

# POLITECNICO DI TORINO

## I FACOLTA' DI INGEGNERIA

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica



Tesi di Laurea Magistrale

## Convertitori elettronici di potenza per smagnetizzatori industriali innovativi

**Relatori:**

Iustin Radu Bojoi

Eric Armando

**Candidato:**

Stefano Borlo





## Indice

1.	Introduzione .....	5
1.1	Obiettivo della Tesi .....	5
1.2	Descrizione fenomeni smagnetizzazione.....	5
1.3	Principi teorici generali .....	8
2.	Tecnologia attuale.....	14
2.1	Risonanza naturale .....	14
2.2	Strutture a commutazione forzata .....	19
2.2.1	Struttura CSI .....	20
2.2.2	Struttura VSI .....	27
3.	Studio e Dimensionamento struttura CSI .....	29
3.1	Analisi della struttura .....	29
3.2	Stadio DC-DC Multilivello.....	33
3.2.1	Principio di funzionamento .....	33
3.2.2	Controllo convertitore DC-DC Multilivello .....	37
3.3	Stadio DC-AC CSI .....	42
3.3.1	Principio di funzionamento .....	42
3.3.2	Controllo convertitore DC-AC CSI .....	45
3.4	Struttura Complessiva DC-DC Multilivello / DC- AC CSI.....	47
3.4.1	Controllo della struttura CSI .....	49
3.5	Dimensionamento e costi struttura CSI.....	56
4.	Studio e Dimensionamento struttura VSI .....	62
4.1	Analisi della struttura .....	62
4.2	Principio di funzionamento .....	66
4.3	Controllo della struttura VSI .....	68
4.4	Inserimento fase di Commissioning .....	71
4.5	Dimensionamento e costi struttura VSI .....	77
5.	Prove sperimentali in laboratorio .....	84
5.1	Descrizione delle prove condotte .....	84
5.2	Risultati sperimentali .....	89
6.	Confronto strutture e conclusioni .....	94
6.2	Confronto delle due strutture .....	94
6.2	Conclusione Tesi .....	97

# **1. Introduzione**

## **1.1 Obiettivo della Tesi**

Questa tesi è stata sviluppata sulla base di una richiesta da parte di un'azienda esterna al Politecnico di Torino, per collaborare nello sviluppo di un nuovo prodotto e più in generale di un nuovo sistema da implementare nell'utilizzo dei propri macchinari. L'azienda si occupa storicamente di smagnetizzatori, ma necessita di modificare la tipologia di strutture con la quale ottenere la smagnetizzazione stessa, poiché attualmente ancora effettuata in maniera naturale e quindi incontrollata.

In questa tesi, si affronterà in prima battuta un'analisi generica del mondo degli smagnetizzatori, detti anche de-magnetizzatori, per capire di che cosa si tratta. Quindi si affronteranno le problematiche riscontrate dall'azienda e le loro relative richieste; infine si vedranno le soluzioni proposte ed affrontate. Ne seguirà un dimensionamento preliminare, con relativa stima dei costi dei componenti principali. Vi sarà anche una parte di prove sperimentali e test effettuati in laboratorio.

Il lavoro è stato suddiviso in sei capitoli complessivamente:

- Nel capitolo 1 e nel capitolo 2 si è svolta l'analisi del fenomeno della smagnetizzazione in generale
- Nei capitoli 3 e 4 si è fatta l'analisi dettagliata delle due strutture, con simulazioni e dimensionamento delle componenti principali
- Nel capitolo 5 si è affrontata l'analisi sperimentale effettuata in laboratorio
- Nel capitolo 6 infine le valutazioni e le conclusioni finali

Durante lo sviluppo della tesi, si sono utilizzati vari programmi software per poter ottenere i risultati della parte di progettazione e di calcolo. In particolare, per le simulazioni si è usato il software PSIM, mentre per alcuni calcoli ed alcune simulazioni, il programma MatLab – Simulink.

Per la parte sperimentale invece, di prove svolte su componenti reali, si è utilizzato il laboratorio del dipartimento di Energia, presso il Politecnico di Torino, dove si sono utilizzati componenti già esistenti ed elementi portati in prova dall'azienda stessa.

Il software che si è impiegato in laboratorio è stato DSPACE, per poter caricare il programma di controllo scritto in codice C ed avere un'interfaccia utente semplice e facilmente modificabile durante le prove stesse.

## **1.2 Descrizione fenomeni smagnetizzazione**

Prima di cominciare ad affrontare in pieno lo sviluppo della tesi, si deve fare un passo indietro e capire che cosa è uno smagnetizzatore e quale scopo ha. In particolare, la tipologia degli smagnetizzatori in questione, oggetto di questa tesi, è di tipo industriale, ovvero di taglia medio-grande, capace di operare in maniera continuativa ed all'interno di cicli produttivi.

Come dice la parola stessa, lo smagnetizzatore ha il compito di andare ad eliminare la magnetizzazione residua all'interno di un dato materiale che presenta induzione residua.

Talvolta vengono anche chiamati de-magnetizzatori, per la stessa ragione di riduzione dell'induzione. Tale compito si deve intendere per qualsiasi applicazione, non solo strettamente legata al mondo elettrico.

Anzi, tali macchinari sono fondamentali nei processi produttivi finali di alcuni componenti meccanici, che hanno funzioni particolari e richiedono di essere completamente amagnetici, ovvero privi di un'induzione residua. Infatti durante i processi produttivi, per via delle lavorazioni e di tecniche specifiche utilizzate, sui lavorati risulta spesso esserci una certa magnetizzazione residua, un'induzione  $B_r$ , anche con campo magnetico esterno nullo.

In Fig. 1.2-A si riportano a titolo di esempio, le foto di alcuni smagnetizzatori, per avere anche un'idea di come essi siano realmente fatti. Si osservi come i due esempi riportati, abbiano forme completamente diverse tra loro.



**Figura 1.2-A:** Alcuni tipi di smagnetizzatori esistenti in commercio; a sinistra un esemplare di smagnetizzatore circolare; a destra un esempio particolare di uno smagnetizzatore rettangolare con possibilità anche di magnetizzare

I materiali ferromagnetici sono normalmente magnetizzati in maniera permanente durante le varie fasi di lavorazione. Le cause del magnetismo possono essere diverse, in funzione delle lavorazioni che subiscono, della temperatura, di effetti elettrici ed altri ancora. Dal sito della BUSSI – Demagnetizer Systems, riportato in bibliografica, si prende spunto di quanto riportato di seguito:

“Sorgono problemi di magnetismo residuo nei materiali ferromagnetici, a seguito delle seguenti lavorazioni meccaniche:

- Serraggio dei pezzi con prese magnetiche
- Controlli magnetoscopici e analisi delle cricche
- Saldatura
- Piegatura
- Punzonatura
- Tornitura
- Raddrizzatura

- Induzione per tempra
- Forgiatura a freddo
- Foratura
- Erosione
- Taglio
- Controlli di durezza
- Alcuni tipi di marcatrici laser
- Prese magnetiche ed elettromagnetiche utilizzate per la movimentazione dei pezzi grezzi o finiti.
- Magnetismo indotto, causato da sfregamento, abrasione, frizione tra le parti ed utensili.

La presenza di tale magnetismo residuo, all'interno dei pezzi lavorati, porta alle conseguenze principali di seguito riportate:

- frizione ed attrito
- scorrevolezza limitata
- elevata rumorosità
- usura precoce e vita ridotta
- Interferisce, limita ed impedisce diversi processi produttivi, causando costi non giustificati:
- limita la qualità del lavaggio: particelle e micro-particelle aderiscono alle parti magnetizzate
- difficoltà e/o impossibilità di saldatura
- fermi macchina e rallentamenti, a causa di parti magnetizzate che non possono essere movimentate correttamente
- impedimento nella deposizione di materiali per parti magnetizzate: particelle e micro particelle non possono essere distribuite regolarmente sulle superfici da trattare.
- irregolarità superficiali nei processi di cromatura.
- difficoltà e impedimento nelle lavorazioni con taglio a filo
- causa errori di misura e disturba strumenti di precisione. I sensori di campi magnetici possono essere attivati in modo scorretto” fonte Bibliografia [1]

Si capisce dunque, che sono molteplici le applicazioni e gli scopi che si possono perseguire, che spaziano tra loro. È importante conoscere il tipo di materiale del componente meccanico da smagnetizzare, che influisce chiaramente sulle proprietà magnetiche dello stesso. Il processo di smagnetizzazione è quindi innanzitutto un processo di studio dell'elemento oggetto della smagnetizzazione.

Occorre altresì individuare le modalità di applicazione all'interno del processo produttivo della fase di smagnetizzazione. Infatti è importante capire se il processo di

smagnetizzazione si vuole fare in catena di produzione, al termine del ciclo di lavorazione, in maniera automatizzata oppure manualmente. Esistono altresì varianti di smagnetizzatori portatili, ossia facilmente trasportabili e impiegabili per taglie medio-piccole di lavorati.

Tutti questi aspetti cambiano radicalmente il modo in cui deve essere progettato, da parte dell'azienda, lo smagnetizzatore, per essere in grado di ottenere un efficace funzionamento dello stesso.

### *1.3 Principi teorici generali*

La smagnetizzazione si basa sul principio del ciclo di isteresi dei materiali ferromagnetici e sull'applicazione di un campo magnetico generato da una bobina appositamente disposta nello spazio. I materiali ferromagnetici, di cui sono composti la maggioranza dei lavorati finali di parti meccaniche e non solo, si comportano in maniera dipendente dal tipo di lavorazione, dalla temperatura e dall'eventuale campo magnetico che gli viene applicato durante la lavorazione stessa.

I materiali si possono suddividere in tre principali categorie, in funzione della loro relazione che hanno con il campo magnetico esterno e del loro comportamento naturale:

1. diamagnetici
2. paramagnetici
3. ferromagnetici

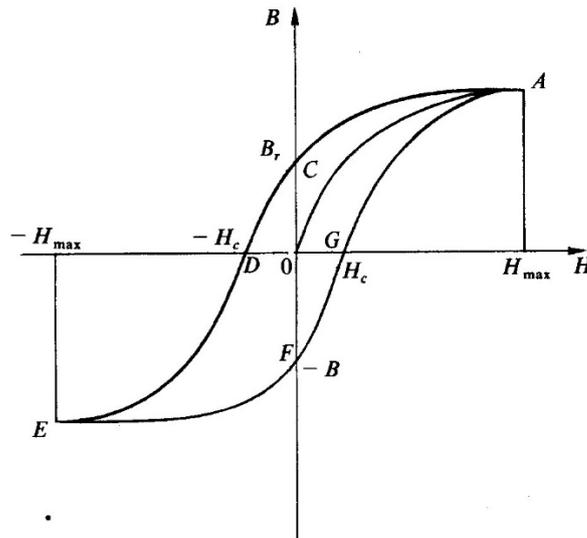
Di seguito descritti brevemente:

1. I materiali diamagnetici, considerati inerti nei confronti del campo magnetico, ovvero non interagenti; nella realtà non è così, però i suoi effetti sono normalmente trascurabili. La proprietà diamagnetica si osserva negli elementi con proprietà magnetiche di dipolo sostanzialmente nulle a livello molecolare; questo provoca, nel momento in cui si applichi un campo magnetico esterno, una riduzione dell'induzione magnetica all'interno del materiale stesso per via dell'opposizione che il materiale offre. Questo succede perché le molecole si orientano in maniera opposta rispetto al campo magnetico e quindi generano un momento di dipolo opposto.

Tutti i materiali presentano proprietà diamagnetiche, ma queste possono essere più o meno forti e soprattutto coperte da altre proprietà del materiale. I materiali diamagnetici presentano inoltre una suscettività magnetica negativa.

2. I materiali paramagnetici, al contrario di quelli diamagnetici, possiedono naturalmente un certo orientamento nei suoi dipoli magnetici, per cui nel momento in cui interagiscono con un campo magnetico esterno, questi si orientano secondo il campo magnetico esterno, così facendo avviene che lo rafforzano. L'effetto della proprietà di paramagnetismo è generalmente più forte delle proprietà di diamagnetismo, per cui ne sovrasta gli effetti sull'induzione magnetica che si genera all'interno del materiale. Al cessare del campo magnetico esterno, i dipoli tornano orientati come in origine, per cui non vi è magnetismo residuo.
3. I materiali ferromagnetici invece sono gli unici materiali che presentino capacità di memorizzazione di una certa induzione magnetica residua, anche in assenza di campo magnetico. I materiali ferromagnetici presentano un comportamento a ciclo di isteresi in funzione del campo magnetico applicato all'esterno.

Quanto sopra riportato è stato tratto dalla fonte in Bibliografia [2]. In Fig. 1.3-A si riporta un ciclo di isteresi a titolo di esempio, tipico di un materiale ferromagnetico.



*Figura 1.3-A: Ciclo di isteresi tipico di un materiale ferromagnetico, in cui si evidenziano i picchi del campo magnetico, il campo coercitivo e l'induzione residua, in entrambi i segni che si incontrano nel percorrere il ciclo di isteresi*

A questo punto, si intuisce come la problematica principale sia legata a quell'effetto di induzione residua, che rimane al termine dell'applicazione di un campo magnetico, oppure per via di lavorazioni speciali. Infatti alcune lavorazioni, metodi di produzione o stress termici a cui si sottopongono componenti e parti meccaniche portano alla formazione di un'induzione residua.

Risulta evidente che nei materiali ferromagnetici, se si parte da un valore nullo di campo magnetico e di induzione magnetica, si può aumentare fino ad arrivare ad un punto tendenzialmente di massimo asintotico, definito dalla saturazione del materiale (in realtà l'induzione può crescere ancora, ma molto più lentamente, si parla di 2-3 ordini di grandezza in meno a seconda delle proprietà del materiale).

Se si riporta da questo punto il campo magnetico a zero, si trova che l'induzione non sarà più nulla, ma avrà un valore diverso da zero, posto col nome comune di induzione residua **Br**, che è quella oggetto del nostro interesse.

