione):

Questi condensatori sono grandi perché devono essere dimensionati alla f di 50Hz e non per la frequenza di commutazione. La penalizzazione di un'alimentazione duale riguarda il dimensionamento delle capacità. La tensione impressa è data dall'unica polarizzazione del condensatore elettrolita.

I condensatori non dissipano in una condizione di campo elettrico stazionario applicato, quindi metterli in DC-link non è dissipativo. I condensatori elettrolitici hanno un costo e problematiche crescenti con il crescere della tensione che devono sopportare (esistono fino a 550V).

Esistono delle specifiche, che le strutture devono rispettare, sulla continuità di servizio durante i transitori della rete. Anche in presenza di discontinuità della sorgente, le capacità danno continuità. Pagando un po' di più si riesce a dimensionare i condensatori elettrolitici per avere quella continuità di servizio sufficiente per non avere la mancanza della semionda.
L'inverter monofase è possibile farlo a singola cella nei casi in cui la partizione costa poco.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 45 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 47 di 132

$A_{dim} = V_C \hat{I}_L = V_C \hat{I}_{ut,I}$

Il coefficiente di utilizzazione ad onda quadra vale:

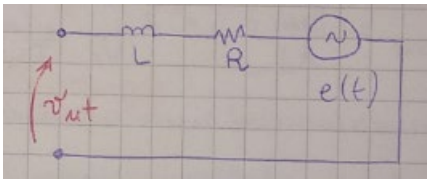
$$k_{C,sw} = \frac{1}{\pi}$$

Siccome non c'è regolazione di ampiezza (ma solo di frequenza) dell'onda quadra sorgente, non è un valore variabile da 0 fino ad un massimo; è direttamente un valore costante.
Questo spiega perché si fanno i convertitori monofase ad onda quadra. Il beneficio è proprio il $^4/_\pi$ ($k_{C,sinsusoindale,max} = \frac{1}{4}$).

Esiste un beneficio di ampiezza e quindi di costo, ma in realtà oltre questo esiste un altro beneficio che appartiene al dimensionamento dei convertitori.
Se non c'è regolazione di ampiezza, vuol dire che i convertitori ad onda quadra non sono dei convertitori ad alta frequenza di modulazione degli stati, non sono convertitori PWM. Questo vuol dire che non ci sono perdite per commutazione! Ci sono solo 2 commutazioni al periodo invece delle 20mila dei PWM. Gli interruttori che realizzano le gambe di inverter dei convertitori ad onda quadra non sono specializzati per minimizzare le perdite per commutazione poiché non ci sono perdite per commutazione. Sono semiconduttori che nascono per minimizzare le perdite per conduzione, sono interruttori lenti.
Il successo della conversione ad onda quadra è dovuto ad entrambi i motivi ma soprattutto perché si è passati da usare i costosissimi transistor ai più economici tiristori.

Esempio: macchina elettrica con onda quadra

Dato che non esiste l'utenza a corrente impressa, usiamo un modello generale (più vicino alla realtà) della macchina elettrica:



C'è sicuramente un'induttanza; e se non ci fosse l'induttanza bisognerebbe metterla. Una resistenza piccola/trascurabile.
Poi c'è la sede della conversione elettromeccanica dell'energia ovvero la forza elettromotrice interna (sinusoidale; cioè che c'è solo prima armonica):

$$e(t) = \hat{E} sin(\omega t)$$

L'ipotesi che la conversione avviene solo con la fondamentale è vera solo se la fem è sinusoidale.

Supponiamo che il motore abbia una velocità angolare costante. Significa che è indipendente dalla coppia e quindi dalla corrente di armatura.
Siamo ad onda quadra, quindi non ho modulazioni degli stati ad alta f quindi non ho ripple quindi i valori istantanei coincidono con i valori medi:

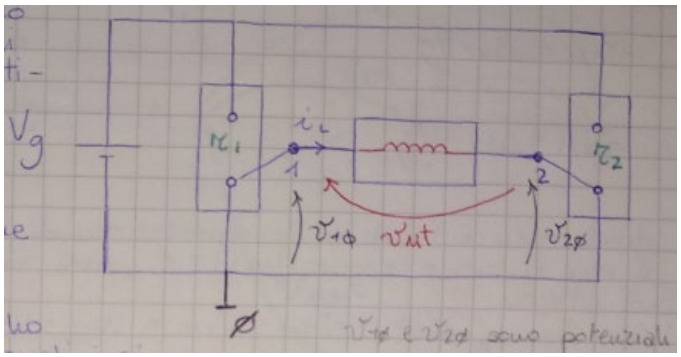
$$i(t) = I(t) = \hat{I}_{MAX} f_i(t)$$

Non conosco né l'ampiezza né la forma d'onda. In quel circuito se la tensione è un'onda quadra ci saranno tensioni armoniche e anche correnti armoniche. Ci sarà una risultante di forma d'onda che avrà una sua ampiezza.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 47 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 49 di 132

Strutture di conversione a due celle canoniche



Per rimediare al problema dell'alimentazione duale nel DC/DC 4Q, si utilizzano due celle canoniche.

Poiché le sorgenti di alimentazione di tensione sono le più disponibili, utilizziamo uno schema VSI.

Le due celle sono collegate in modo da presentare la stessa tensione agli estremi di deviazione con compatibilità per entrambe. Le compatibilità sono garantite dagli elementi reattivi L e C che non vado a rappresentare perché mi interessano i valori medi e non la dinamica, quindi ripple ecc..

Ottengo una struttura a ponte: **H-bridge**.

La tensione sull'utenza è una ddp fra i due comuni di deviazione. Ho una struttura in cui ho 2 gradi di libertà cioè 2 grandezze regolabili ovvero i due stati delle celle r_1 e r_2.
Definito il riferimento, ovvero il riferimento negativo del DC-link posso scrivere che:

$$v_{ut} = v_{10} - v_{20} = (r_1 - r_2)V_g$$

La tensione utile è come se fosse una tensione concatenata (fase-fase).

Le due celle sono indipendenti quindi 2 gdl concorrono a soddisfare un solo vincolo.

Passando ai valori medi avremo:

$$V_{ut} = (D_1 - D_2)V_g$$

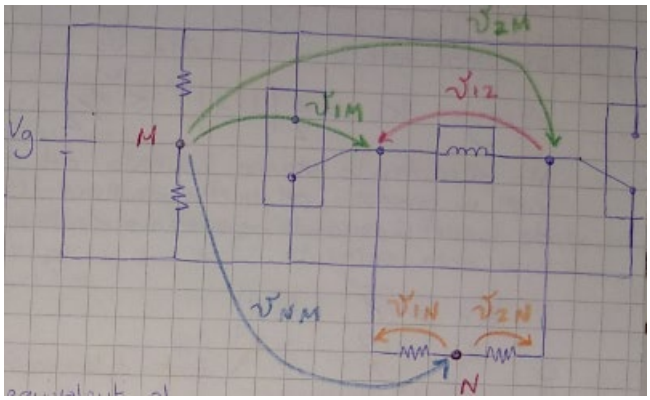
La variabile non è il duty cycle, ma è l'indice di modulazione (r_1-r_2) che a seconda dei casi assume questi valori:

- $r_1 = 1$
  $r_2 = 0$ $\quad r_1 - r_2 = 1$ (1)
- $r_1 = r_2$ $\quad r_1 - r_2 = 0$ (2) $\quad$ tra parentesi→la molteplicità
- $r_1 = 0$
  $r_2 = 1$ $\quad r_1 - r_2 = -1$ (1)

Abbiamo in totale 4 stati distinti che caratterizzano il convertitore, ma la differenza degli stati né identifica solo 3, ad esempio se la tensione di uscita è 0 non riusciamo a capire in che stato è il convertitore, perché o sono giù o su tutte e due le celle.
Quindi quella variabile non è sufficiente per definire lo stato.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 49 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 51 di 132



Ho 2 punti medi:

M che è rappresentativo della sorgente

N che è rappresentativo dell'utenza

N è il punto neutro, ovvero il punto intermedio del partitore virtuale che definisce l'utenza.

$$v_{fm} = v_{fN} + v_{NM}$$

$$v_{1M} + v_{2M} = v_{1N} + v_{2N} + 2v_{NM}$$

$$v_{1N} + v_{2N} = 0$$

$$v_{1M} + v_{2M} = 2v_{NM}$$

$$v_{NM} = \frac{1}{2}(v_{1M} + v_{2M}) = \frac{1}{2}(m_1 + m_2)\,{}^{V_g}/_{2} = m_c\,{}^{V_g}/_{2}$$

Il m_c è la rappresentazione della tensione v_{NM} quindi della ddp fra il punto medio della sorgente e il punto neutro dell'utenza.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 51 di 132

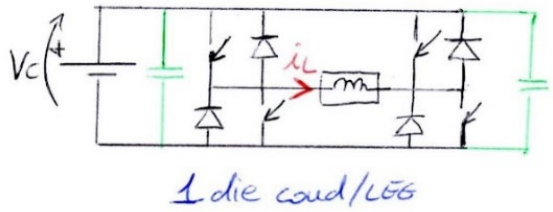
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 53 di 132

La verità è che non bisogna tener conto solo dell'analisi strutturale.

La differenza che c'è tra le due strutture è realizzativa. La differenza dipende dal fatto che non c'è dualità tra conduzione ed interdizione.

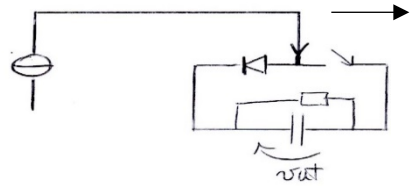
Come sono realizzate le due strutture?

Nel VSI, i due tripoli sono in realtà gambe di Inverter (half-bridge). I diodi e gli interruttori sono in anti-parallelo.

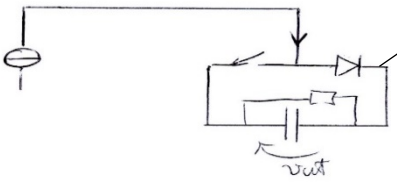


Struttura bidirezionale in corrente non reversibile in tensione.

Nel CSI, dover sostenere entrambi i segni della tensione richiede una composizione diversa a prima. Se nel VSI la bidirezionalità di corrente è realizzata mettendo in parallelo due celle, nel CSI per realizzare la bidirezionalità in tensione si pongono interruttori e diodi in serie.