Per annullare tale induzione, bisogna spingere il campo magnetico ad un valore negativo, detto campo coercitivo **Hc**. Si intuisce come proseguendo si possa costruire il resto del ciclo di isteresi, che risulta asimmetrico rispetto agli assi originali.

Nei materiali ferromagnetici, superata la temperatura di Curie, le proprietà del materiale tendono a tornare simili a quelle di un materiale paramagnetico. Il problema è che tale temperatura si trova molto in alto, per il ferro ad esempio è sui 1034 K, che rende tendenzialmente impraticabile tale via per annullare gli effetti dell'induzione residua.

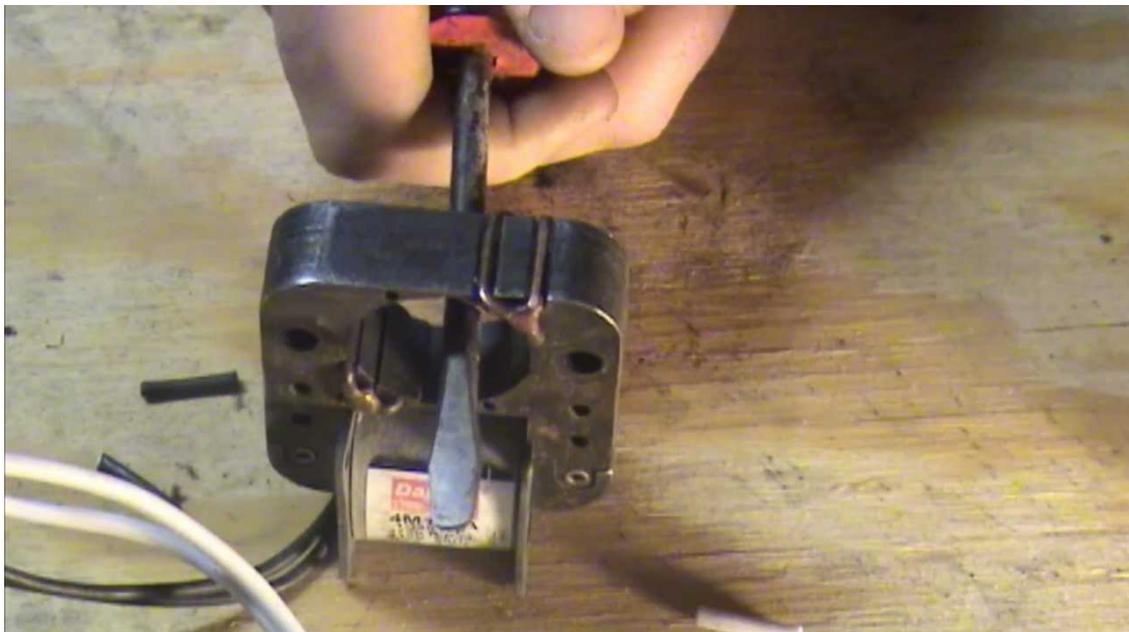
Occorre perciò applicare una diversa soluzione tecnologica, ovvero la smagnetizzazione, che consenta di riportare a zero il valore di induzione, tramite l'applicazione di un campo coercitivo esterno, che ne sovrasti gli effetti e riporti il materiale nello zero degli assi sul piano induzione-campo magnetico.

Il principio che si è sviluppato negli anni è semplice; l'applicazione di un campo magnetico dipende dal valore di corrente che sta attraversando una bobina, per cui iniettando corrente in un induttore genero un certo campo magnetico ed il legame risulta, in prima battuta, essere di tipo lineare.

L'induzione magnetica invece dipende dalle condizioni di permeabilità magnetica del materiale in cui viene applicato il campo, come riportano nelle espressioni in Eq. 1.3-A.

$$\mathbf{H}(\mathbf{t}, \mathbf{r}) = \frac{\mathbf{i}(\mathbf{t})}{r} \quad \rightarrow \quad \mathbf{B}(\mathbf{t}, \mathbf{r}) = \mu(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \mathbf{H}(\mathbf{t}, \mathbf{r}) \quad (1.3-A)$$

Per ovvie ragioni geometriche, le bobine degli smagnetizzatori sono in aria; infatti si deve poter far attraversare fisicamente all'elemento oggetto del processo di smagnetizzazione la bobina, questa deve avere un'apertura sufficientemente grande. In Fig. 1.3-B si riporta un esempio esplicativo in tal senso in scala ridotta.



*Figura 1.3-B: Smagnetizzatore di piccolissima taglia, esempio di applicazione pratica: l'elemento oggetto della smagnetizzazione solitamente rappresenta una percentuale della sezione disponibile*

Il fatto che l'elemento sia di dimensioni solitamente ridotte rispetto all'apertura della bobina stessa, ci permette in prima battuta di dire che la sua presenza sia trascurabile, ovvero non altera il valore dell'induttanza che presenta la bobina. A questo punto si può analizzare la funzione fondamentale di un induttore:

$$v_L(\mathbf{t}) = R i_L(\mathbf{t}) + \frac{d}{dt} (\varphi_L(\mathbf{t})) \quad (1.3-B)$$

$$\varphi_L(\mathbf{t}) = L i_L(\mathbf{t}) = \iint \mathbf{B}(\mathbf{t}) d\mathbf{S} \quad (1.3-C)$$

Se supponiamo di lavorare nel punto centrale della bobina, ovvero il più distante dai bordi, che è quello con campo magnetico più basso, come visto in precedenza. Si prende come accettabile il fatto che vi sia un legame diretto tra corrente e campo magnetico, con un coefficiente costante  $k$ .

Si ricava quindi l'andamento del campo magnetico nel dominio di Laplace, supponendo di operare in aria e quindi con permeabilità pari a circa quella del vuoto ed assenza di fenomeni di saturazione magnetica:

$$H(t) = \frac{B(t)}{\mu_0} = k i_L(t) \quad (1.3-D)$$

$$H(s) = k \frac{V_L(s)}{R + sL} = \frac{k}{R} \frac{V_L(s)}{\left(1 + s \frac{L}{R}\right)} \quad (1.3-E)$$

Per il campo magnetico, rispetto alla tensione, è come se ci fosse un filtro passa basso con pulsazione pari al rapporto tra resistenza ed induttanza. Nell'elemento posto all'interno dello smagnetizzatore, il campo magnetico seguirà l'andamento della forzante esterna, mentre l'induzione seguirà la caratteristica di isteresi del materiale.

Per cui, per ottenere la smagnetizzazione, si fa variare il campo tra due estremi simmetrici rispetto allo zero; è importante però che la fase iniziale avvenga ad un elevato valore di campo magnetico, tale da poter compiere la quasi totalità del ciclo di isteresi.

Altrimenti accadrebbe che se il campo fosse già inizialmente debole, ovvero con ampiezza

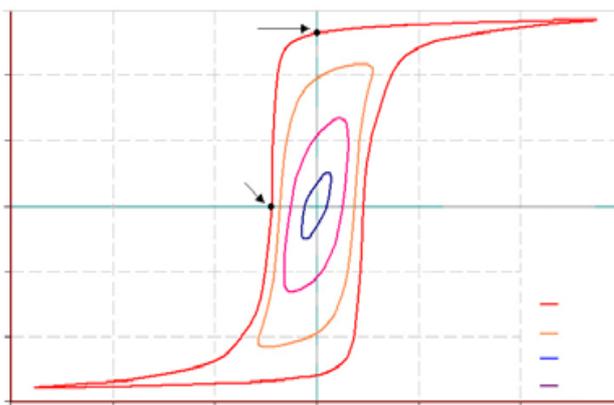


Figura 1.3-C: Cicli di isteresi a ridursi nel tempo

troppo bassa, si percorrerebbe un ciclo di isteresi minore intorno al valore di induzione residua che si vorrebbe eliminare.

Quindi si riduce gradualmente l'ampiezza del campo magnetico applicato, così da ottenere una riduzione dell'ampiezza del ciclo di isteresi ed avvicinarsi man mano allo zero del campo magnetico.

L'area del ciclo di isteresi rappresenta inoltre la quantità di energia persa per magnetizzare l'elemento durante quel ciclo, di fatti l'energia per unità di volume si può ricavare tramite l'integrale della funzione di isteresi:

$$E_{Specific} = \int H(B)dB \quad (1.3-F)$$

Integrata sul volume occupato dall'elemento, si ottiene l'energia totale persa per compiere un ciclo di isteresi. Si tratta quindi di perdite, che durante il processo di smagnetizzazione si devono fornire per poter effettuare il processo.

Entrano a questo punto in gioco altri fattori nella smagnetizzazione, a partire dallo spessore di penetrazione; fino a questo punto si è detto che l'elemento oggetto della smagnetizzazione sia assimilabile all'aria o per lo meno trascurabile. Ma ovviamente non è così (altrimenti non ci si porrebbe il problema di smagnetizzarlo).

Lo spessore di penetrazione rappresenta la capacità del campo magnetico, meglio ancora dell'induzione magnetica, di penetrare all'interno di un dato materiale. Il suo valore si può definire come:

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\omega\mu}} \quad (1.3-G)$$

Il campo magnetico all'interno del materiale non segue quindi esattamente l'andamento che si è visto fino ad ora, ma avrà un andamento decrescente rispetto al valore sul bordo esterno, seguendo una legge esponenziale del tipo:

$$H(t, x) = H_{amp}(t)e^{-\frac{x}{\delta}} \quad (1.3-H)$$

Per il rame, alla frequenza di 50 Hz lo spessore di penetrazione è nell'ordine del centimetro; per il ferro, dipende fortemente dalla lega impiegata, esistono leghe di acciaio non magnetico (con scarsa permeabilità magnetica), oppure altre con proprietà ferromagnetiche particolarmente elevate (e quindi elevata permeabilità magnetica).

Ciò implica che a seconda del tipo di elemento oggetto di smagnetizzazione, si deve adattare il sistema, infatti variando il materiale, le dimensioni e la schermatura che offre per via di strati multipli, rende più o meno agevole la smagnetizzazione e rende necessario ridurre la frequenza alla quale si opera la smagnetizzazione, per poter penetrare più in profondità nel materiale.

Di fatto alcuni elementi sottoposti a smagnetizzazione si trovano ad avere forme complesse o essere dei semi-assemblati, per cui alcune parti sono coperte da parti di altri componenti. Questo provoca un effetto di schermatura nei confronti del processo di smagnetizzazione, rendendola più difficile.

Nel Cap. 2, si procede con un'analisi di massima della tecnologia attuale e su quella che si vorrebbe sviluppare con questa tesi; in entrambi i casi, ci si basa sull'idea di compiere la smagnetizzazione impiegando profili di corrente e quindi di flusso all'interno della bobina il più vicini possibile ad un profilo sinusoidale.

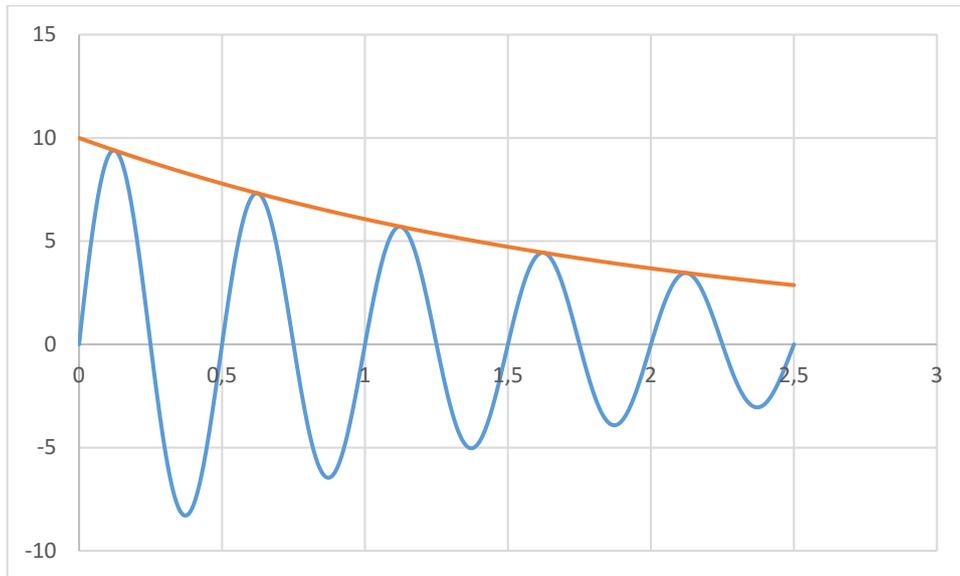
Si procederà ad analizzare due metodi principali con cui ottenere tale profilo; il primo è la risonanza naturale, ovvero tramite scarica di un condensatore sulla bobina dello smagnetizzatore; la forma d'onda che si ottiene però non è quella sinusoidale pura, ma risulta smorzata, ovvero con andamento del tipo in Eq. 1.3-I.

$$A(t) = A_{PK} e^{-\delta t} \text{sen}(\omega_0 t) \quad (1.3-I)$$

Dove il valore di  $A_{PK}$  è il valore del picco,  $\omega_0$  è il valore della pulsazione della sinusoide smorzata, mentre  $\delta$  rappresenta lo smorzamento della forma d'onda. Rispetto al caso sinusoidale puro, si introduce un esponenziale decrescente col tempo, dovuto allo smorzamento, ovvero la presenza della resistenza che dissipa energia.

Parte dei dati sono stati ricavati dalle fonti nei testi riportati in Bibliografia [3] e Bibliografia [4], in cui si può approfondire il tema del magnetismo e degli effetti del campo magnetico.

In Fig. 1.3-D si riporta a titolo di esempio l'andamento della forma d'onda sinusoidale smorzata.



**Figura 1.3-D: Grafico con andamento esempio di una sinusoide smorzata; in blu è riportata la forma d'onda sinusoidale smorzata, mentre in rosso si riporta l'andamento dell'esponenziale decrescente che origina tale andamento**

Il secondo metodo invece riguarderà la possibilità di realizzare in maniera controllata, tramite strutture a commutazione forzata, il profilo sinusoidale obiettivo, quindi non più con smorzamento, ma sostenuto nel tempo.