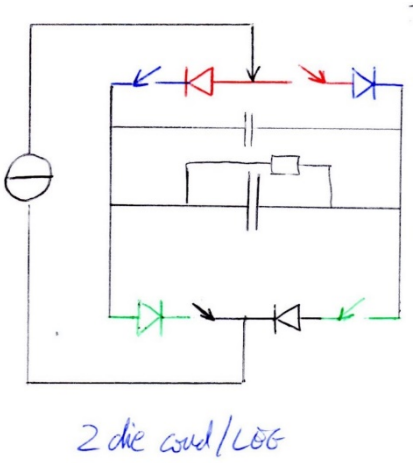


Struttura che dovrei utilizzare per poter deviare la corrente all'utenza utenza con segno positivo. Ma non funziona se cambia di segno la tensione. La cella canonica è mono-quadrante, funziona con un segno della corrente e un segno della tensione.



Struttura che funziona con segno opposto.

Si realizza la composizione, anziché in anti-parallelo, in anti-serie. (Rosso→tensione positiva r_P, Blu→tensione negativa r_N).



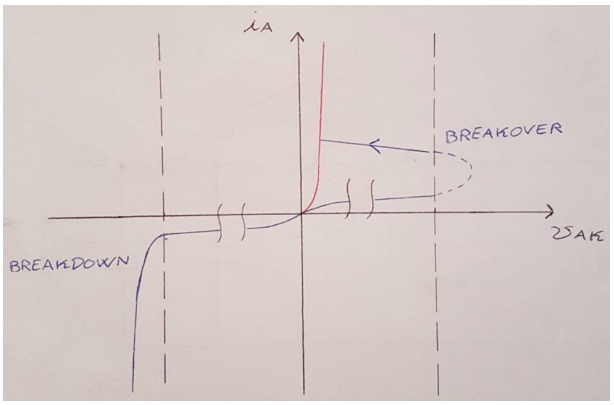
La corrente impressa deve andare da qualche parte. I due interruttori devono essere in stato complementare, far andare la corrente da una parte o dall'altra, ma dato che non c'è possibilità di sincronismo perfetto, il vincolo di non scassamento è: $r_P + r_N \geq 1$ (sempre), cioè deve essere in conduzione almeno uno (anche tutte in due in conduzione va bene perché con tensione o positiva o negativa ci sarà sempre un diodo polarizzato inversamente).

In una gamba di Inverter VSI i due interruttori, viceversa, devono essere al più uno in conduzione ma mai entrambi, altrimenti si verificherebbe un cortocircuito: $r_P + r_N \leq 1$.

È il duale.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 53 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 55 di 132

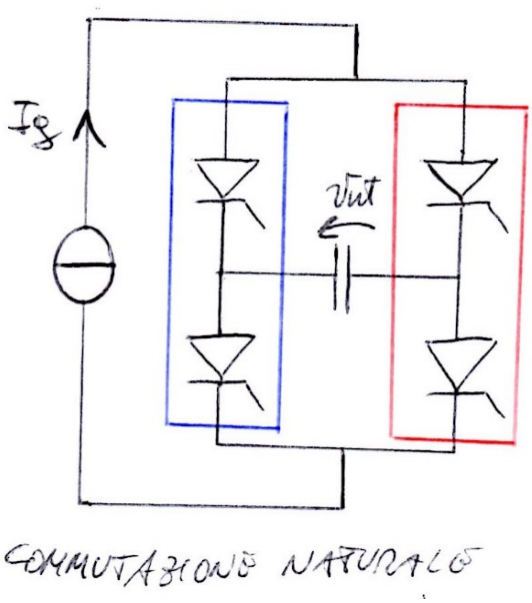


Nel primo quadrante avrà come caratteristica di breakdown quella di un interruttore, mentre nel terzo quadrante avrà come breakdown la stessa caratteristica del diodo.

Quella del primo quadrante si chiama breakover perché si innesca un meccanismo di autocommutazione.

L'SCR dal punto di vista della conduzione, in alta tensione, è molto competitivo (quasi imbattibile).

Se dovessimo realizzare un ponte ad H con SCR:



Con gli SCR si ottengono tutte le caratteristiche che servono per la compatibilità, ma non per la commutazione.

Nella commutazione naturale abbiamo anche la modularità perché si possono mettere insieme 2 componenti che si ripetono per ciascuna fase.

I convertitori a commutazione naturale hanno avuto un grande successo grazie alla semplicità di costruzione (gambe uguali) e alle basse perdite per conduzione dato che nelle commutazioni naturali si usano i tiristori che sono specializzati nella conduzione; inoltre non ci sono perdite per commutazione perché commutano ad onda quadra quindi solo 2 volte al periodo).

Adesso vediamo che conduce un solo componente alla volta come nel VSI. Il CSI a commutazione naturale (4 SCR) è più economico di un CSI a commutazione forzata (4 diodi+ 4 interruttori), semplicemente dal punto di vista numerico dei componenti.

Commutazione naturale→ CSI
Commutazione forzata→ VSI

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 55 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 57 di 132

Tecniche di modulazione del ponte ad H

La struttura è composta da due celle indipendenti e ho quindi disponibilità di 2 gdl. Un'equazione di vincolo è data dall'utenza ai valori medi: $V_{ut} = (D_1 - D_2)\, V_g$

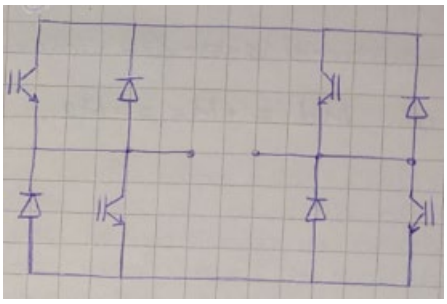
Ho bisogno di un ulteriore vincolo. Lo faccio con il modo differenziale con la quale posso massimizzare la competitività.

Ho 2 possibilità: omogeneità o specializzazione.

Omogeneità

Posso standardizzare i componenti che fanno parte del ponte-H utilizzando stessi componenti (interruttori e diodi uguali) per i due tripoli, che quindi costano uguale.

Se per esempio ci sono due celle fatte così (4 IGBT uguali e 4 diodi uguali):



Cerco di non fare scassare uno prima dell'altro.

I componenti si scassano per: tensione, corrente e temperatura.

La tensione è la stessa. La corrente è la stessa.

Per sfruttarli in modo omogeno bisogna minimizzare la possibilità di guasto per sovratemperatura di un singolo componente. Per avere omogeneità tecnologica bisogna quindi progettare l'omogeneità termica.

Spendo un gdl per non far scassare i componenti quindi cerco di modulare gli stati di ogni gamba in modo tale da far scaldare tutti i componenti allo stesso modo perché se modulo gli stadi in modo che uno si scalda di più dell'altro, si scasserà prima quello che si scalda di più.

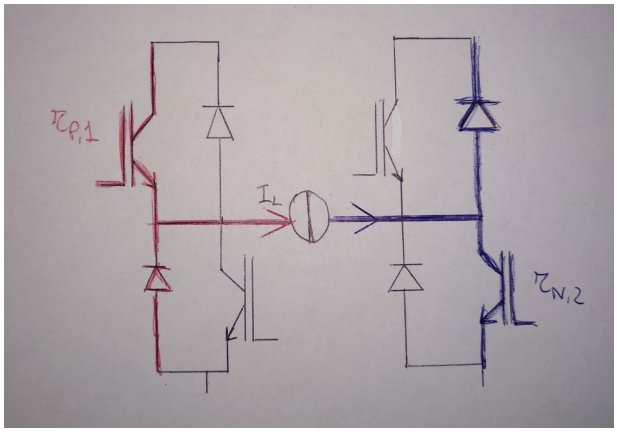
Omogeneità significa $\Delta\theta_{j,s} = cost$ cioè che tutti i dispositivi uguali devono avere lo stesso salto di temperatura tra giunzione e sink.

È una questione di temperatura. La temperatura è l'integrale della potenza dissipata istantanea.

La potenza dissipata, in ciascun periodo di modulazione T, è esprimibile come:

$$P_{comm,media} + P_{cond-media} = V_c I_L \left\{ \frac{\Delta t_{comm}}{2T} + D\,\frac{V_{on}(I_L)}{V_c} \right\}$$

Dato che ho componenti uguali che commutano la stessa tensione V_c e corrente I_L, il rapporto $\frac{V_{on}(I_L)}{V_c}$ è fisso perché tutti i componenti commutano uguale. Gli unici termini che fanno la differenza sono il D e la f. Questi due addendi sono irriducibili tra di loro perché in uno c'è il D nell'altro la frequenza. Ma dato che l'obiettivo è raggiungere l'omogeneità termica, devo uguagliare D e f.



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 57 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 59 di 132

Tecnica di modulazione bipolare naturale

Applichiamo il vincolo dei valori medi anche ai valori istantanei. Sfasiamo gli indici con lo sfasamento minimo, cioè 0.

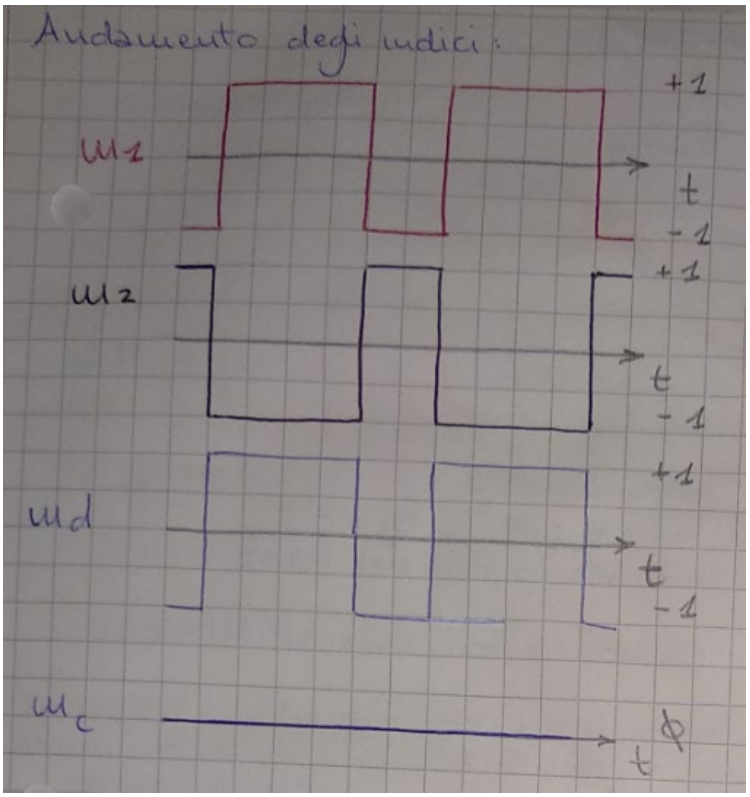
$$\begin{cases} m_c = 0 \\ m_1 = -m_2 \end{cases} \qquad |M_d| = 1$$

m_c è istantaneamente nullo

m_d non è mai nulla

Con questa tecnica rinuncio al terzo livello (livello zero). Modulo entrambe le gambe ma ai soli due livelli ± 1 cioè solo con gli stati estremi. Basta quindi un solo modulatore.