La difficoltà sta però nel realizzare in maniera efficace la fase di diminuzione dell'ampiezza del campo, che ci permette di uscire da un dato punto di induzione residua.

Nelle strutture naturali questo passaggio è realizzato in maniera naturale con lo smorzamento, con una struttura a commutazione comandata, deve essere realizzato mediante un controllo.

## 2. Tecnologia attuale

### 2.1 Risonanza naturale

Si passa ora a capire più in dettaglio la richiesta dell'azienda esterna al Politecnico, su cui è stata strutturata questa tesi. Si parte col dire che l'azienda, che si occupa per l'appunto di sviluppare e produrre smagnetizzatori industriali, utilizza ad oggi un metodo passivo ed incontrollato per realizzare la smagnetizzazione.

Le forme d'onda che si ottengono in uscita sono effettivamente sinusoidali, ma smorzate nel tempo; questo garantisce la possibilità di ottenere buoni effetti di smagnetizzazione, poiché si rispetta il profilo più ideale. Ha però tutta una serie di svantaggi.

Per realizzare questo andamento sinusoidale, si procede in maniera semplice, ovvero facendo risuonare un circuito induttivo-capacitivo (L-C). L'induttanza risulta essere quella della bobina da alimentare, mentre il condensatore dovrà essere scelto appositamente in base alla frequenza che si vuole ottenere per le oscillazioni.

Lo smorzamento è una conseguenza della presenza della resistenza della bobina utilizzata. Però questa tecnica ha il difetto di essere incontrollata e come si è appena sottolineato, nel tempo decrescente e quindi esaurisce il suo effetto tanto più rapidamente tanto più è alto il valore di resistenza degli avvolgimenti della bobina stessa.

Si analizza di seguito il meccanismo di tale tecnologia, facendo un esempio tramite una simulazione effettuata con il programma PSIM, in cui si va ad analizzare gli andamenti di corrente e tensione della bobina così alimentata. Lo schema generico a titolo di esempio, si riporta in Fig. 2.1-A.

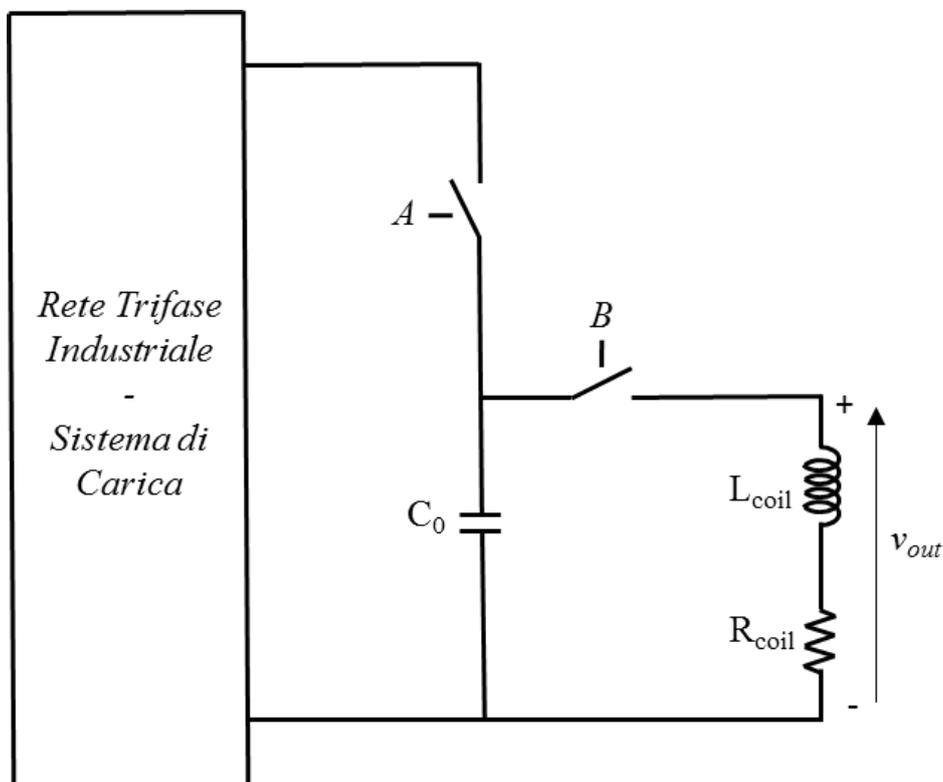


Figura 2.1-A: Schema PSIM di un circuito di esempio con tecnica di risonanza naturale; gli interruttori sono stati riportati per indicare le diverse fasi, mentre la rete di alimentazione è semplificata; è omessa la parte di comando

Si evidenzia la necessità di un sistema di carica del condensatore, che successivamente viene impiegato per la scarica. Per cui occorre operare due diverse fasi per ottenere l'effetto voluto.

L'interruttore A viene comandato per alimentare il condensatore ed ottenere la sua carica alla tensione desiderata, questo mentre l'interruttore B è aperto. Al termine della carica, il condensatore è carico alla tensione voluta, per cui si scollega dall'alimentazione aprendo l'interruttore A. Quindi a questo punto si può chiudere l'interruttore B sulla bobina da alimentare e far così effettuare la scarica. L'energia immagazzinata nel condensatore sarà pari alla seguente espressione:

$$E_c = \frac{1}{2} C_0 V_c^2 \quad (2.1-A)$$

Le caratteristiche del condensatore dipendono in maniera stretta dal tipo di induttore che si collega ai suoi capi. Difatti, tensione massima a cui deve essere caricato il condensatore e capacità stessa, sono strette parenti del valore della resistenza e del valore di induttanza dell'induttore. Si analizza quindi il legame stretto tra capacità del condensatore e induttanza dell'induttore.

Questo legame altri non è che la frequenza di risonanza a cui si vogliono ottenere le oscillazioni durante la scarica, in condizioni ideali ovvero con smorzamento nullo e risonanza tra soli elementi reattivi induttivo e capacitivo, il legame è il seguente:

$$F_0 = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{L_{coil} C_0}} \quad (2.1-B)$$

Da cui si ricava che, fissato un certo valore obiettivo di frequenza, il condensatore dovrà avere una capacità  $C_0$  pari a:

$$C_0 = \frac{1}{L_{coil} (2\pi F_0)^2} \quad (2.1-C)$$

Da qui si comprende come il condensatore svolga un ruolo fondamentale, poiché la sua accuratezza determina la precisione con cui si può realizzare una data frequenza in uscita. Perché tale sistema funzioni però è necessario anche immagazzinare sufficiente energia nel condensatore, per cui sarà necessario caricarlo ad una tensione elevata.

È importante dire che la forma d'onda non dipende dal valore di tensione, che può essere un valore qualsiasi. La forma d'onda è data unicamente dai parametri resistenza, induttanza e capacità; si applica l'equazione alla maglia al circuito in Fig. 2.1-B e si scrivono le equazioni costitutive degli elementi induttanza e condensatore:

$$v_c(t) = v_R(t) + v_L(t) \quad (2.1-D)$$

$$v_c(t) = -\frac{1}{C_0} \int i_L(t) dt + V_{C0} \quad (2.1-E)$$

$$v_L(t) = L_{coil} \frac{d i_L(t)}{dt} \quad (2.1-F)$$

$$v_R(t) = R_{coil} i_L(t) \quad (2.1-G)$$

Sostituendo le Eq. 2.1-E, Eq. 2.1-F e Eq. 2.1-G in Eq. 2.1-D, si può ottenere l'equazione differenziale di secondo grado in funzione della corrente nell'induttore, da cui poter ricavare successivamente le equazioni nel dominio di LaPlace riportata in Eq. 2.1-H.

$$I_L(s) = \frac{V_{C0}}{L_{coil} \left( s^2 + \frac{R_{coil}}{L_{coil}} s + \frac{1}{L_{coil} C_0} \right)} \quad (2.1-H)$$

Si deve tenere conto delle condizioni iniziali della capacità e dell'induttanza, per questo nel dominio di LaPlace è presente il valore  $V_{C0}$ , a rappresentare lo stato di carica del condensatore. Nel dominio di LaPlace questo viene riportato come un gradino, ovvero esprimibile con  $V_{C0}/s$ . L'induttanza viene considerata scarica invece.

Si possono a questo punto introdurre una serie di fattori per rendere più facile eseguire l'anti-trasformata di LaPlace, così da ottenere il valore dell'andamento della corrente nel tempo. Difatti il valore della resistenza vincola le oscillazioni del sistema, che sono limitate dallo smorzamento fisico del sistema. Per proseguire nell'analisi occorre quindi introdurre i valori di smorzamento  $\sigma$  ed il fattore di merito  $\delta$ .

$$\delta = \frac{R_{coil}}{2 \omega_0 L_{coil}} \quad (2.1-I)$$

$$\sigma = \frac{R_{coil}}{2 L_{coil}} \quad (2.1-L)$$

Dalla Eq. 2.1-H, si può passare alla Eq. 2.1-P introducendo la pulsazione naturale, la pulsazione effettiva e riprendendo le espressioni già viste in Eq. 2.1-I e Eq. 2.1-L che riportano rispettivamente il fattore di merito e lo smorzamento:

$$\omega_0^2 = \frac{1}{L_{coil} C_0} \quad (2.1-M)$$

$$\sigma = \frac{R_{coil}}{2 L_{coil}} \quad (2.1-N)$$

Sottraendo ed aggiungendo al denominatore la quantità di  $R_{coil}/2L_{coil}$  al quadrato e raggruppando si ottiene la Eq. 2.1-O:

$$I_L(s) = \frac{V_{C0}}{L_{coil} \left( \left( s + \frac{R_{coil}}{2 L_{coil}} \right)^2 + \frac{1}{L_{coil} C_0} - \left( \frac{R_{coil}}{2 L_{coil}} \right)^2 \right)} \quad (2.1-O)$$

$$I_L(s) = \frac{V_{C0}}{L_{coil} \left( (s + \sigma)^2 + \omega_e^2 \right)} \quad (2.1-P)$$

Riportando nel dominio del tempo, si ottiene la seguente espressione della corrente dell'induttanza:

$$i_L(t) = \frac{V_{C0}}{\omega_e L_{coil}} e^{-\sigma t} \sin(\omega_e t) \quad (2.1-Q)$$

Come si evidenzia nella Eq. 2.1-Q, la pulsazione a cui oscilla il sistema è differente da quella naturale del sistema a cui ci si attenderebbe di ottenere le oscillazioni. Per cui si vuole

evidenziare come un sistema il cui rapporto tra la reattanza e resistenza è basso, è indice di poche oscillazioni e dissipative. Il rischio è che l'energia immagazzinata nel condensatore, finisca prima di poter compiere la smagnetizzazione.

Per ovviare a tale problema, fissato il valore di capacità dalla frequenza di risonanza, per aumentare la quantità di energia immagazzinabile bisogna aumentare la tensione, come visto dalla Eq. 2.1-A.

Per cui il valore del fattore di merito  $\delta$  diventa un indicatore notevole del grado di bontà della bobina, mentre il fattore di smorzamento  $\sigma$ , indica proprio la rapidità con cui si esauriscono le oscillazioni e permette di ricavare la frequenza effettiva.

Invece il valore della corrente dipende dalla tensione iniziale, e quindi dall'energia immagazzinata nel condensatore. Per cui si capisce che per una smagnetizzazione più o meno intensa, serva più o meno energia.

A titolo di esempio si riportano le simulazioni su PSIM tramite un circuito equivalente per la scarica di un condensatore inizialmente carico alla tensione  $V_{in}$ , riportato in Fig. 2.1-B.

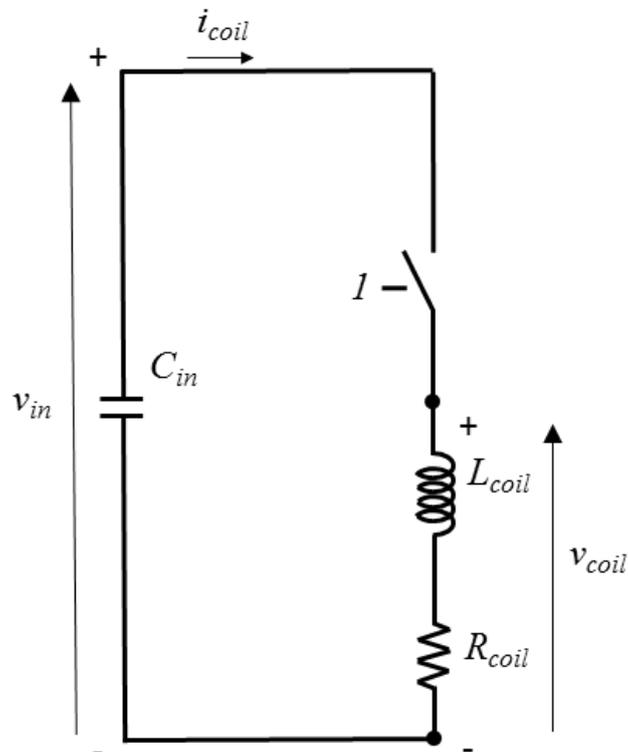


Figura 2.1-B: Schema PSIM del circuito utilizzato per simulare la scarica di un L-C con parametro resistivo R

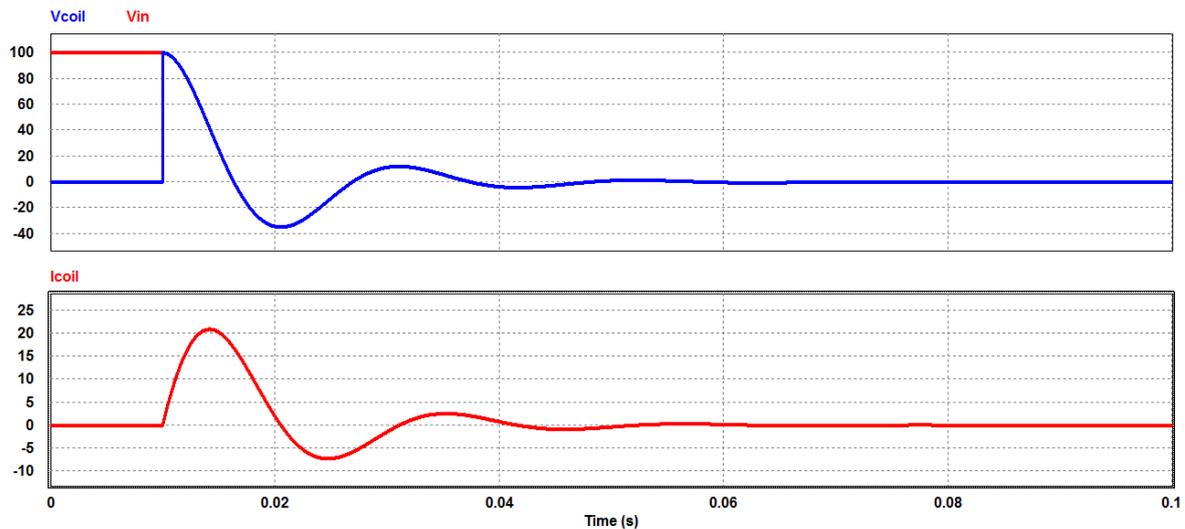
Si riportano i valori utilizzati durante la simulazione in Tab. 2.1-A.