L'utenza non viene mai cortocircuitata perché non si usa $m_d = 0$ a cui corrisponde $v_{12} = 0$. Si alimenta il ponte in modo diagonale.



Nel ponte ad H con BN, il sistema è sempre del secondo ordine infatti abbiamo sempre un collegamento tra mondo induttivo e mondo capacitivo.

Adesso calcoliamo il fattore di ripple della corrente induttiva e le perdite per i termini dissipativi nei reattori (R in serie a C e G in parallelo a L).

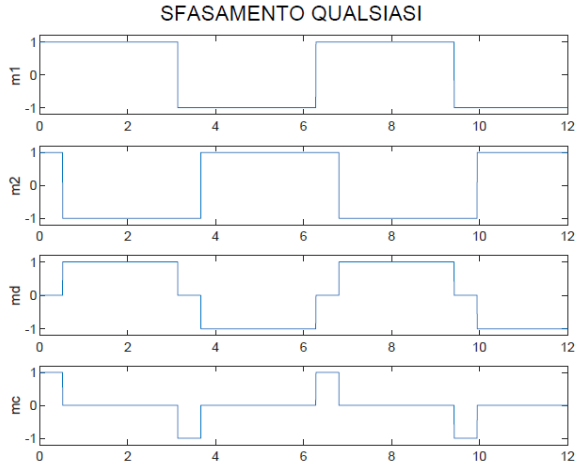
$$\Delta\psi_{pk-pk,\tau=1} = \Delta t_{\tau=1} \cdot V_c - \Delta t_{\tau=1} \cdot (V_2 + V_0) =$$
$$= D \cdot T\left[V_c - (V_2 + V_0)\right] \Rightarrow \quad D = \frac{V_2 + V_0}{V_c}$$
$$= D \cdot T \cdot V_c (1 - D) =$$
$$= \underbrace{D(1-D)}_{\text{parabola canonica}} \underbrace{T \cdot V_c}_{\text{flusso costante, è quello che si compra.}}$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 59 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 61 di 132

Tecnica di modulazione bipolare controfase

Si vorrebbe ottenere la continuità di modulazione della BN anche nell'intorno di $M_d = 0$. Ciò che è possibile fare è modificare la fase relativa delle due funzioni istantanee di comando delle celle fino a imporre lo sfasamento massimo cioè uno sfasamento di un semiperiodo di modulazione.



Ci sono infiniti sfasamenti che producono valor medio nullo del modo differenziale, mantenendo il valor medio del modo comune nullo.

All'aumentare dello sfasamento gli intervalli di modo differenziale nullo durano più a lungo.

$$\begin{cases} M_c = 0; \quad M_1 = -M_2 \\ m_2(t) = -m_1(t - \frac{T}{2}) \end{cases}$$

$$m_c \neq 0; \quad m_1 \neq -m_2$$

$$\begin{cases} m_d(t) = \dfrac{m_1 - m_2}{2} = \dfrac{m_1 + m_1(t - \frac{T}{2})}{2} \\ m_c(t) = \dfrac{m_1 + m_2}{2} = \dfrac{m_1 - m_1(t - \frac{T}{2})}{2} \end{cases}$$

Se voglio avere valor medio nullo le onde quadre devono avere D=0.5 sfasate di un semiperiodo.

In questo modo le due celle sono al centro del loro campo di regolazione.

Realizzo così modo differenziale nullo, sia ai valori medi che istantaneamente, ponendo la prima cella in controfase con la seconda.

In questo modo $m_d = 0$,

$$m_1(t) = m_2(t) = m_c(t)$$

Risolvo il problema di avere $M_d = 0$ con ripple.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 61 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 63 di 132

Posso ora valutare il ripple di corrente:

$M_d > 0$: $D_1 = M_d = |M_d|$ e $M_d < 0$: $D_1 = 1 + M_d = 1 - |M_d|$

$$\Delta\psi_{pk-pk} = D_1 \cdot (1 - D_1) \cdot \frac{T}{2} \cdot V_g = |M_d| \cdot (1 - |M_d|) \frac{T}{2} \cdot V_g$$

perché M_d è a f_{sw} doppia ($2f_{sw}$).

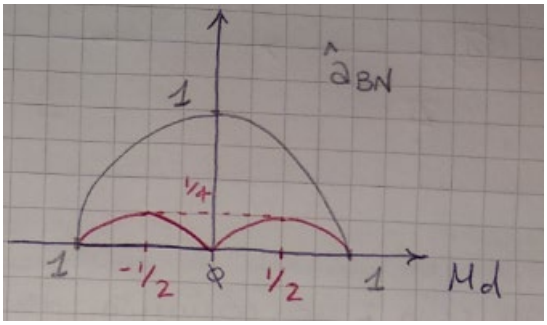
$$\Delta I_{AC}(M_d) = \frac{1}{2} \frac{\Delta\psi_{pk-pk}}{L} = \frac{1}{2} \cdot |M_d| \cdot (1 - |M_d|) \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{V_g}{L} = \frac{1}{4} \frac{T V_g}{L} |M_d| \cdot (1 - |M_d|)$$

Il fattore di ripple è: $\alpha_{BCF} = \frac{\Delta \hat{I}_{AC}}{I_L} = \frac{1}{4} \frac{T V_g}{L I_L} |M_d| \cdot (1 - |M_d|)$

Il massimo lo trovo per $|M_d| = \frac{1}{2}$:

$$\Delta \hat{I}_{ac,max}\left(M_d = \pm\frac{1}{2}\right) = \frac{1}{16}\frac{V_g * T}{L}$$

$$\alpha_{BCF,max} = \frac{1}{16}\frac{V_g * T}{L * I_L}$$



Normalizzo al caso BN per $M_d = 0$ cioè:

$\alpha_{BN} = \frac{1}{4} \frac{T}{L} \frac{V_g}{I_L}$

e trovo: $\hat{\alpha}_{BCF} = \frac{\alpha_{BCF}}{\alpha_{BN}} = |M_d| \cdot (1 - |M_d|)$ e $\hat{\alpha}_{BFC,max} = 1/4$

Ho modulazione simmetrica in entrambi i sottocampi.

Il problema è che la BCF massimizza il modo comune.

Il problema è che lo zero è una singolarità.

Questa tecnologia è finalizzata all'omogeneità termica ed è solo una delle possibilità per sfruttare il gdl a disposizione. Posso per esempio sfruttarlo in un altro modo ovvero per avere una specializzazione delle gambe.

Per quanto riguarda le perdite nel ferro:

$$\|v_L\|^2 = {V_g}^2 |M_d|(1 - |M_d|)$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 63 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 65 di 132

Tecnica di modulazione unipolare

Uso solo due livelli istantanei di m_d che circoscrivono il valore medio M_d:
→ se $M_d > \phi$: uso solo $m_d = \phi$ e $m_d = 1$
→ se $M_d < \phi$: uso solo $m_d = \phi$ e $m_d = -1$.
Posso sintetizzare come:

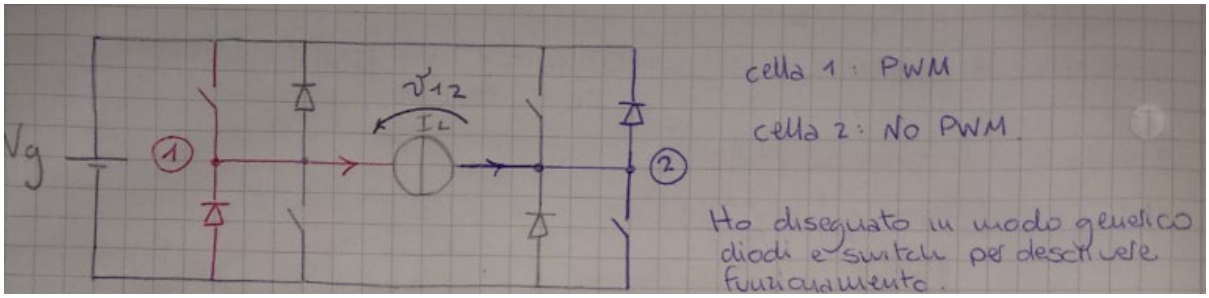
$$|m_d| = \phi \div 1 \quad e \quad m_d \neq sgn(M_d)$$

In tal modo minimizzo il ripple. Tale approccio può essere implementato modulando solo una delle due celle canoniche. Da qui il nome unipolare.

Si perde l'omogeneità di utilizzazione delle due celle che devono subire un diverso dimensionamento termico.

Si usano tutti i gdl per rendere le due celle molto diverse tra loro. Una è modulata in PWM e farà uso di componenti veloci in quanto devono commutare (costo più elevato). L'altra cella invece farà uso di componenti a bassa cdt in conduzione ma lenti in commutazione, ma non dobbiamo commutare e posso risparmiare sul costo.

Devo scegliere quale delle due celle devo modulare, **in ciascun periodo di modulazione degli stati**:



Unipolare vuol dire che in ciascun periodo di modulazione è possibile specializzare un lato dei due a stare fermo e l'altro lato a fare la modulazione PWM per ottenere la commutazione alla frequenza di commutazione richiesta.

Per ottenere il valore medio di tensione: $v_{12} = m_d * V_g = \frac{m_1 - m_2}{2} * V_g$

Nella cella specializzata per condurre e non per commutare, vuole dire che $m_2(t) = M_2$.

Di conseguenza: $m_d = \frac{m_1 - M_2}{2}$

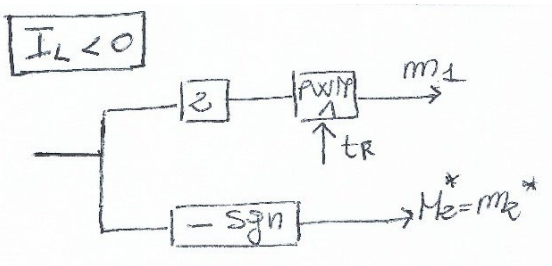
→ $\begin{cases} se\ M_2 = +1\ \ allora\ M_d < 0 \\ se\ M_2 = -1\ \ allora\ M_d > 0 \end{cases}$ → $M_2 = -sgn(M_d)$

La gamba 2, dato che commuta solo sul segno del valor medio dell'indice differenziale richiesto, funziona a onda quadra.

Quindi si ha: $M_d = \frac{M_1 + sgn(M_d)}{2}$

→ $M_1 = 2 * M_d - sgn(M_d)$

Mentre: $M_c = \frac{M_1 + M_2}{2} = M_d - sgn(M_d)$



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 65 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 67 di 132

Il problema è che sto ragionando a pari frequenza di commutazione per tutte le tecniche di modulazione e non a pari perdite.

Ragionando a parità perdite:

Per le bipolari → $P_{tot} = 2 * \{P_{comm} + P_{cond}\}$

Per le unipolari → $P_{tot} = (P_{cond,\ PWM} + P_{comm,\ PWM}) + (P_{cond,\ OQ} + P_{comm,\ OQ})$

In questa analisi le perdite per commutazione della cella a onda quadra sono nulle.

Per quanto riguarda le perdite in conduzione, dato che nelle unipolari ho componenti specializzati ad avere cdt basse in conduzione allora avrò, sulla gamba a onda quadra, perdite per conduzioni minori. Nelle bipolari ho entrambe le celle dimensionate per commutare quindi le perdite per conduzione saranno più alte:

$P_{cond\,U} < P_{cond\,B}$

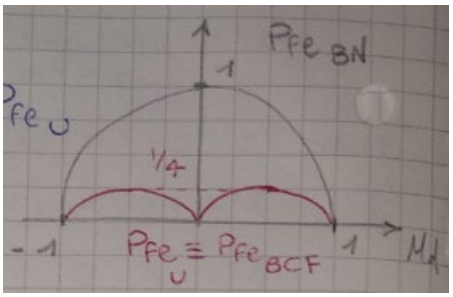
Per confrontare e quindi uguagliare le due perdite di commutazione dei bipolari e unipolari bisogna andare a frequenza doppia, perché il confronto è a parità di frequenza di ripple.

$2 * P_{comm,bipolari} = P_{comm,\ unipolari}$ → $2 * \frac{\Delta t_{eq}}{T_B} * (V_C * I_L) = \frac{\Delta t_{eq}}{T_U} * (V_C * I_L)$ → $T_U = \frac{T_B}{2}$

Il periodo degli stati unipolari è metà di quello bipolari, quindi la bipolare ha frequenza di commutazione doppia rispetto all'unipolare.

Quindi a parità di termini di perdita: $P_{fe\,BCF} \equiv P_{fe\,U}$

A parità di prestazione e quindi a parità di ripple di corrente, a parità di frequenza di ripple, perdite, termini additivi perdite nel ferro, l'unipolare costa un po' meno rispetto alla bipolare perché riduce un po' le perdite per conduzione.



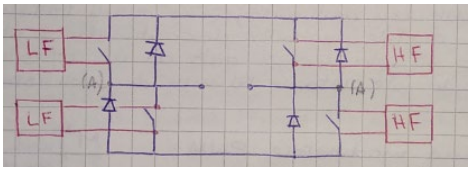
Ma ho problemi di sincronismo quando ci troviamo a mantenere $m_d = 0$. Ho continue oscillazioni a DX e a SX e ciò provoca perdite e soprattutto vibrazioni per un servomotore.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 67 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 69 di 132

Progettazione

Dovrei avere una gamba con componenti specializzati per commutazioni (veloci) da alta f e l'altra gamba con componenti specializzati per la conduzione (lenti) a bassa f. Non ha senso→



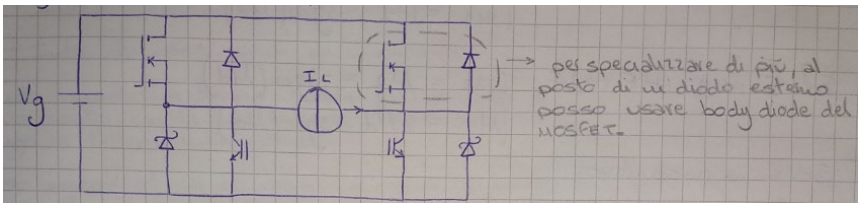
Non bastano 2 driver LF e 2 driver HL. I driver che hanno potenziale di riferimento quello commutato (A) e quelli negativi del DC-link sono diversi. Non si vuole un riferimento mobile. Dovrei avere 4 driver (quello a LF con problemi di reiezione (flottante→ il terminale di riferimento del driver è commutato), a LF senza problemi di reiezione, a HF con problemi di reiezione e HF senza problemi di reiezione) perché in una singola gamba devo avere un driver connesso a terra (non ho problemi di reiezione di modo comune) e un altro driver connesso al punto flottante (A) che ha problemi di reiezione (=misura la tendenza del dispositivo di rigettare i segnali di ingresso comune a entrambi gli ingressi) del modo comune.

La specializzazione, anche per il pilotaggio, è fatta per posizione. Gli interruttori di bassa frequenza o si mettono giù o si mettono su, in modo da ottenere due driver di LF con le stesse caratteristiche di reiezione e due driver ad HF con le stesse caratteristiche di reiezione.

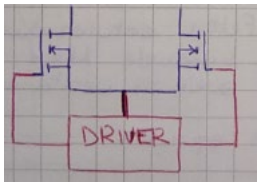
Per garantire la specializzazione utilizzo:

nella gamba 1 che commuta: MOSFET + SCHOTTKY (diodi veloci)

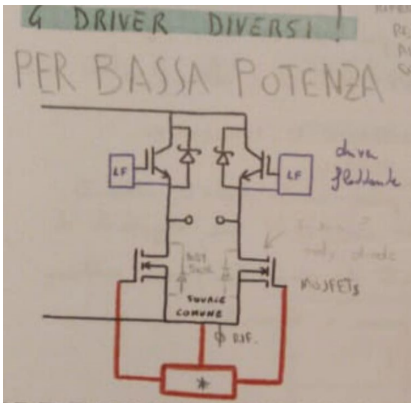
nella gamba 2 che conduce: IGBT + DIODO (specializzato in conduzione)



Nelle applicazioni di bassa potenza si mettono i componenti veloci (i MOSFET) in basso.
Il circuito di pilotaggio che deve comandare velocemente è un unico circuito di pilotaggio che comanda entrambi i mosfet.



In bassa potenza per aumentare il rapporto costi-benefici quindi la competitività uso 2 mosfet connessi a source comune con driver che fa da circuito di pilotaggio:



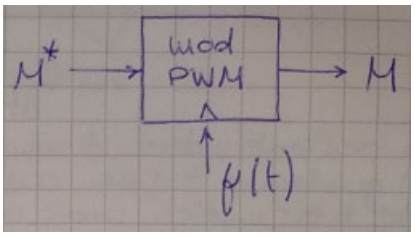
In questa configurazione i mosfet sono usati anche da sensori di comando (in on la cdt è proporzionale alla corrente quindi sono come degli shunt (misura di corrente di entrambi i segni)).

In bassa potenza conviene perché si abbassano i costi. Risparmiare sul controllo è competitivo dato che i costi del circuito di pilotaggio incidono sempre di più ma mano che la potenza scende. Insieme ai mosfet uso componenti specializzati in conduzione (IGBT). Non interessa se sono lenti. (Con questa struttura, chi è specializzato alla commutazione e chi è specializzato alla conduzione cambia con il segno della corrente).

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 69 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 71 di 132

Quindi, in ingresso avremo:
-L'informazione della frequenza dalla portante f(t)
-L'informazione dei valori medi dalla modulante (M^*)

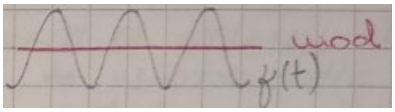


Prendo quindi una forma d'onda f(t) portante e la confronto con la modulante. Dal confronto ottengo la Fdt del modulatore.

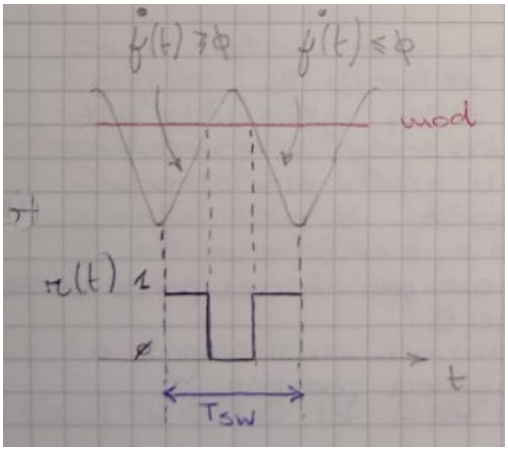
Il modulatore imprime in uscita la funzione segno:

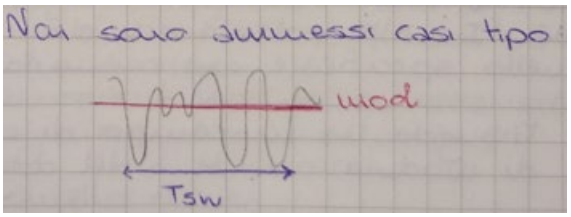
$$u(t) = sgn(mod - f(t))$$

La modulante è un segnale costante mentre la portante può essere un segnale qualsiasi. Per definire la caratteristica del segnale portante, devo fare in modo che la m(t) sia tale che $M = M^*$ e che venga rispettata la f di modulazione.

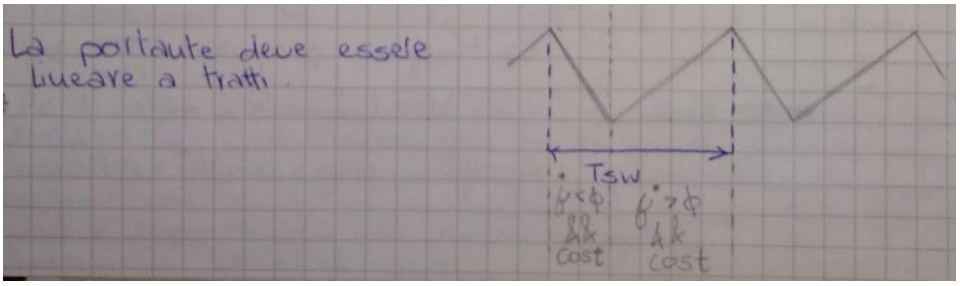


Rispettare la f di modulazione significa chiedere la monotonicità della portante in ogni sottointervallo di modulazione, cioè deve essere una funzione monotona crescente in un sotto intervallo e una funzione monotona decrescente nell'altro sotto intervallo. Se è rispettato il concetto di monotonicità allora il confronto con la modulante ha due intersezioni al periodo. Le due semionde possono anche essere diverse.