	Valore	Descrizione
Rcoil	2 [ $\Omega$ ]	Resistenza bobina
Lcoil	10 [mH]	Induttanza bobina
Fo	50 [Hz]	Frequenza naturale
Cin	1,0132 [mF]	Capacità
$\sigma$	100	Smorzamento

$\delta$	0,63662	Fattore di merito
Fe	47,4 [Hz]	Frequenza effettiva
Vin	100 [V]	Tensione iniziale

**Tabella 2.1-A:** Valori relativi a simulazione PSIM di un circuito di prova per visualizzare l'andamento temporale delle forme d'onda teoriche relative alle strutture a risonanza naturale

Quindi si effettua una simulazione, riportando in Fig. 2.1-C i risultati. Si può notare dagli andamenti che la frequenza effettiva è di poco inferiore a quella naturale, per via dell'effetto dello smorzamento. Inoltre, si vede che dopo qualche oscillazione, l'energia termina, per via delle perdite sulla resistenza della bobina stessa.



**Figura 2.1-C:** Scarica nello schema a risonanza naturale; nel grafico in basso è riportata la corrente della bobina, mentre nel grafico in alto sono riportate in blu le tensioni della bobina ed in rosso la tensione del condensatore

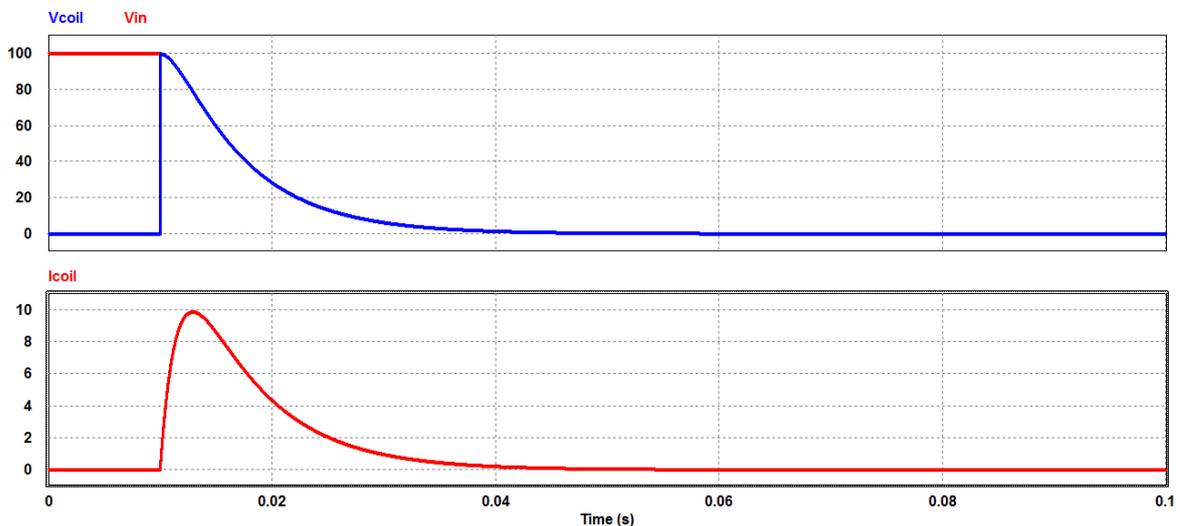
Si effettua una seconda prova, lasciando uguali i parametri di frequenza naturale e induttanza della bobina, di conseguenza anche il valore del condensatore. Si lascia invariata anche la tensione iniziale, quindi anche l'energia immagazzinata nello stesso. Si va a modificare unicamente il parametro resistivo, passando da 2  $\Omega$  a 8  $\Omega$ . Si riporta di seguito la tabella con i valori così modificati ed in Fig. 2.1-D gli andamenti delle grandezze elettriche di interesse, i cui valori si riportano nella Tab. 2.1-B.

	Valore	Descrizione
Rcoil	8 [ $\Omega$ ]	Resistenza bobina
Lcoil	10 [mH]	Induttanza bobina
Fo	50 [Hz]	Frequenza naturale
Cin	101,32 [mF]	Capacità
$\sigma$	400	Smorzamento
$\delta$	2,546	Fattore di merito
Fe	0 [Hz]	Frequenza effettiva
Vin	100 [V]	Tensione iniziale

**Tabella 2.1-B:** Valori relativi a simulazione PSIM di un circuito di prova per visualizzare l'andamento temporale delle forme d'onda teoriche relative alle strutture a risonanza naturale

Si può osservare dagli andamenti, come un elevato valore di resistenza abbia comportato un peggioramento delle caratteristiche fino al punto da rendere la frequenza effettiva nulla, ovvero il sistema non risuona affatto.

Infatti il sistema non è in grado di terminare neanche la prima oscillazione, che si trova già ad aver esaurito l'energia immagazzinata nel condensatore.



**Figura 2.1-D:** Scarica nello schema a risonanza naturale; nel grafico in basso è riportata la corrente della bobina, mentre nel grafico in alto sono riportate in blu le tensioni della bobina ed in rosso la tensione del condensatore

Risulta perciò fondamentale studiare il rapporto tra la resistenza e la reattanza alla frequenza desiderata, appunto il fattore che si è definito come K. Fissati i valori di frequenza naturale che si vorrebbe, fissato il valore di induttanza, si ricava il valore di capacità. Quindi si può calcolare resistenza critica, che comporta una frequenza effettiva nulla:

$$0 = \sqrt{(2 \pi F_o)^2 - \delta^2} \quad (2.1-R)$$

$$R_{coil-critical} = 4 \pi L_{coil} F_o \quad (2.1-S)$$

Perché l'effetto dello smorzamento sulla forma d'onda sia meno evidente possibile, bisogna stare ben al di sotto di questo valore limite.

## 2.2 Strutture a commutazione forzata

Si capisce immediatamente quali siano i vantaggi di implementare una struttura con alimentazione da inverter:

- Possibilità di sostenere nel tempo le oscillazioni, senza che queste decadano naturalmente
- Possibilità di far variare la frequenza a proprio piacimento
- Ripetibilità del processo in tempi più brevi

Di contro si introducono anche degli svantaggi legati alle strutture sotto inverter:

- Rumore sulla corrente, dovuto al ripple
- Lo smorzamento finale non è più ideale

Per cui si evidenzia come sia fondamentale capire e studiare in maniera approfondita le strutture che si vogliono adottare, per poterne definire tutti i vantaggi, ma anche gli svantaggi che comportano.

Inoltre si procederà ad un dimensionamento delle componenti dell'elettronica di potenza, dei driver, della struttura di base di raffreddamento, in maniera da poter giungere ad una stima dei costi preliminare dell'oggetto.

Data la richiesta dell'azienda, si sono volute studiare due vie anche se molto differenti, tra loro duali, sia nella scelta della struttura dell'inverter, sia nella concezione. Le due strutture sono:

- Inverter CSI, con risonanza assistita
- Inverter VSI, con controllo del flusso magnetico dell'induttore

La prima struttura, prevede uno stadio inverter a corrente impressa, necessario per realizzare la risonanza tra un condensatore opportunamente accordato e la bobina dello smagnetizzatore.

Invece la seconda struttura è più classica, con uno stadio inverter a tensione impressa, prevede però l'impiego di un controllo ad anello di flusso, precisamente il flusso della bobina dello smagnetizzatore.

Lo studio di queste strutture, sarà condotto in maniera differente nello sviluppo di questa tesi. Infatti il lavoro di questa tesi per la prima struttura si concentra sullo studio teorico, a partire dal principio di funzionamento, la parte di simulazione tramite PSIM ed infine una stima dei costi preliminari.

La seconda struttura verrà affrontata in maniera più completa, si riporterà il principio di funzionamento e come si controlla, le simulazioni con PSIM e relativa stima dei costi. Infine vi sarà la parte sulle prove in laboratorio svolte per l'appunto con la seconda configurazione.

### *2.2.1 Struttura CSI*

Si consideri lo schema in Fig. 2.2.1-D, dove si riporta la struttura CSI, a partire dallo stadio utile a simulare il generatore di corrente ed il successivo stadio che effettivamente svolge il ruolo di commutare la corrente sul carico.

All'ingresso sarà necessario prevedere uno stadio ulteriore di conversione che dall'alimentazione trifase in corrente alternata, mi permette di passare alla tensione continua, necessaria per il bus DC del primo stadio. Per tale stadio di conversione AC/DC, si possono utilizzare differenti soluzioni tecnologiche, che consentono di ottenere differenti livelli di tensione e differenti qualità della forma d'onda assorbita dalla rete.

Quest'ultimo è un fattore da tenere in conto poiché le normative impongono limiti alle emissioni di ripple sulla rete, oltre che per l'efficienza. Le possibili soluzioni sono riportate di seguito:

1. Con ponte raddrizzatore a diodi
2. Con ponte raddrizzatori a diodi con boost in cascata
3. Con PFC innalzatore

La prima, il ponte a diodi, risulta la più economica in assoluto, non consente di comandare in alcun modo la tensione in uscita dal ponte, che quindi dipenderà dalla tensione di rete che può essere affetta da oscillazioni.

Inoltre presenta il livello più basso di tensione tra i tre. In ultima analisi la distorsione armonica è la massima. In Fig. 2.2.1-A si riporta lo schema di un ponte raddrizzatore.

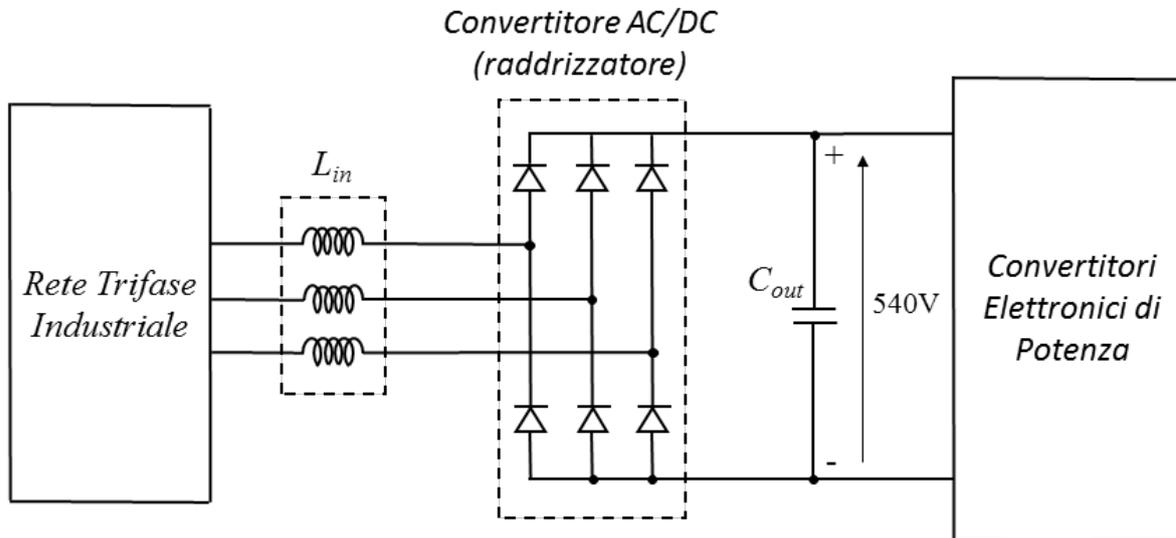


Figura 2.2.1-A: Schema esempio di un ponte raddrizzatore trifase nel caso in esame

Una struttura invece con ponte raddrizzatori e un boost in cascata, consente di innalzare il livello di tensione fino ad un massimo prefissato ed essendo controllabile, si può anche mantenere costante tale valore, in maniera meno sensibile al livello in ingresso.

Rispetto alla struttura precedente, il costo aumenta poiché è necessario un ulteriore stadio innalzatore, che però risulta piuttosto semplice e inoltre filtra parte della distorsione armonica immessa in rete.

Dato il tipo di carico che si va ad alimentare, ovvero uno smagnetizzatore, si sa già che non necessiterà di possibilità di rimettere energia in rete. Per cui non è necessario che il boost sia bidirezionale in potenza. Si riporta uno schema generico in Fig. 2.2.1-B.