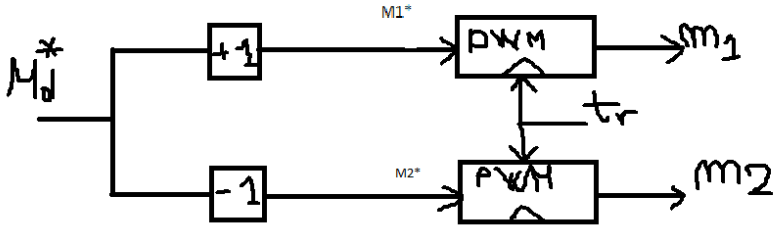
In un periodo di modulazione devo avere doppia monotonicità. Devo garantire il rispetto dei valori medi. Per far ciò si deve garantire che una qualsiasi variazione della modulante comporti una variazione proporzionale alla variazione della modulante stessa. Ciò richiede derivate costanti nei due sottointervalli:



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 71 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 73 di 132

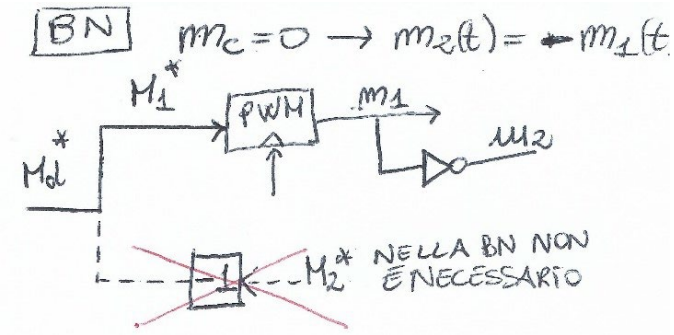
Schema a blocchi per la BCF:



Lo sfasamento di un semiperiodo, avendo una portante triangola isoscele, si ottiene prendendo due modulanti uguali in modulo ma di verso opposto. La negazione della modulante ci da quindi la negazione del valor medio.

Dopo aver ottenuto M1* e M2* si riesce a ottenere lo sfasamento voluto degli indici di modulazione tramite 2 modulatori PWM uguali avanti 2 portanti uguali.
Con due modulatori indipendenti costa di più. Si usa quindi la stessa portante per i due modulatori.

Lo schema a blocchi per la BN è più semplice:



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 73 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 75 di 132

Ogni condensatore ha un valore di picco massimo di tensione che può sostenere oltre il quale si rompe il dielettrico. Tale tensione si può esprimere secondo la risposta integrativa, quindi possiamo scrivere la funzione di costo come:

$$= \frac{1}{2} C V_C^2 (1+u)^2$$

I valori di picco non li usiamo perché non ci bastano. Usiamo i valori medi perché nella conversione statica si regolano valori medi in funzione dei valori medi delle variabili di stato di conversione.
Il valore di vendita del convertitore dipende dai valori medi.
Notiamo quindi che il costo del condensatore non dipende solo per la capacità ma per la sua energia massima accumulabile quindi anche per il fattore di ripple u (grado di libertà). La tensione è costante e la capacità dipende da u.
Adesso bisogna correlare la capacità e il fattore di ripple u. Per farlo dobbiamo dire a cosa corrisponde il fattore di ripple, cioè all'ampiezza sul valor medio:

$$u = \frac{\hat{\Delta} V_C}{V_C} = \frac{1}{2} D(1-D) \frac{I_L T}{C} \cdot \frac{1}{V_C}$$

Con C infinito la u tende a 0

Dato che ho canonizzato le forme d'onda delle vds, posso introdurre:

$$\begin{cases} i_L(t) = I_L + \hat{\Delta} I_L \cdot tr(t) \\ v_C(t) = V_C + \hat{\Delta} V_C \cdot tr(t) \end{cases}$$

il segno non conta perché sposta solo la fase del picco, l'ampiezza rimane cost.

A fini della valutazione della SOA mi interessano i valori massimi, quindi lo stimolo max in corrente è funzione della sola ampiezza:

$I_{L,max} = I_L + \hat{\Delta} I_L$ e a regime: $\hat{\Delta} I_L = \frac{1}{2} D(1-D) \frac{T V_C}{L}$

analogamente per la tensione:

$V_{C,max} = V_C + \hat{\Delta} V_C$ e a regime: $\hat{\Delta} V_C = \frac{1}{2} D(1-D) \frac{T I_L}{C}$

←

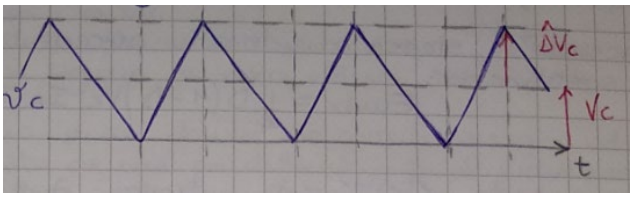
Da questa ricavo C e sostituisco:

$$E_{C,MAX} = \frac{1}{4} D(1-D) \frac{T I_L}{V_C} V_C^2 \frac{(1+\mu)^2}{\mu} = \frac{1}{4} D(1-D) T I_L V_C \frac{(1+\mu)^2}{\mu}$$

Imponendo la derivata =0 trovo il valore ottimale del fattore di ripple che minimizza la $E_{C,MAX}$.

Essa tende a infinito sia per μ=0 sia per μ che tende a infinito, quindi necessariamente esisterà un minimo di energia, e derivando rispetto a μ, trovo che $\mu_{MIN} = 1$.
Questo valore rappresenta il limite del funzionamento in pulsato.

Il valore medio è esattamente metà del valore di picco-picco: $V_C = \hat{\Delta} V_C$



la funzione v_C è una triangola tra 0 e 2

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 75 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 77 di 132

Costo induttore

Il costo è dominato in gran parte dalle problematiche termiche perché dissipa molto sia nel ferro che nel rame. L'energia viene immagazzinata nel traferro (che costa poco) e non nel materiale ferromagnetico, quindi viene immagazzinata dove la permeabilità è minima.

Solitamente gli induttori non si fanno in aria perché presentano tanto effetto pelle, quindi serve molto più rame in più rispetto al caso con nucleo ferromagnetico. Inoltre, facendoli in aria si accumulerebbe energia in tutto l'ambiente e quindi si avrebbe inquinamento magnetico.

Per quelli a nucleo l'energia è accumulata nel traferro in un volume molto piccolo. Ma per accumulare energia in quel volume serve una quantità di ferro e rame non indifferente.

L'energia accumulata è espressa come energia di saturazione. I convertitori per essere pilotati devono essere protetti dal fenomeno di saturazione magnetica. $E_{MAX} = E_{SAT}$.

Il dimensionamento è legato ai fenomeni di saturazione. $I_{MAX} < I_{SAT}$. Superato il valore di saturazione si satura il nucleo magnetico provocando la rottura dei componenti attivi del convertitore che condurranno con dinamica non più dominata. Non si rompe l'induttore ma si guastano i componenti ad esso collegati.

$E_{L,MAX} = \frac{1}{2} * L * I_{SAT}^2 = \frac{1}{2} * L * I_L^2 * (1+a)^2$ con $a = \frac{1}{2} * D * (1-D) * \frac{T*V_C}{L*I_L}$

Sostituendo L ricavata da a nell'equazione di $E_{L,MAX}$:

→ $E_{L,MAX} = \frac{1}{4} * D * (1-D) * T * V_C * I_L * \frac{(1+a)^2}{a}$

Imponendo, come prima, la derivata nulla trovo a=1 (limite di corrente pulsata)

Solitamente a è compreso tra 0.3 e 0.6

Per quanto riguarda l'analisi del Duty Cycle (D), la condizione peggiore di dimensionamento si ha per $D = \frac{1}{2}$ che è il centro del campo di regolazione, condizione nella quale il ripple è massimo, anche l'ampiezza del ripple è massima: $D * (1-D) = \frac{1}{4}$

Principalmente l'induttore (è il componente più pesante) incide sul peso mentre il condensatore sul volume.

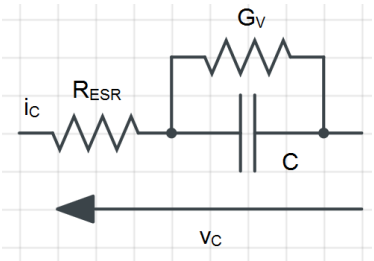
Questo per quanto riguarda i convertitori.

Per gli azionamenti elettrici il dimensionamento è diverso. L'induttore è già presente ed è di valore elevato (macchine elettriche) perché non costa. La capacità è elevata per poter evitare buchi di tensione e quindi garantire la continuità di servizio, quindi non viene dimensionato in base al ripple. Si cerca di avere a*u=0.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 77 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 79 di 132

Condensatore



La potenza persa di un condensatore è:

$$P_C = R_{ESR} \cdot I_{C,rms}^2 + G_V \cdot V_{C,rms}^2$$

In questo caso considero R_{ESR} costante per poter trascurare l'effetto pelle dato che nei condensatori, dal punto di vista ingegneristico, è possibile trascurare l'effetto pelle perché l'armatura è molto sottile.

I condensatori costano in ragione dell'ingombro complessivo (armatura e dielettrico), quindi quelli competitivi nel mercato sono quelli che minimizzano, a parità di energia, l'armatura.

L'effetto pelle è trascurabile perché avrebbe effetti solo verso la centesima armonica. L'effetto pelle è quindi completamente trascurabile.

Gli avvolgimenti dell'induttore non sono come le armature del condensatore ma sono grossi, quindi l'effetto pelle può avere un effetto dominante.