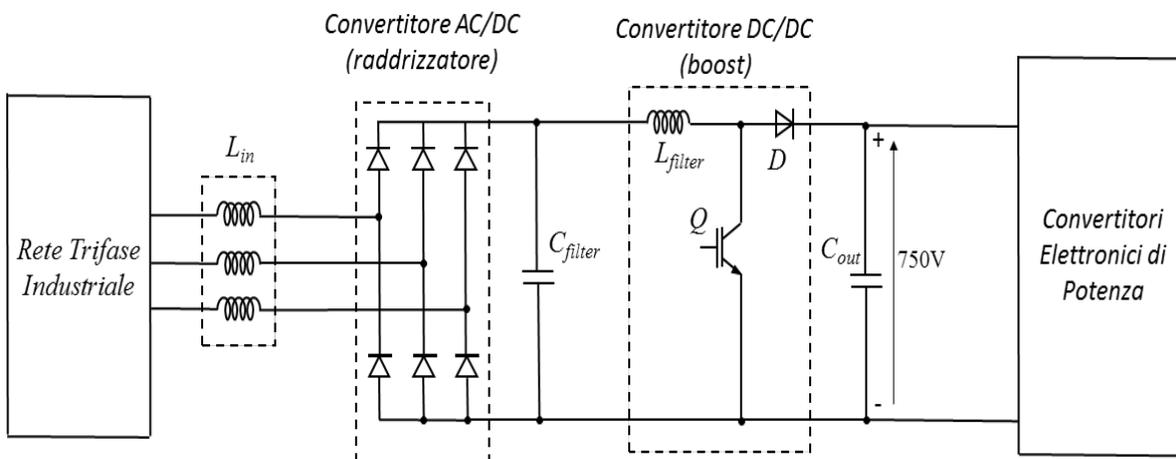
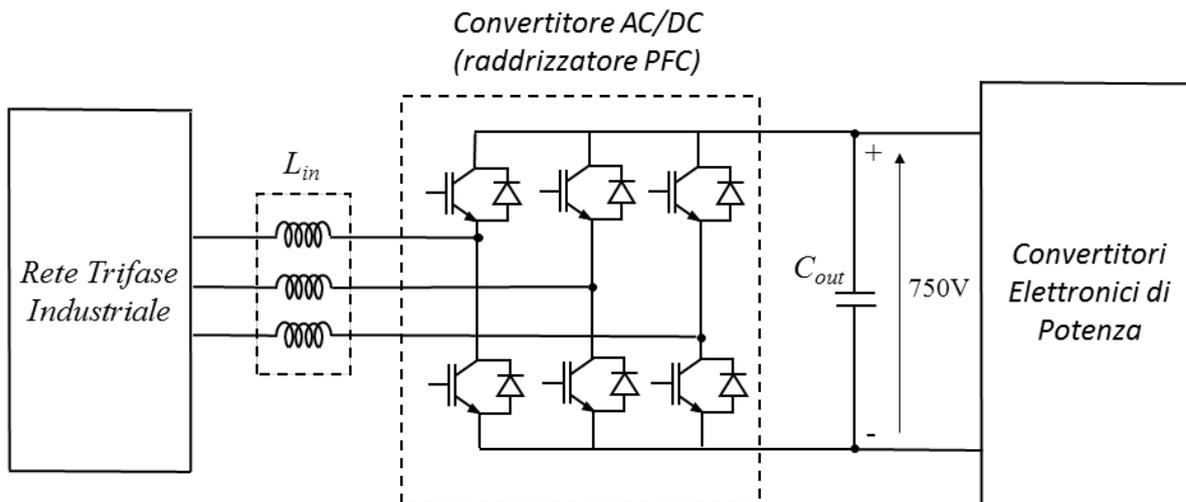


Figura 2.2.1-B: Schema esempio di un ponte raddrizzatore trifase con in cascata un boost per innalzare la tensione

In ultima analisi, si può valutare la struttura PFC, che consente anch'essa di ottenere una tensione superiore in ingresso al convertitore, ma soprattutto di abbattere il contenuto

armoniche immesso in rete. Questa struttura è però la più costosa delle tre possibilità. Si riporta in Fig. 2.2.1-C uno schema esempio di un PFC.



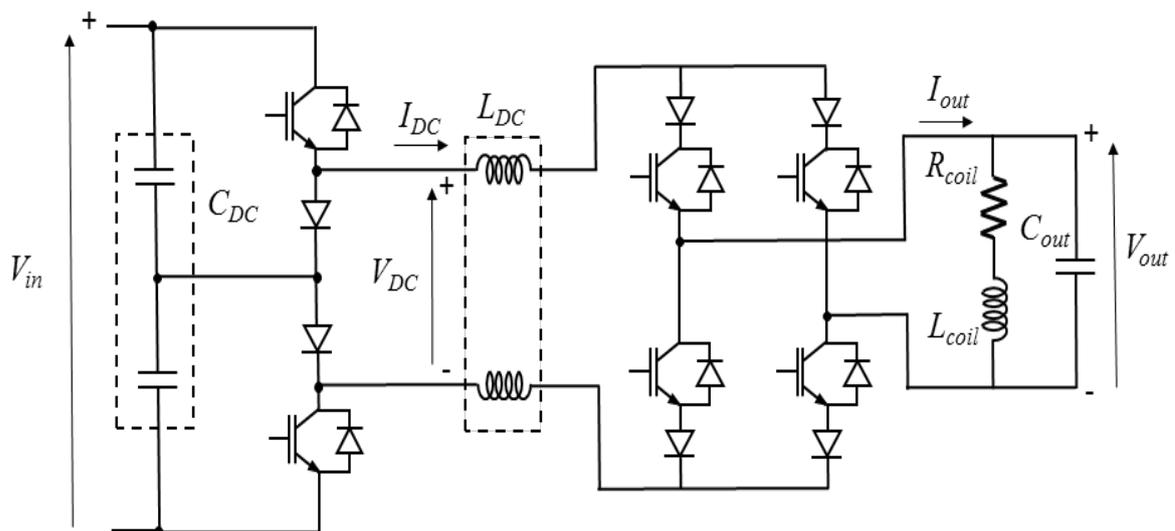
**Figura 2.2.1-C:** schema esempio di PFC per alimentare le strutture di conversione, si noti la differente complessità che presenta rispetto ai due esempi precedenti

Nei tre rispettivi casi, se si suppone di utilizzare la rete di alimentazione trifase classica, con tensione di alimentazione di fase pari a 230 V efficaci e 50 Hz, il valore di tensione sono rispettivamente:

1. Variabile tra 500-540 V, con assorbimento da rete ad impulsi
2. Intorno ai 750 V, con assorbimento da rete simile all'onda quadra
3. Intorno ai 750 V, con assorbimento da rete pressoché sinusoidale

La presenza quindi di due stadi in cascata, il DC-DC Multilivello e il DC-AC CSI, imporrà uno studio separato per i due, considerando dapprima ideali le differenti fonti di alimentazione ed il carico a cui ci si rivolge.

In Fig. 2.2.1-D si riporta lo schema dei convertitori DC-DC e DC-AC in esame.



**Figura 2.2.1-D:** Schema circuitale struttura CSI, successivo allo stadio di conversione AC-DC, comprensivo delle strutture DC-DC e della struttura DC-AC; lo stadio di ingresso AC-DC è assimilato ad un valore di tensione costante

Per cui le due strutture che si analizzeranno saranno:

- un convertitore DC-DC Multilivello
- un convertitore DC-AC CSI

Il primo convertitore, il DC-DC Multilivello consente di simulare il comportamento da generatore di corrente necessario al secondo stadio per poter operare. In ingresso si imporrà l'uscita dello stadio di alimentazione, che verrà in primo luogo rappresentata da un generatore ideale di tensione.

Mentre in uscita vi sarà un carico che simuli l'assorbimento del convertitore CSI, che sarà rappresentabile da un generatore ideale di tensione sinusoidale, alla frequenza imposta, raddrizzato. Così da ottenere un andamento a doppia semi-onda positiva.

Invece nella prima fase di studio dello stadio CSI si utilizzerà un generatore di corrente ideale in ingresso, mentre in uscita vi sarà l'effettivo carico realizzato dallo smagnetizzatore in parallelo al condensatore  $C_{out}$ .

Successivamente nello studio si procederà ad assemblare i vari pezzi, in maniera da unificarli e osservarne la compatibilità e le eventuali criticità.

Questa struttura a corrente impressa, si basa sul principio di far risuonare il parallelo dato dalla bobina dello smagnetizzatore e un condensatore appositamente dimensionato con un gradino di corrente.

L'analisi analitica la si effettua con l'aiusilio di un circuito realizzato in PSIM, in maniera da rappresentare facilmente l'analisi del sistema, semplificandolo un po'.

Lo schema impiegato si riporta in Fig. 2.2.1-E, dove si può osservare che è costituito da un semplice generatore a di corrente a gradino in ingresso, mentre il carico è il parallelo di un induttore e una capacità.

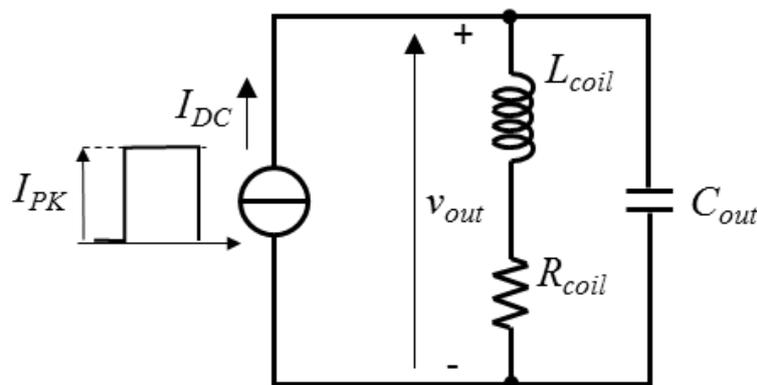


Figura 2.2.1-E: Schema impiegato per lo studio dell'analisi analitica del fenomeno della risonanza assistita

Si effettua un'analisi nel dominio di LaPlace del circuito, come si è effettuata nel Cap. 2.1 per la risonanza naturale, partendo prima dalle equazioni nel dominio del tempo dei singoli elementi, poi combinandole e quindi eseguendo la trasformata di LaPlace. La corrente  $I_{DC}$  è un gradino di corrente di ampiezza  $I_{PK}$ .

$$I_C(s) = I_{PK} \frac{s + \frac{R_{coil}}{L_{coil}}}{\left(s + \frac{R_{coil}}{2L_{coil}}\right)^2 + \left(\frac{1}{L_{coil}C_{out}} - \left(\frac{R_{coil}}{2L_{oil}}\right)^2\right)} \quad (2.2.1-A)$$

Dalla Eq. 2.2.1-A si fanno alcune considerazioni prima di procedere, per ottenere delle semplificazioni. Si riprende il concetto di fattore di merito visto nella Eq. 2.1-I e smorzamento, Eq. 2.1-L, oltreché della pulsazione naturale Eq. 2.1-M e la pulsazione effettiva Eq. 2.1-N. Si può riscrivere l'equazione nel seguente modo:

$$I_C(s) = I_{PK} \frac{s + 2\sigma}{(s + \sigma)^2 + (\omega_e)^2} \quad (2.2.1-B)$$

Se si applica l'anti-trasformata di Laplace alla Eq. 2.2.1-B, si ottiene la seguente espressione nel dominio del tempo della corrente nel condensatore:

$$i_c(t) = I_{PK} e^{-\sigma t} (\cos(\omega_e t) + \delta_e \text{sen}(\omega_e t)) \quad (2.2.1-C)$$

Dalla Eq. 2.2.1-C si possono ricavare tutte le altre equazioni del circuito, semplicemente scrivendole in funzione della  $i_c(t)$  e ricavandone gli andamenti nel tempo.

$$v_c(t) = R_{coil} I_{PK} + \omega_e L_{coil} I_{PK} e^{-\sigma t} [(1 - \delta_e^2) \text{sen}(\omega_e t) - 2\delta_e \cos(\omega_e t)] \quad (2.2.1-D)$$

$$i_L(t) = I_{PK} - I_{PK} e^{-\sigma t} (\cos(\omega_e t) + \delta_e \text{sen}(\omega_e t)) \quad (2.2.1-E)$$

$$v_L(t) = \omega_e L_{coil} I_{PK} e^{-\sigma t} (1 + \delta_e^2) \text{sen}(\omega_e t) \quad (2.2.1-F)$$

Nelle Eq. 2.2.1-D, Eq. 2.2.1-E e Eq. 2.2.1-F si è introdotto il fattore di merito effettivo, ovvero un coefficiente che tiene conto della pulsazione effettiva e non più di quella naturale, ricavato come segue:

$$\delta_e = \frac{R_{coil}}{2 \omega_e L_{coil}} \quad (2.2.1-G)$$

Dalle equazioni appena descritte, si può quindi meglio comprendere la simulazione in Fig. 2.2.1-F, dove si riporta l'andamento della tensione ai capi del condensatore  $C_{out}$  e la corrente nell'induttanza  $L_{coil}$ .

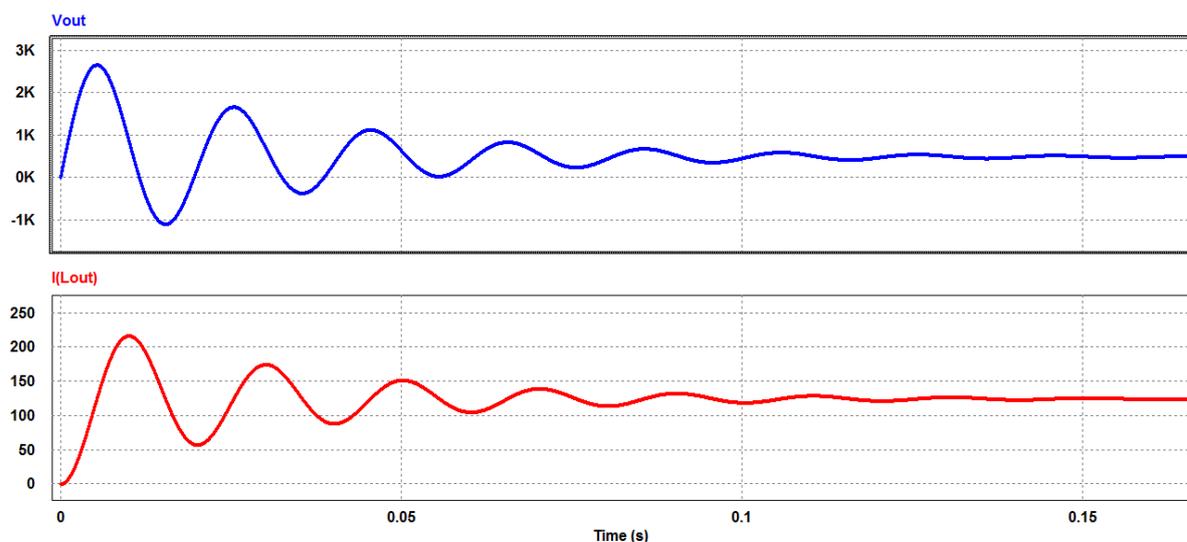


Figura 2.2.1-F: Simulazione PSIM schema risonanza L-C con gradino di corrente, nel grafico in alto in blu è riportata la tensione ai capi del condensatore, mentre nel grafico in basso è riportata in rosso la corrente nell'induttanza

Però non si è ancora arrivati alla risonanza assistita, poiché un solo gradino porta ad avere poi una corrente continua nell'induttanza a regime. Allora si deve alimentare ad onda quadra. Per poter studiare meglio il fenomeno, si utilizza il circuito esempio in Fig. 2.2.1-G.

I due generatori di corrente sono rispettivamente  $I_{DC}$  un generatore a gradino di ampiezza  $I_{PK}$ , mentre il generatore  $I_{SQUARE}$  è un generatore ad onda quadra, con ampiezza sempre  $I_{PK}$ .

Gli interruttori servono per dettare i tempi con cui intervengono i rispettivi generatori; durante la fase di avviamento del sistema, si deve comprendere il reale meccanismo della struttura CSI. Il valore di  $R_{coil}$  è pari a  $3,96 \Omega$ , mentre il valore di  $L_{coil}$  è pari a  $64,9 \text{ mH}$ . L'ampiezza di  $I_{PK}$  corrisponde a  $125 \text{ A}$ .

Il sistema parte in condizioni scariche, per cui la tensione del condensatore è nulla e la corrente nell'induttanza è nulla. Quindi viene applicato il primo gradino, di ampiezza  $I_{PK}$ , che va a sollecitare il parallelo L-C. A questo punto quello che si vuole è commutare ad onda quadra, sempre con ampiezza  $I_{PK}$  (che sarà la corrente disponibile sul DC-Link), per cui il gradino che verrà visto dal parallelo L-C, sarà pari al doppio.

È importante capire però l'istante di applicazione del secondo gradino; infatti per avere la risonanza che si sta cercando occorre aspettare il primo passaggio per zero della tensione ai capi del condensatore.

Se il sistema ha un fattore di merito molto basso, quindi la reattanza è alta rispetto alla resistenza si può in prima approssimazione dire che la tensione ai capi del condensatore è circa quella sull'induttanza, allora lo zero di tensione sul condensatore corrisponde al valore di massimo di corrente nell'induttore.

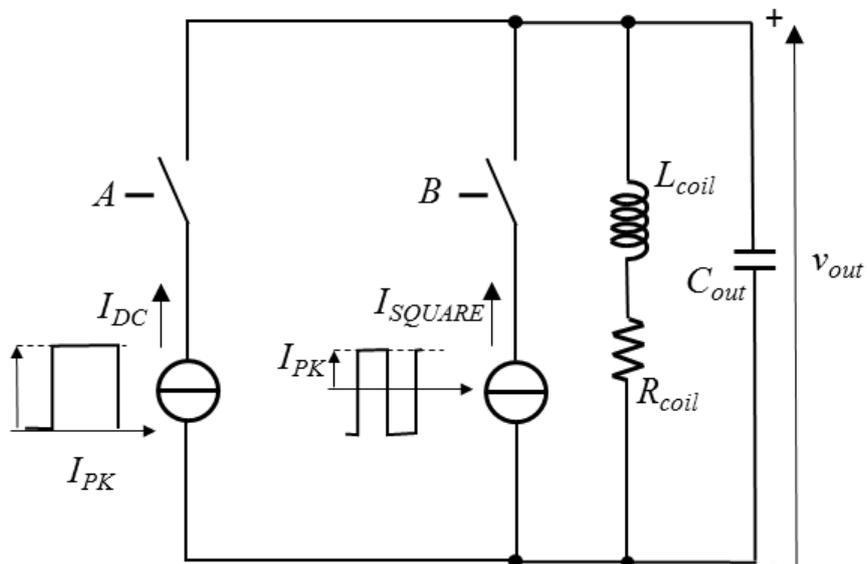
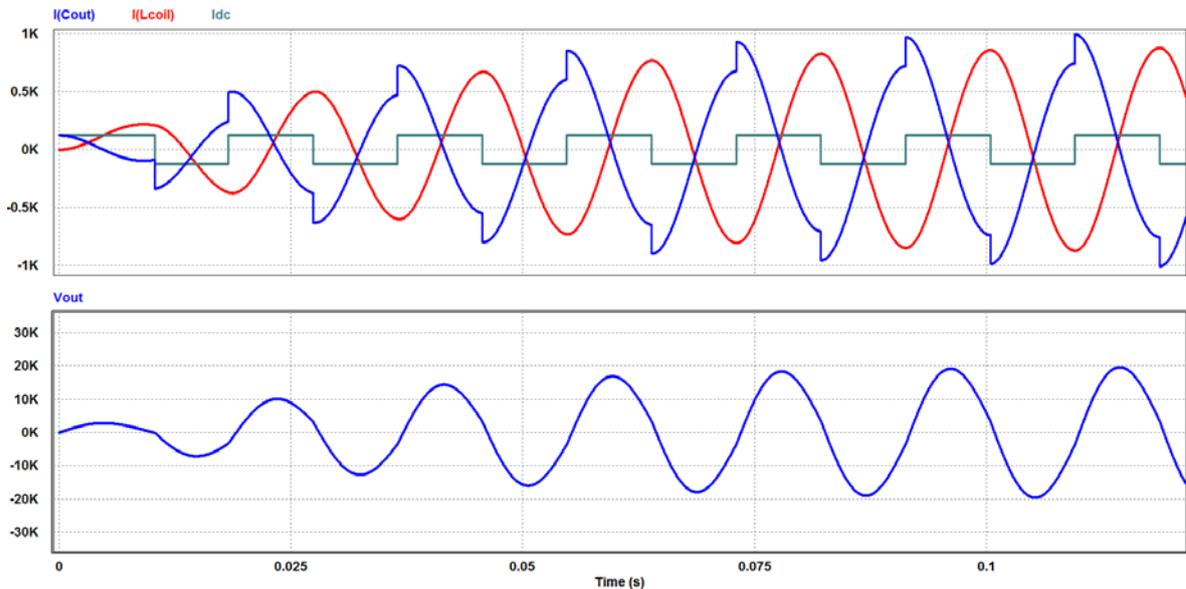


Figura 2.2.1-G: Schema circuito di ausilio per lo studio del principio di funzionamento della struttura CSI

Tale valore di corrente, sarà pari circa a due volte  $I_{PK}$ , poiché se la tensione sul condensatore è nulla, significa che la sua derivata ovvero la corrente  $i_c$  sarà nel punto di minimo, quindi negativa. Nella realtà, tale valore sarà più basso, per via della caduta resistiva e del suo effetto dissipativo; ma ciò che conta è che nell'istante in cui si applica il secondo gradino, di ampiezza  $2 I_{PK}$ , le condizioni iniziali non sono più nulle, ma l'induttore è carico al valore  $I_{L0}$ .

Per cui se si effettua la simulazione con questi parametri, tenendo conto delle condizioni di partenza dopo le prime oscillazioni, si ottiene la situazione a regime visibile in Fig. 2.2.1-H,

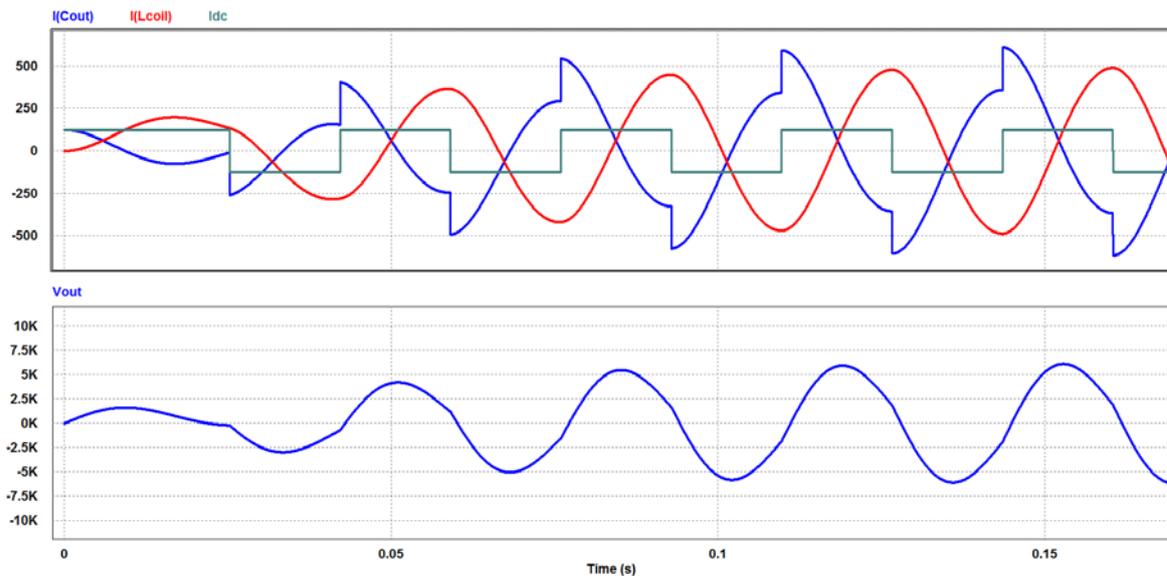
applicando un gradino iniziale dell'ampiezza  $I_{PK}$  e sostenendo con un'onda quadra di ampiezza  $I_{PK}$  a frequenza di 55 Hz. Si noti come la corrente nell'induttanza risulta arriva ad un valore di picco molto più elevato della corrente che si sta commutando ad onda quadra, quasi sei volte. Questo è un notevole vantaggio della struttura CSI.



**Figura 2.2.1-H:** Simulazione PSIM schema risonanza L-C con onda quadra; nel grafico in alto sono riportate in blu la corrente nel condensatore, in rosso la corrente nell'induttanza e in grigio la corrente  $I_{DC}$  applicata; nel grafico in basso è riportata in rosso la tensione ai capi del condensatore

Da sottolineare che questo beneficio va però perdendosi riducendo la frequenza, in virtù del fatto che si riduce il fattore di merito; inoltre si può osservare una certa distorsione delle forme d'onda rispetto alla forma sinusoidale, data dal fattore di smorzamento.

In Fig. 2.2.1-I si riporta un esempio con frequenza naturale più bassa pari a 30 Hz, ma stessi valori di resistenza ed induttanza della bobina. La corrente nell'induttanza a regime risulta quasi la metà rispetto al caso precedente.



**Figura 2.2.1-I:** Simulazione PSIM schema risonanza L-C con onda quadra; nel grafico in alto sono riportate in blu la corrente nel condensatore, in rosso la corrente nell'induttanza ed in grigio la corrente applicata  $I_{DC}$ ; nel grafico in basso è riportata in rosso la tensione ai capi del condensatore

Principale svantaggio però di una struttura così realizzata è la tensione ai capi del condensatore, che in qualche maniera deve essere gestita, poiché lo stadio DC-AC che commuta la corrente, ai suoi capi vede la tensione presente sul condensatore. Questo quindi è un fattore limitante della struttura CSI, per via della tecnologia presente.

### 2.2.2 Struttura VSI

Per questa struttura si parte col dire che lo studio che si andrà ad effettuare riguarderà un ponte ad H, che alimenta la bobina dello smagnetizzatore. Il primo vantaggio che si può subito notare rispetto all'altra struttura è legato alla mancanza del condensatore  $C_{out}$ .

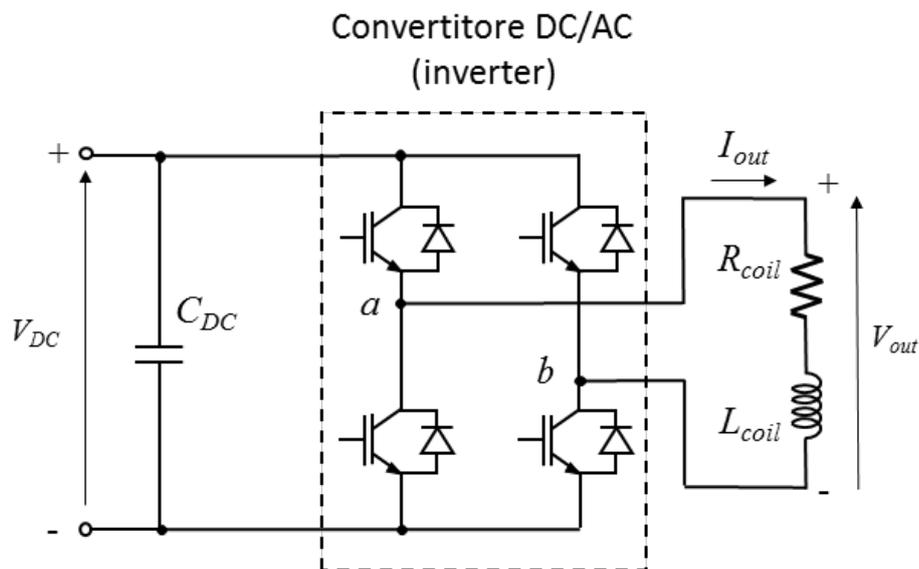


Figura 2.2.2-A: Schema circuitale PSIM struttura VSI, lo stadio di ingresso è assimilato ad un generatore di tensione

Nello schema in Fig. 2.2.2-A si riporta lo schema della struttura VSI, riferito al solo stadio finale, che va ad alimentare la bobina.

Il generatore di tensione  $V_{DC}$  in realtà nasconde un altro stadio della conversione necessario per ottenere la tensione continua ai capi dell'inverter.