La formula corretta da utilizzare sarebbe:

$$P_{TOT,ESR} = \sum_{h=1}^{\infty} R_h \cdot \hat{I}_h^2 \cdot \frac{1}{2} \cong R_{ESR} \sum_{h=1}^{\infty} \hat{I}_h^2 \cdot \frac{1}{2} = R_{ESR} \cdot \|I\|^2$$

$\|I\|^2$ → norma al quadrato della distribuzione, cioè per la corrente efficace al quadrato

Le perdite sono calcolate per ogni singola frequenza, quindi si fa la sommatoria delle perdite a tutte le frequenze. I contributi di perdita diminuiscono con l'aumentare dell'ordine armonico perché I_h è inversamente proporzionale ad h.
Oss.: ½ perché le sinusoidi sono caratterizzate in ampiezza e il fattore efficace di forma d'onda sinusoidale è noto $\left(\left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right)^2 = \frac{1}{2}\right)$.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 79 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 81 di 132

Le armoniche della frequenza di commutazione sono di ordini di grandezza separati da quell'insieme di frequenze che sono richieste per la correlazione energetica (che possono essere la continua, o i 50Hz).
Le perdite serie, che sono calcolate per ogni singola frequenza, le scriviamo come due sommatorie:

$$P_{RS} = \sum_{k=1}^{x} R_k \cdot \hat{I}_k^2 \cdot \frac{1}{2} + \sum_{h=x}^{\infty} R_h \cdot \hat{I}_h^2 \cdot \frac{1}{2}$$

- $\sum_{k=1}^{x} R_k \cdot \hat{I}_k^2 \cdot \frac{1}{2}$ è la componente continua
- $\sum_{h=x}^{\infty} R_h \cdot \hat{I}_h^2 \cdot \frac{1}{2}$ è la componente alternativa
- k: armoniche della frequenza di correlazione energetica
- h: armoniche della frequenza di commutazione

In ciascun periodo di commutazione la potenza nell'induttanza la scrivo come:

$$P_{L,RS} = R_S \cdot I_{L,rms}^2 = R_{DC} \cdot I_L^2 + R_{AC} \cdot \left\| I_{L,AC} \right\|^2$$

- R_{DC} è la resistenza di valor medio della continua (se l'applicazione è a 50Hz allora sarà la resistenza a 50Hz).
- I_L^2 è il valor medio del periodo di commutazione.
- R_{AC} resistenza serie delle componeneti alternative aumentata dall'effetto pelle.
- $\left\| I_{L,AC} \right\|^2$ è la norma al quadrato delle sole componenti alternative, cioè il valore efficace di tutto lo spettro armonico della frequenza di commutazione.

Abbiamo diviso la continua della bassa frequenza e la norma delle alte frequenze, e gli attribuiamo due resistenze diverse.
Ai fini delle perdite ci interessano maggiormente i valori efficaci al quadrato ovvero le norme al quadrato:

$$P_C = R_{ESR} \cdot I_{C,rms}^2 + G_V \cdot V_{C,rms}^2$$

$$P_L = R_S \cdot I_{L,rms}^2 + G_{FE} \cdot V_{L,rms}^2$$

Adesso è necessario andare a canonizzare le VDS e i termini forzanti per poter far comparire all'interno delle precedenti espressioni i valori medi. I valori efficaci non li usiamo. Usiamo i valori medi perché nella conversione statica si regolano valori medi in funzione dei valori medi delle variabili di stato di conversione.

Il valore di vendita del convertitore dipende dai valori medi.

Quindi procediamo con la canonizzazione delle forme d'onda e sostituiamo i risultati nelle espressioni delle perdite.

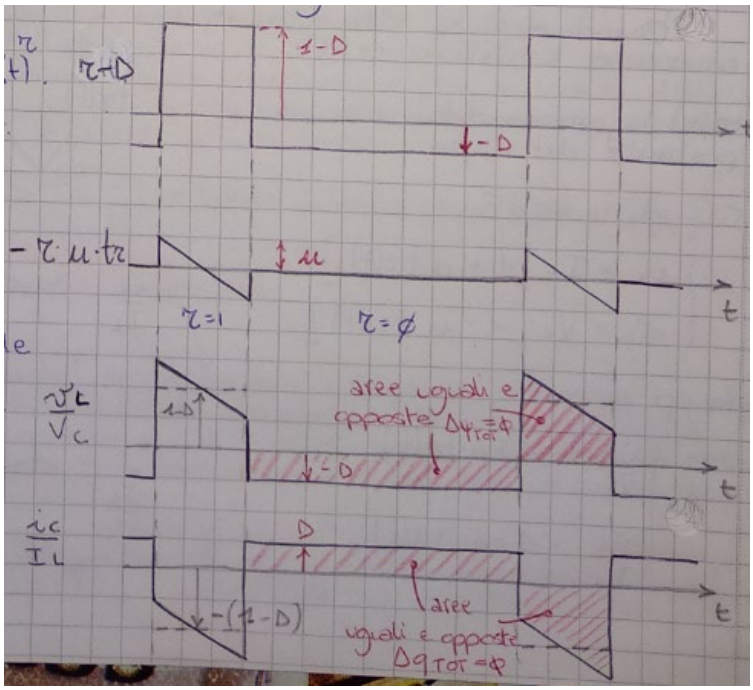
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 81 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 83 di 132

Ottengo (in p.u):

$$\frac{v_L}{V_C} = [r - D] - u \cdot r(t) \cdot tr(t) \qquad \frac{i_C}{I_L} = [D - r] - a \cdot r(t) \cdot tr(t)$$

I termini forzanti si normalizzano al valor medio della variabile duale. Inoltre la forma d'onda triangolare ha effetto soltanto quando r=1.



Ho una componente alternativa:

$$[r - D]$$

Che è espressione della rettangola meno il suo valor medio ed ha valor medio nullo.

La triangola si vede solo per r=1.

Adesso possiamo sostituire nelle espressioni delle perdite:

$$P_L = R_S \cdot \|I_L\|^2 + G_{FE}\|v_L\|^2$$
$$P_C = G_V\|v_C\|^2 + R_{ESR} \cdot \|i_C\|^2$$

Sviluppiamo il seguente termine (ovvero la norma della variabile di stato):

$$\|v_C\|^2 = \frac{1}{T}\int^T v_c^2(t)dt = (\text{Sostituendo } v_C(t)) = \frac{1}{T}\int^T V_c^2[1 - u \cdot tr(t)]^2 dt = V_c^2\|1 - u \cdot tr(t)\|^2$$

$$P_L = R_L \cdot I_L^2 \cdot \|1 + a \cdot tr(t)\|^2 + G_{FE} \cdot V_c^2 \cdot \|(r - D) - u \cdot tr \cdot r\|^2$$
$$P_C = G_C \cdot V_c^2 \|1 - u \cdot tr\|^2 + R_{ESR} \cdot I_c^2 \cdot \|-(r - D) - a \cdot tr \cdot r\|^2$$

$$\left\|\frac{v_c}{V_c}\right\|^2 = \|1 - u \cdot tr(t)\|^2 = \frac{1}{T}\int^T [1 - u \cdot tr(t)]^2 dt =$$

$$= \frac{1}{T}\left\{\int^T dt - 2u\int^T tr(t)dt + u^2\int^T tr^2(t)dt\right\}$$

La triangola è portante delle sole componenti alternative quindi il suo integrale nel periodo non può che essere zero

$$= 1 + u^2\frac{1}{T}\int^T tr^2(t)dt$$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 83 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 85 di 132

Il primo integrale è 0. Perché l'integrale della triangola in una semionda vale 0 (ha valor medio nullo in ciascuna semionda.

il primo integrale (moltiplicato per 1/T) è è la definizione della norma quadrata quindi diventa:

$\frac{1}{T}\int^{T}[r-D]^2dt = \|[r-D]\|^2$

$$= \|[r-D]\|^2 + u^2\frac{1}{T}\int^{\Delta T_{r=1}} 1\cdot\left(tr(t)\right)^2dt$$

$$u^2\frac{1}{T}\int^{\Delta T_{r=1}} 1\cdot\left(tr(t)\right)^2dt \cdot \frac{\Delta T_{r=1}}{\Delta T_{r=1}}$$

$$=\|[r-D]\|^2 + \frac{1}{3}\cdot u^2\cdot D$$

D: duty-cycle

La cosa particolare di questa rettangola è che si tratta di un bit meno il suo valor medio.

$$\|[r-D]\|^2 = \frac{1}{T}\left\{\int^{\Delta T_{r=1}}(1-D)^2dt + \int^{\Delta T_{r=0}} D^2dt\right\} =$$

$$=\frac{1}{T}\{\Delta T_{r=1}\cdot(1-D)^2 + \Delta T_{r=0}\cdot D^2\} = D\,(1-D)^2 + (1-D)\,D^2 =$$

$$= D(1-D)(1-D+D) = D(1-D)$$

$$\|[r-D]\|^2 = D(1-D)$$

Il risultato finale è:

$$\left\|\frac{v_L}{V_c}\right\|^2 = \|[r-D] - u\cdot r(t)tr(t)\|^2 = D(1-D) + \frac{1}{3}\cdot u^2\cdot D$$

$$\left\|\frac{i_C}{I_L}\right\|^2 = \|-[r-D] - a\cdot r(t)tr(t)\|^2 = D(1-D) + \frac{1}{3}\cdot a^2\cdot D$$

Se avessimo descritto in 1-r sarebbe venuto fuori (1-D) invece di D.

Le perdite:

$$P_L = R_s\cdot I_L^2\left(1+\frac{a^2}{3}\right) + G_{fe}\cdot V_c^2\left[D(1-D)+D\frac{u^2}{3}\right]$$ in induttore.

effetto pelle — isteresi e c.p.

$$P_C = G_c\cdot V_c^2\left(1+\frac{u^2}{3}\right) + R_{ESR}\cdot I_L^2\left[D(1-D)+D\frac{a^2}{3}\right]$$ in condensatore

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 85 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 87 di 132

Il valore di comando, usando la corrente di riferimento e ipotizzando di conoscere la R e la E, è:

$$V^* = E + R \cdot I^*$$

$$R \cdot I = V - E = E + R \cdot I^* + \Delta V - E \rightarrow R \cdot (I - I^*) = \Delta V \rightarrow \Delta \boldsymbol{I} = \frac{\Delta \boldsymbol{V}}{\boldsymbol{R}}$$

Il problema è che l'errore di tensione produce errore di corrente. La propagazione di errore avviene attraverso R.