Questo stadio, come nel caso dell'alimentazione per il convertitore CSI, sarà possibile ottenerlo in tre diverse maniere:

1. Con ponte raddrizzatore a diodi
2. Con ponte raddrizzatori a diodi con boost in cascata
3. Con PFC innalzatore

Vale perciò quanto già detto nel precedente Cap. 2.2.1 sull'alimentazione in tensione della struttura CSI e le considerazioni che si sono già viste.

Le differenze che si possono evidenziare immediatamente rispetto allo schema in Fig. 2.2.1-D della struttura CSI, sono:

- a. Lo stadio multilivello assente nel caso del VSI, poiché non è necessario simulare il generatore di corrente con un altro stadio di conversione
- b. L'assenza dei diodi in serie agli IGBT, necessari per poter sostenere la tensione nel caso della struttura CSI

Si vede quindi che la struttura risulta più semplice e meno articolata, con meno componenti; per cui più facile da assemblare. Di più difficile studio è invece il controllo.

Il principio di funzionamento si basa sul controllo di flusso della bobina da alimentare: si imposta un comando in termini di flusso, misurato in  $[V*s]$ , e la struttura cerca di realizzarlo, inseguendo grazie ad un osservatore di flusso il valore ricercato. La stima si ottiene tramite la misura di tensione e il modello della bobina stessa.

Il modello della bobina in teoria è affetto da isteresi magnetica e saturazione, per cui bisognerebbe ricostruire la caratteristica magnetica della stessa. A vuoto la bobina però si trova in aria e sostanzialmente si comporta come un'induttanza in aria.

Quando si passa a carico, il valore di induttanza cambierà per via della presenza del materiale all'interno dello smagnetizzatore, che è solitamente di materiale con caratteristiche più o meno ferromagnetiche.

Per cui è impossibile a priori conoscere il valore esatto dell'induttanza, perché cambia ad ogni pezzo da smagnetizzatore, inoltre potrà ora essere affetto da saturazione locale.

Il controllo si dovrà quindi dimensionare cercando di renderlo immune da questo passaggio tra vuoto ed a carico ed insensibile all'effetto della eventuale saturazione dell'elemento oggetto della smagnetizzazione.

Infine si implementerà un sistema di Commissioning per fare in modo che il controllo sia in grado autonomamente di ricavare i valori di resistenza ed induttanza di una bobina associata.

Dai valori così ricavati, poter variare autonomamente i parametri dell'osservatore e migliorarne il funzionamento, ma soprattutto la flessibilità, senza doverli computare in maniera manuale da parte dell'operatore.

La struttura a tensione impressa non sfrutta quindi più alcuna risonanza, ma semplicemente effettua la riproduzione di una tensione ai capi di una bobina, il cui integrale altro non è che il flusso. Per cui più fedele è la forma d'onda e migliori sono gli effetti che si ottengono ai fini della smagnetizzazione del materiale.

$$v_{out}(t) = \frac{d\Phi_{coil}(t)}{dt} + R_{coil} i_L(t) \quad (2.2.2-A)$$

Da cui si può ricavare la Eq. 2.2.2-B:

$$\Phi_{coil}(t) = \int (v_{out}(t) - R_{coil} i_L(t)) dt \quad (2.2.2-B)$$

La Eq. 2.2.2-B sarà poi quella da cui si potrà strutturare l'osservatore di flusso, per poter effettuare il controllo e quindi la sua regolazione.

Per lo sviluppo di alcuni di questi concetti del CSI ci si è riferiti alla fonte in Bibliografia [05], per quanto concerne il principio di far risuonare il parallelo tra induttanza e condensatore e quindi sfruttare i passaggi per lo zero della tensione.

Per quanto riguarda invece la parte relativa allo stadio VSI ci si è riferiti al testo in Bibliografia [06], in cui si riportano schemi di inverter.

## ***3. Studio e dimensionamento struttura CSI***

### ***3.1 Analisi della struttura***

La struttura oggetto dell'analisi è riportata in Fig. 3.1-A, rappresentata tramite un circuito esempio semplificato, ovvero privo di parte degli elementi di controllo o dei sensori, in maniera da rendere più chiara e facile la lettura. Lo schema a cui si fa riferimento è il file PSIM, situato in Allegati Cartelle [1].

Come si è visto nel Cap. 2.2.1, lo schema si può suddividere in più componenti, a partire dallo stadio di alimentazione in ingresso, che vede un circuito di pre-carica atto a ridurre le correnti di inserzione durante la fase di accensione del convertitore stesso. Si realizza semplicemente con l'ausilio di una terna di resistenze di potenza, con un certo valore relativo alla tensione di alimentazione e la corrente che si vuole limitare.

Successivamente vi è lo stadio che svolge il ruolo di conversione AC-DC, in questo caso un ponte raddrizzatori a diodi trifase, con un filtro reattivo in ingresso per ridurre le armoniche sulla corrente che viene prelevata dalla rete. Quindi, vi sono in cascata il convertitore DC-DC Multilivello ed il convertitore DC-AC CSI. In uscita è collegato il bipolo realizzato con il parallelo della bobina da alimentare, ovvero la serie di  $R_{coil}$  e  $L_{coil}$ , con in parallelo il condensatore  $C_{out}$ , atto a realizzare la risonanza e utile anche per garantire la compatibilità delle commutazioni.

I blocchetti invece che prendono il nome rispettivamente di C-Block e Modulatore sono fondamentali per il corretto funzionamento del convertitore; il C-Block è un blocchetto di PSIM che consente di scrivere il linguaggio di programmazione C un codice da implementare all'interno del circuito.

La presenza di ingressi ed uscite garantisce la possibilità di comunicare le informazioni con il circuito stesso, per cui si possono inviare segnali, quali tensioni, correnti, siano esse misurate o riferimento imposti. Così come le uscite, possono essere utilizzate per essere inviate al circuito. La maggior parte degli ingressi sono misure e riferimento da realizzare e controllare, le uscite sono i comandi che il C-Block calcola e imposta ad ogni passo di calcolo.

Dato però che il C-Block tratta segnali, misurati o riferimenti, ma non grandezze elettriche di potenza, per interfacciarsi con il circuito, si necessita di un secondo blocco che è il Modulatore; questo blocco svolge due compiti. Genera al suo interno il valore di **ISR**, ovvero Interrupt Service Routine, che inviata al C-Block detta i tempi di calcolo del programma scritto in codice C.

Inoltre il Modulatore riceve in ingresso parte di quelle che sono le uscite del C-Block, ovvero i comandi da impostare. Questi vengono processati all'interno del Modulatore che in uscita invia i comandi degli interruttori statici, ovvero gli IGBT. In Fig. 3.1-B, si riporta un ingrandimento del solo C-Block, per poterne osservare meglio gli ingressi e le uscite; come detto precedentemente tra gli ingressi vi è la **ISR**, fondamentale per il corretto funzionamento del C-Block stesso.

Quindi vi è il comando di **Enable**, che stabilisce l'avvio della sequenza di comando e di controllo del convertitore stesso, ed il riferimento della corrente controllata  $I_{rif}$ .

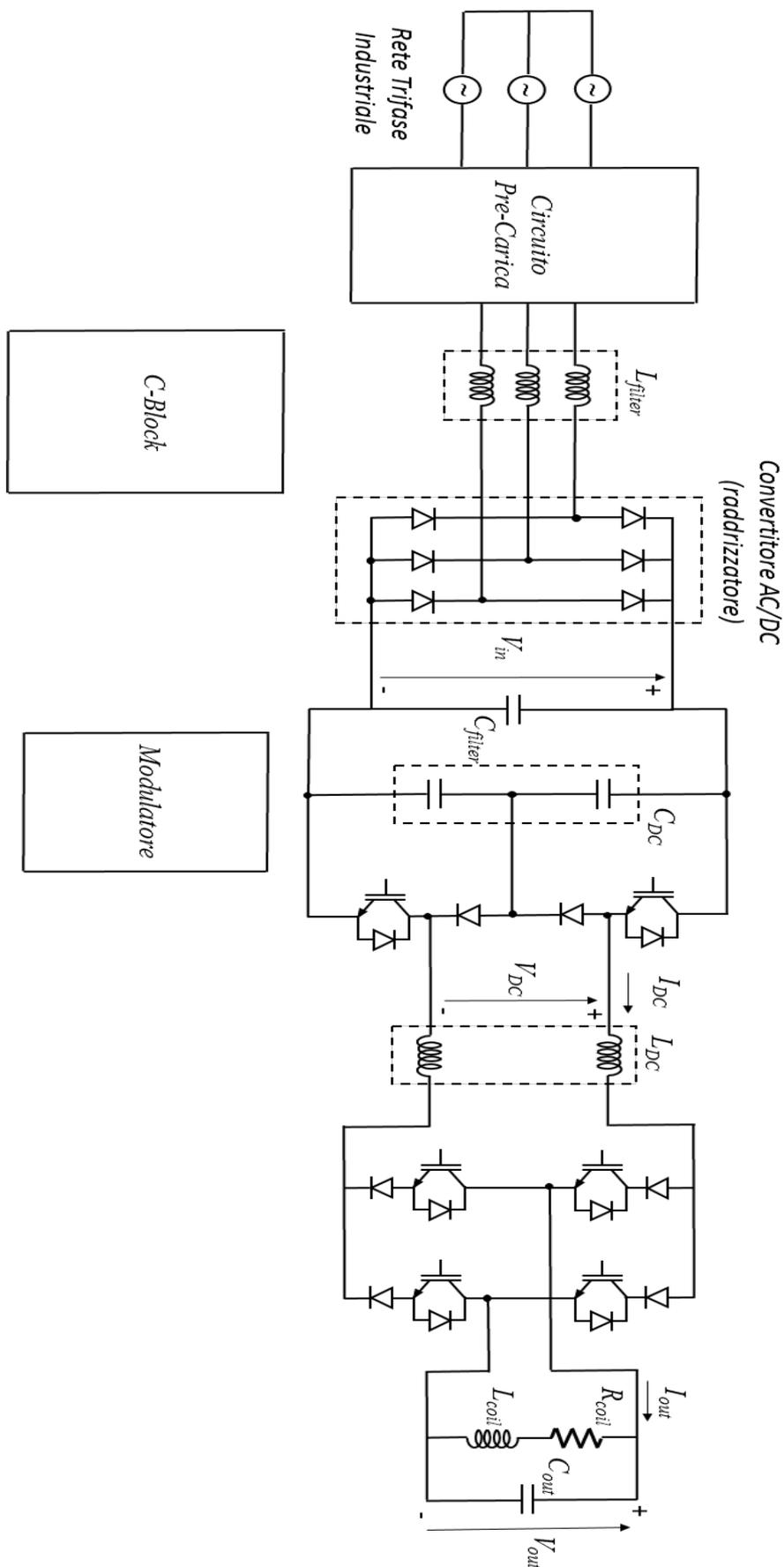
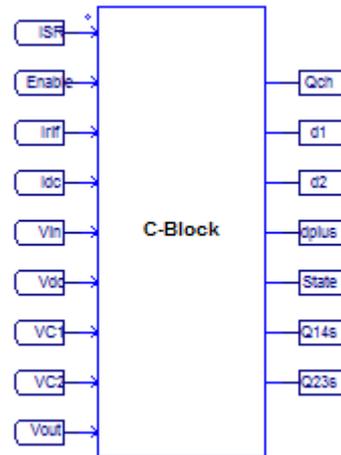


Figura 3.1-A: Schema circuito esempio del convertitore CSI; stadio di alimentazione con ponte raddrizzatore trifase, seguito dallo stadio di conversione DC-DC Multilivello e successivo stadio di conversione DC-AC; sono omesse alcune parti di controllo, di collegamenti e sensori, per semplificare il circuito dal punto di vista visivo e di comprensione

Infine tra gli ingressi vi sono le tensioni sul DC-Link in ingresso al convertitore DC-DC Multilivello, ai capi del condensatore  $C_{in}$ ; sono inoltre riportate al C-Block anche le tensioni parziali  $V_{C1}$  e  $V_{C2}$ , che si utilizzeranno per il controllo stesso. Sono oggetto di misura anche la tensione sul DC-Link di corrente, e la tensione di uscita che si utilizzerà per realizzare il controllo del convertitore DC-AC CSI.



**Figura 3.1-B: Schema C-Block del convertitore CSI, impiegato per realizzare il controllo del convertitore DC-DC Multilivello e del convertitore DC-AC CSI; si evidenziano tutte le uscite e gli ingressi**

Le uscite invece realizzano gli stati istantanei da inviare poi al modulatore; i comandi  $d_1$ ,  $d_2$  e  $d_{plus}$  sono relativi al convertitore DC-DC Multilivello. I comandi  $Q_{14s}$  e  $Q_{23s}$  sono invece relativi al convertitore DC-AC CSI.

Il comando  $Q_{ch}$  viene inviato e stabilisce il funzionamento del circuito di pre-carica. È inoltre portato fuori per essere oggetto di monitoraggio lo stato del convertitore, tramite la variabile **State**.

In Fig. 3.1-C si riporta invece lo schema interno impiegato nel Modulatore; la parte in alto è quella relativa ai comandi del convertitore DC-DC Multilivello, mentre la parte in basso è quella relativa ai comandi del convertitore DC-AC CSI, oltre al comando dello stadio di pre-carica.