Non conta l'errore assoluto perché non ci dice se l'errore è accettabile o no. Conta l'errore riferito ad un certo fondo scala. Bisogna ragionare in p.u. Riferiamo le grandezze di tensione al fondo scala che per noi è la tensione nominale.

$$\Delta I = \frac{\Delta V}{R} = \frac{\Delta V}{V_n} \cdot \frac{V_n}{R} \rightarrow I_{cc} = \frac{V_n}{R} \; dell'applicazione$$

Se confronto errore di corrente con la corrente nominale viene fuori:

$$\frac{\Delta I}{I_n} = \frac{\Delta V}{V_n} \cdot \frac{V_n}{R \cdot I_n}$$

$\frac{\Delta V}{V_n}$ → accuratezza del generatore

$\frac{V_n}{R \cdot I_n}$ → classe di efficienza

L'errore di corrente quindi non è altro che l'errore di tensione amplificato dal rapporto che è un reciproco dell'efficienza. IL precedente rapporto può essere visto anche nel seguente modo:

$$\frac{\Delta I}{I_n} = \frac{\Delta V}{V_n} \cdot \frac{V_n \cdot I_n}{R \cdot {I_n}^2} \rightarrow \frac{V_n \cdot I_n}{R \cdot {I_n}^2} \; rapporto\ di\ potenza$$

La corrente di cortocircuito funge da amplificatore dell'errore (5- 10-100 volte quella nominale). Se i sistemi sono ad alta efficienza ho più sensibilità della corrente all'errore di tensione perché R→ 0. Quindi all'aumentare dell'efficienza perdo in dinamica.

L'anello aperto non soddisfa le proprietà dinamiche richieste dalla regolazione.

Uso quindi l'anello chiuso tutte le volte che ho accoppiamenti non compatibili perché non ho questo tipo di propagazione dell'errore. La regolazione avviene ad anello chiuso.

Nella realtà, dovendo considerare tutto lo spettro, l'accoppiamento duale vero non esiste perché non abbiamo GDC né nelle utenze né nelle sorgenti. Una volta c'era il convertitore a corrente impressa che funzionava bene in continua ma c'era il problema contrario ovvero non c'era l'accoppiamento ad alta frequenza e quindi si doveva mettere il condensatore in mezzo. Quindi risonanza sicura. Oggi, la tecnologia vincente è quindi a tensione impressa.

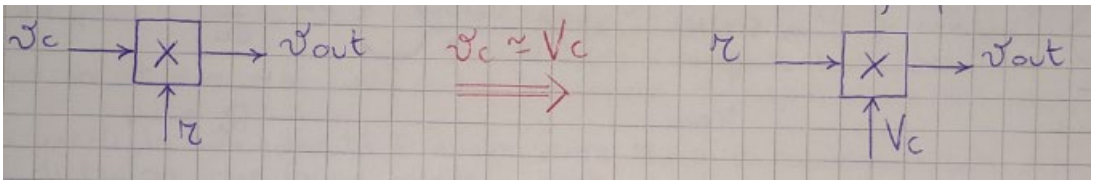
Dove ci sono VSI non possiamo usare l'anello aperto.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 87 di 132

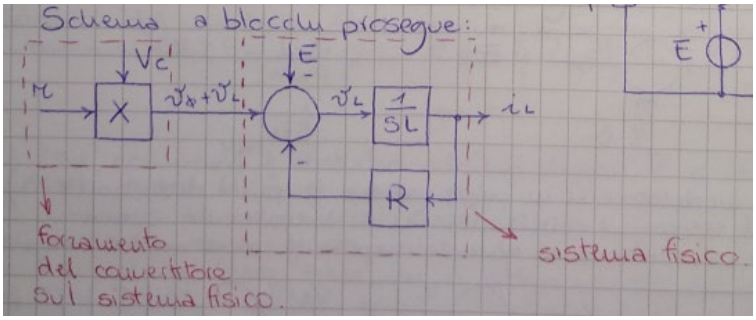
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 89 di 132

Attuazione 2° mondo

È l'attuatore che attua la regolazione della realtà fisica (attua il forzamento). È una moltiplicazione istante per istante di una variabile. Posso fare una semplificazione del modello per lo studio della dinamica di regolazione. Se una delle due vds è costante, la moltiplicazione della stessa per la variabile di modulazione viene ricondotta ad una fdt costante cioè un guadagno costante applicato alla variabile di modulazione. È il convertitore.



In questo modo posso studiare la dinamica di regolazione come la dinamica delle variabili mediate nel periodo. In generale V_C o v_C sono disturbi parametrici.



Devo adesso collegare l'attuatore fisico al PWM.

Modulatore PWM 3° mondo

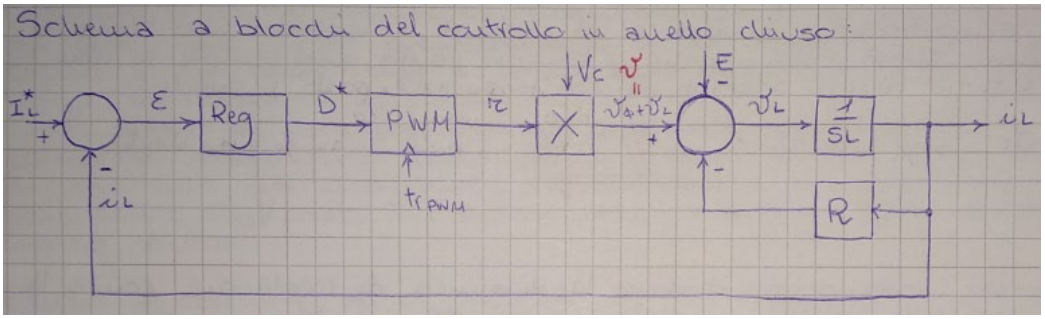
Hardware analogico. Elabora il valore medio voluto della vds nel periodo di modulazione. Chiede istante per istante l'indice di modulazione calcolato alla corrente richiesta.

Regolatore

Blocco che dalla corrente richiesta elabora la tensione perfetta per il modulatore.

Feedback

Retroaziono i_L e la confronto con il valor medio di riferimento che voglio ottenere. Idealmente vorrei che i_L convergesse asintoticamente a I_L^* ma ciò non è possibile. È un sistema a regime periodico, cioè valor medio + ripple. Non esiste la convergenza asintotica nei convertitori.
L'errore di corrente, tramite il regolatore, si traduce nel forzamento di tensione per la realtà fisica.



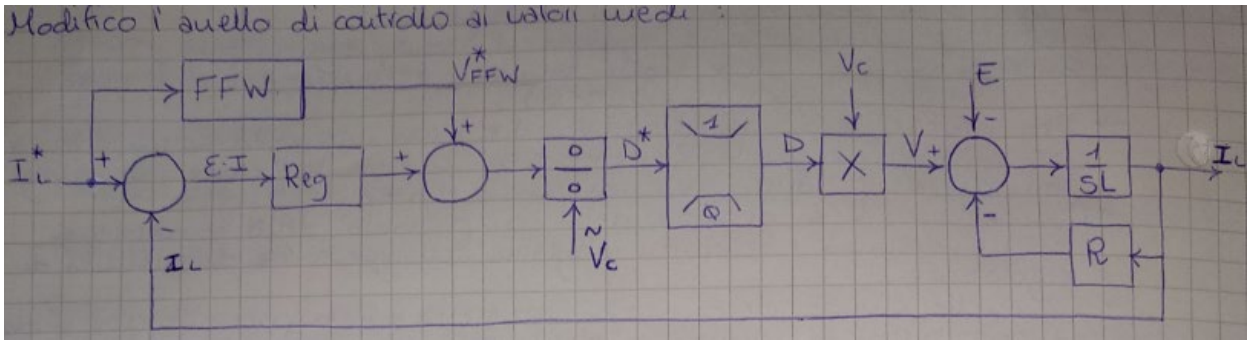
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 89 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 91 di 132

Il FFW compensa il disturbo additivo di fem $\tilde{E}$ e di $\tilde{R} \cdot I_L$ permettendo il controllo diretto di $\mathring{I}_L$ e quindi I_L.
Più è accurato il calcolo in FFW e meno viene impegnato il regolatore → meno banda passante dell'anello chiuso → fsw minori.
Se l'accuratezza fosse totale, non vi sarebbe necessità del regolatore e dell'anello chiuso.
Nel FFW pongo la corrente voluta, non la corrente misurata. Metto il riferimento di corrente.

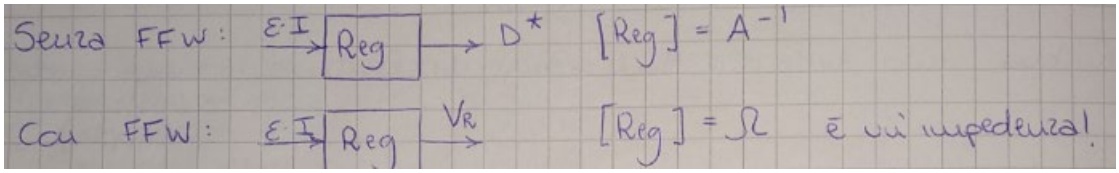
In schema a blocchi: $I_L^* \rightarrow \boxed{\tilde{E}, \tilde{R}, \tilde{L}} \rightarrow V_{FFW}^*$ dove: $V_{FFW}^* = \tilde{E} + \tilde{R} \cdot I_L^* + \tilde{L} \cdot \mathring{I}_L$

Usando la corrente di riferimento è come alimentare in anticipo.



Potenzialmente potrei avere dinamica perfetta e funzionare ad anello aperto ma dati gli errori nelle stime parametriche non posso. A correggere tali errori ci pensa l'anello chiuso.

Il regolatore non deve più gestire l'errore medio di corrente ma l'errore legato alle incertezze parametriche di FFW.



Dato che all'entrata del modulatore devo avere D^*, devo normalizzare rispetto al disturbo parametrico V_C.

È fuori anello, non influenza il guadagno e la stabilità. Più il FFW è accurato, più l'errore è piccolo, più costa.

Fdt regolatore

Rimane da introdurre la fdt del regolatore. Potrebbe essere PI o P. Potrei usare un PI con la parte integrale utilizzata per correggere errori alle basse f del FFW (è molto accurato ad alte f, per f basse no). Ma la regolazione integrativa è lenta perché ha memoria e introduce ritardo.

Accetto che il FFW dia errori di pochi percento e come conseguenza avrò un regolatore solo proporzionale K_P.

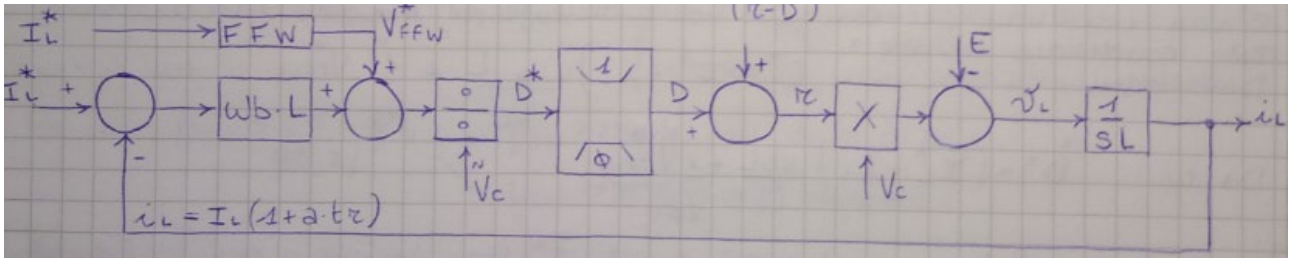
© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 91 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 93 di 132

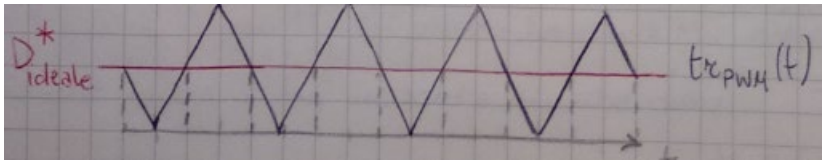
Legame fra ω_b e f_{SW}

Per $\omega > \omega_b$ il regolatore ha un comportamento proporzionale $K_P = \omega_b L$.

Lo schema a blocchi è:



Idealmente ho modulante costante siamo in grado di riprodurre il valor medio richiesto:

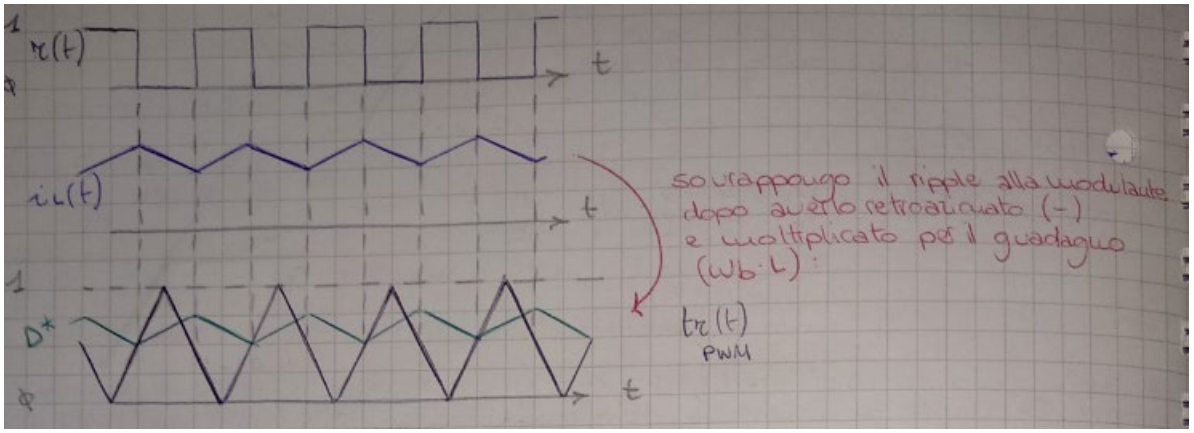


Il problema è la propagazione della modulante. Il sistema fisico non integra solo i valori medi ma integra i valori istantanei. La corrente I_L viene retroazionata con il suo ripple triangolare assieme al valor medio e quindi le componenti alternative vengono amplificate dal guadagno della catena dell'anello e arrivano in ingresso al PWM.

$$i_L = I_L * [1 + \alpha T_r(t)]$$

Quindi non posso aumentare troppo la banda passante. Avere alta banda passante mi aumenta la dinamica ma dato che $K_P \propto \omega_b$ il ripple verrebbe amplificato troppo.

La modulante quindi non è costante ma ha ripple:



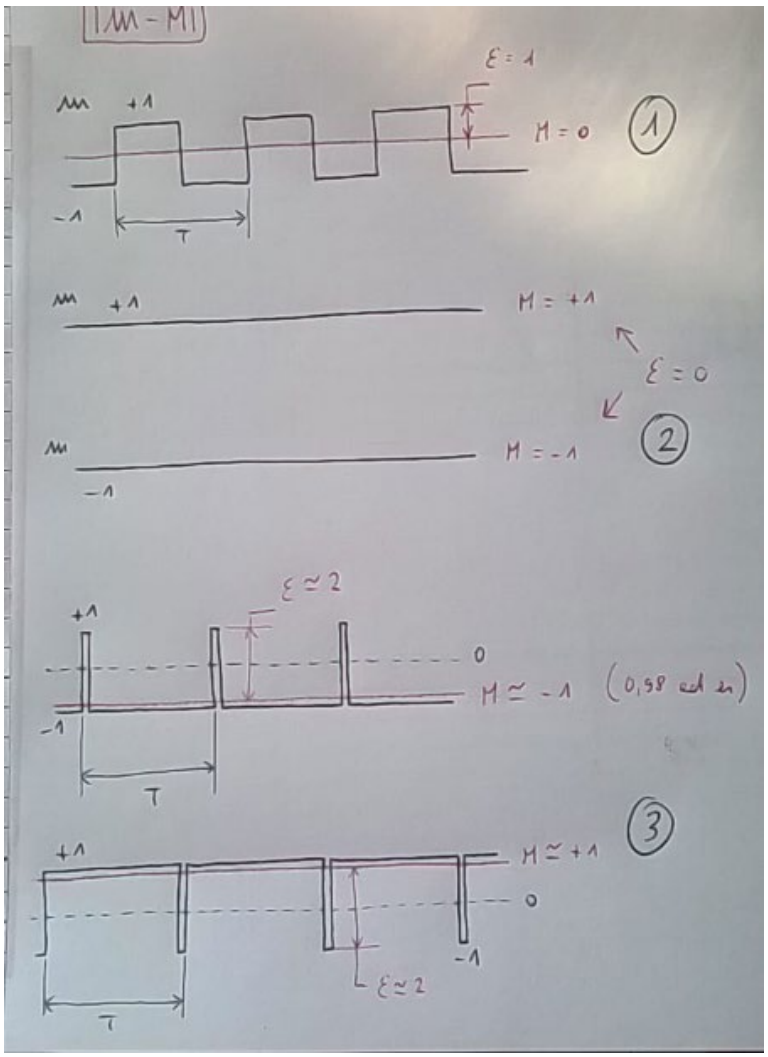
Se il guadagno aumenta ancora (se si va oltre il limite) non viene più rispettata la frequenza di commutazione quindi si perde il controllo/dominio della frequenza di commutazione (stracommutazione→ la modulante ha più dinamica della portante; si spacca tutto).

Per non perdere il controllo/dominio della frequenza di commutazione è necessario che la derivata della modulante, in tutte le condizioni, sia sempre minore della dinamica della portante:

$|\dot{D}^*| < |\dot{tr}_{PWM}|$ Il problema diventa quello del calcolo delle derivate. $|\dot{D}^*|_{max} < |\dot{tr}_{PWM}|_{min}$

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 93 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 95 di 132



© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 95 di 132

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 97 di 132

Progettazione PI e anti wind-up

Il FFW viene usato per compensare direttamente i disturbi additivi presenti sul carico (fem E e la cdt su R) permettendo il controllo diretto di I_L. È un provvedimento ad anello aperto. La compensazione del FFW però non può essere perfetta a causa delle incertezze parametriche e quindi è necessario chiudere ad anello chiuso per eliminare l'errore dovuto a tali incertezze.

Il regolatore è un PI dove:

$\rightarrow k_P = \omega_b \cdot L$

La parte proporzionale serve per compensare l'errore residuo del FFW

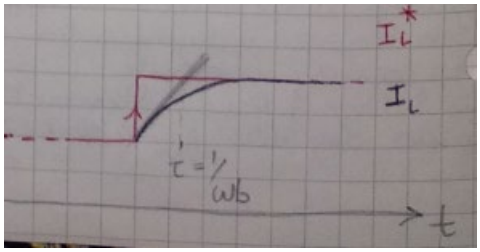
$\rightarrow \frac{k_I}{s}$

La parte integrale serve a correggere e annullare l'errore in DC dove il FFW fallisce, Il FFW non funziona alle componenti continue.

Le reti derivative non devono essere usate perché peggiorano la propagazione del ripple e provocano il fenomeno della stracommutazione.

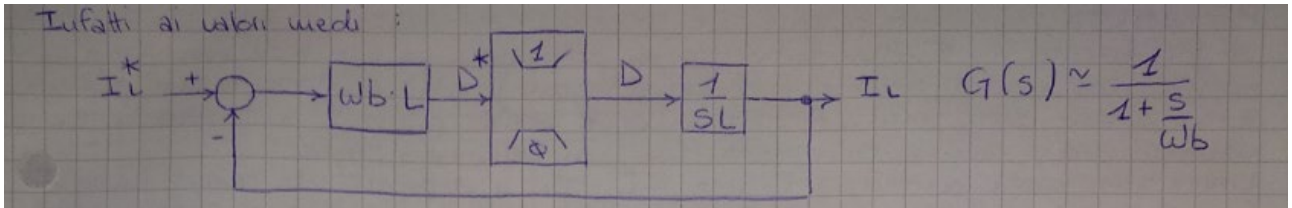
Analisi alle piccole variazioni

Ho una piccola variazione di I_L^* a gradino:



Se il FFW non funziona bene posso avere una risposta con un polo del primo ordine con $\tau = \frac{1}{\omega_b}$.

Infatti ai valori medi:



$G(s) \simeq \frac{1}{1+\frac{s}{\omega_b}}$

Quindi se, ad esempio, chiedo $f_b = 3kHz \rightarrow f_{sw} \geq \pi f_b \simeq 10kHz$

$\tau \geq 50\mu s$ e $T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}} = 100\mu s \rightarrow T_{sw} > \tau$ ok.

Alle piccole variazioni tutto ok.
La risposta alle piccole variazioni è importante perché serve a mantenere un determinato punto di lavoro del sistema fisico.

Il problema sorge quando il sistema è soggetto a grandi variazioni.

© Proprietà riservata dell'autore - Digitalizzazione e distribuzione a cura del CENTRO APPUNTI - Corso Luigi Einaudi, 55 - Torino / Pagina 97 di 132