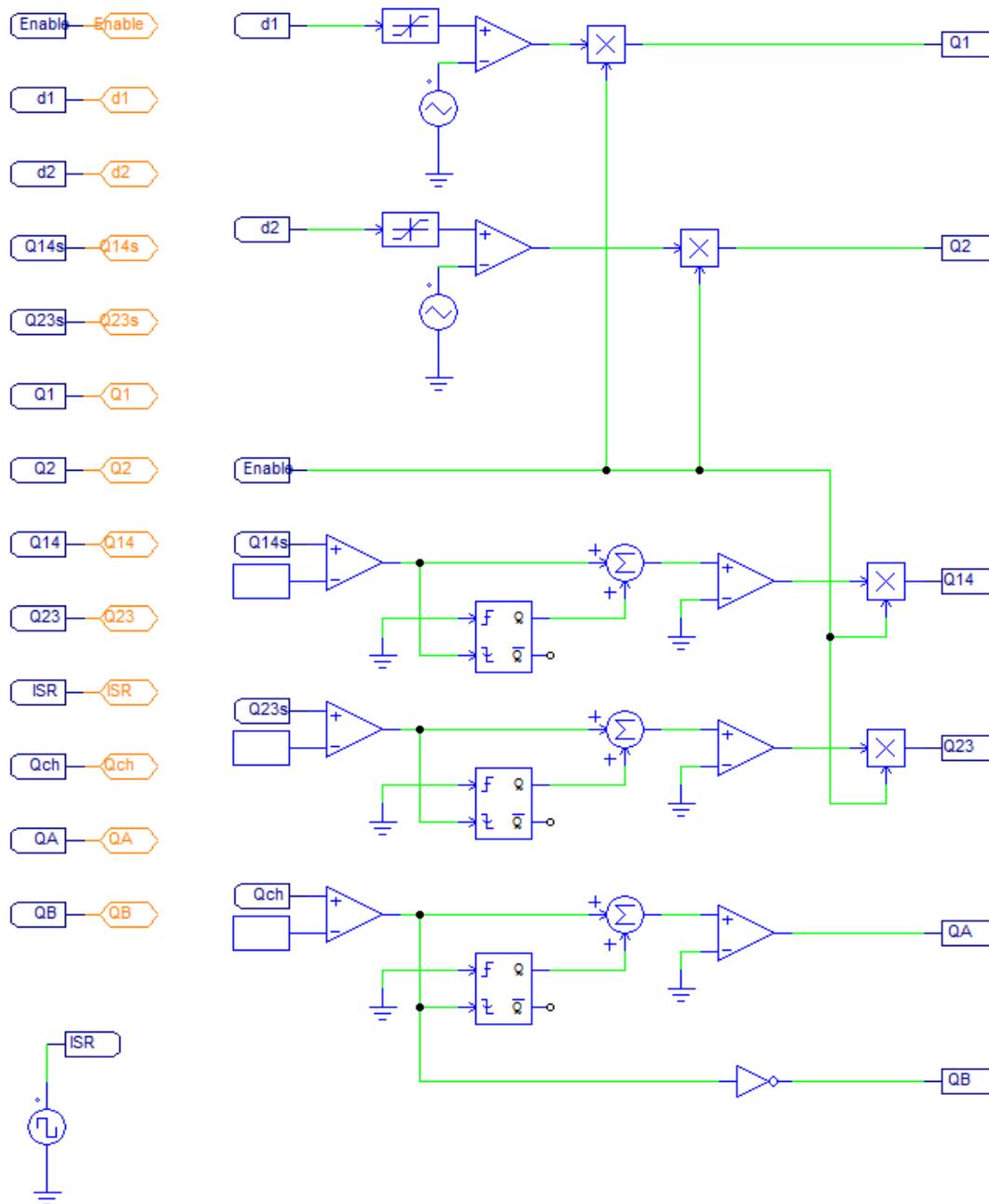
I comandi dei comandi  $Q_1$  e  $Q_2$  sono realizzati semplicemente confrontando il valore delle portanti con i valori dei duty-cycle  $d_1$  e  $d_2$ . Non vi è bisogno di alcuna ulteriore modifica ai comandi realizzati, per cui possono essere inviati direttamente alle uscite.

Per quanto riguarda i comandi  $Q_{14}$  e  $Q_{23}$ , essi rappresentano le due diagonali di commutazioni del convertitore DC-AC CSI. Se si osserva nuovamente lo schema in Fig. 3.1-A, si intuisce come il comando  $Q_{14}$  sarà quello che azionerà gli interruttori statici **IGBT1\_CSI** e **IGBT4\_CSI**, mentre il comando  $Q_{23}$ , azionerà gli interruttori statici **IGBT2\_CSI** e **IGBT3\_CSI**.

Il problema di questo tipo di struttura è però che essendo alimentato in corrente, come dice l'acronimo CSI per l'appunto, il DC-Link è un valore costante di corrente forzato. In particolare sul DC-Link in corrente vi è un'induttanza di discreto valore; questo significa che istantaneamente la corrente non può azzerarsi, altrimenti vi sarà una sovratensione.

Questo implica che una diagonale deve sempre essere in conduzione; il corto circuito, ovvero la condizione in cui una gamba (**IGBT1\_CSI** e **IGBT2\_CSI** oppure **IGBT3\_CSI** e **IGBT4\_CSI**) non è da evitare, anzi è necessario per poter effettuare le commutazioni da una diagonale all'altra. È assolutamente da evitare la condizione di circuito aperto.

Per cui a differenza dei convertitori VSI, dove è necessaria la condizione di tempo morto per evitare danni al DC-Link in tensione, qui è necessaria la condizione sovrapposizione di stato di conduzione degli interruttori statici sulla stessa gamba.



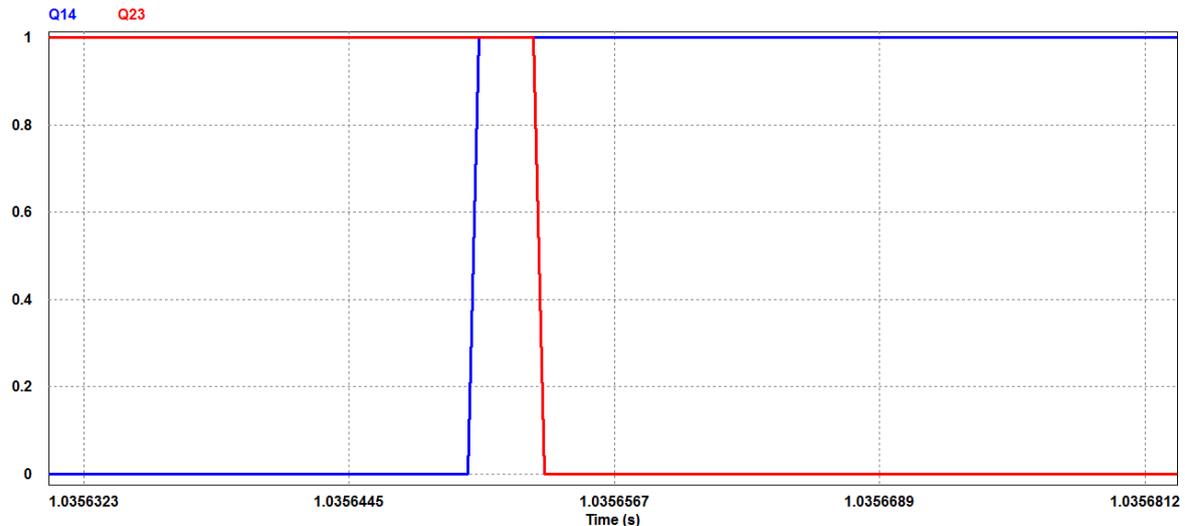
**Figura 3.1-C: Schema Modulatore per struttura CSI; tutti gli ingressi e le uscite sono riportate sul lato sinistro, mentre in basso a sinistra vi è la generazione del comando di ISR**

Tale sovrapposizione è effettuata ritardando l'apertura della diagonale già in conduzione rispetto alla diagonale che entra in conduzione; la sovrapposizione dura un tempo pari a 3 micro-secondi e garantisce di evitare sovratensioni sul DC-Link in corrente.

Per meglio comprendere tale fenomeno, si riporta in Fig. 3.1-D l'andamento di una simulazione con PSIM, ingrandendo in dettaglio sull'arco temporale di interesse. Sono riportati i valori dei comandi  $Q_{14}$  e  $Q_{23}$  realizzati.

Si vede come nell'istante di commutazione delle diagonali, il comando  $Q_{14}$  che era inizialmente nullo e quindi corrispondeva a diagonale in interdizione, si porta al valore unitario, imponendo la chiusura della diagonale, quando ancora il comando  $Q_{23}$  è a valore

unitario, quindi con relativa diagonale in conduzione. Dopo un periodo di contemporanea conduzione, il comando  $Q_{23}$  si porta a zero, cambiando così lo stato della diagonale attiva.



**Figura 3.1-D:** Simulazione PSIM con ingrandimento temporale sui valori dei comandi delle diagonali di commutazione del convertitore DC-AC CSI; in blu è riportato il comando  $Q_{14}$ , mentre in rosso è riportato il comando  $Q_{23}$

Si procede quindi ora allo studio dei singoli stadi, considerandone il principio di funzionamento e quindi il relativo controllo; infine si osserverà la struttura nel suo complessivo, assemblando quanto detto nei capitoli precedenti.

## 3.2 Stadio DC-DC Multilivello

### 3.2.1 Principio di funzionamento

La struttura che si sfrutterà per poter simulare il comportamento di un generatore di corrente è un convertitore Multilivello DC-DC, di tipo step-down rispetto alla tensione. Ciò significa che la struttura è alimentata in tensione da un bus, un DC-Link in tensione e la tensione in uscita sarà inferiore a tale valore, per questo si dice abbassatore di tensione.

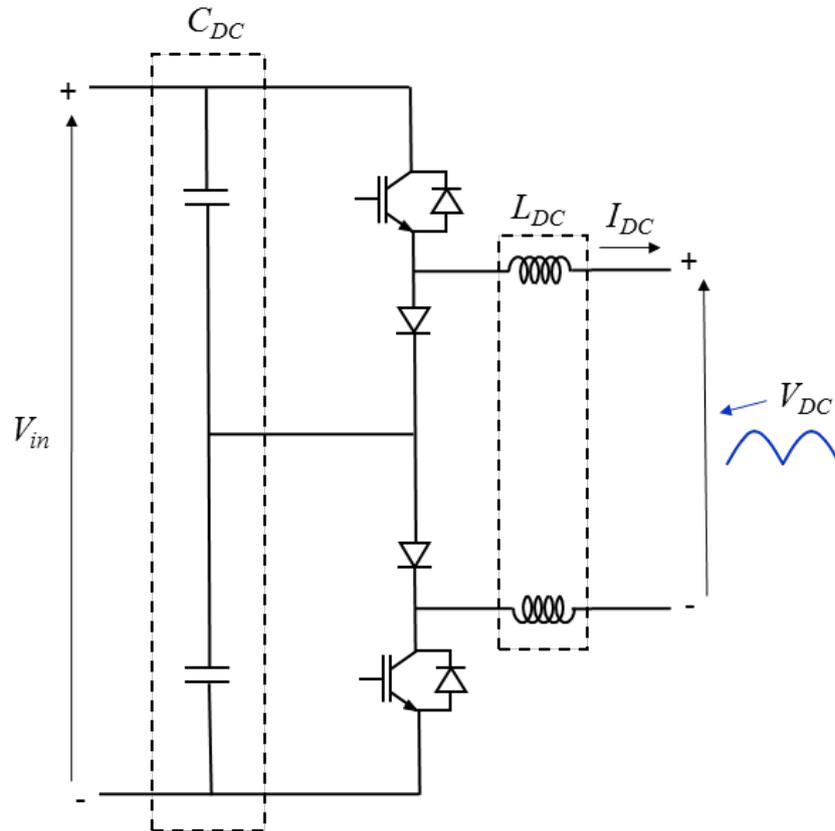
A sua volta il DC-DC Multilevel necessita di una alimentazione con un bus in DC, che dovrà essere ottenuto da un convertitore AC/DC, che quindi mi consenta di passare dalla tensione sinusoidale della rete trifase di alimentazione, alla tensione del bus in DC.

Questo stadio, generalmente può assumere più forme a seconda del grado di complessità che si vuole dare alla struttura complessiva e in base alle specifiche che si vogliono ottenere. Come visto nel Cap. 3.1, lo stadio di conversione AC-DC scelto è un ponte raddrizzatore trifase a diodi.

Per lo studio che si va a condurre sul convertitore DC-DC Multilivello, si può supporre l'alimentazione ideale e pari ad un generatore di tensione; questo semplifica, almeno inizialmente, le considerazioni ed è una approssimazione accettabile.

L'uscita, data che deve rappresentare stadio successivo, ovvero il convertitore DC-AC CSI, è simulata da un generatore sinusoidale di tensione sostanzialmente raddrizzato.

La struttura appena descritta si riporta in Fig. 3.2.1-A, con uno schema semplificato del circuito PSIM impiegato per effettuare l'analisi della struttura e le successive simulazioni.



**Figura 3.2.1-A: Schema PSIM circuito stadio DC-DC Multilivello; si noti come ingresso ed uscita sono realizzati con oggetti simulanti gli altri stadi precedenti e successivi; sono omesse le parti comando ed i sensori**

La struttura che si procede ad analizzare, viene definita multilivello poiché consente di commutare la tensione di alimentazione fornita dal DC-Link in tensione, su più livelli, tra quelli disponibili in ingresso. In uscita il valore di tensione sarà limitato dalle cadute e verrà definito dal valore di duty-cycle dei componenti.

In ingresso possono essere disposti più livelli di tensione, a seconda della complessità della struttura che si vuole realizzare. Nel nostro caso ci si limita a tre livelli di tensione, ovvero il livello di zero, il livello di massimo (che dipende dal generatore di tensione) ed un livello intermedio tra i due precedenti.

Normalmente si dimensionano i componenti in maniera tale che il livello intermedio sia pari proprio alla metà del valore del livello massimo. In particolare, i due condensatori  $C_1$  e  $C_2$  svolgono il ruolo di generare i tre livelli tra cui si andrà ad effettuare la regolazione.

I vantaggi di questo genere di strutture, sono legati al fatto che si suddivide la tensione del DC-Link su più livelli, per cui i componenti dovranno sopportare solo una porzione minore di tensione.

Di contro, si ottiene il difetto che il numero di componenti aumenta, poiché ho necessità di più interruttori statici e diodi per ottenere lo stesso effetto. Infatti se l'effetto finale è quello di avere un convertitore DC-DC step-down, la struttura più semplice realizzabile è il classico Buck, che contiene un solo interruttore statico ed un solo diodo. Come si vede in Fig. 3.2.1-A, sono presenti due interruttori statici e due diodi.

Per quanto riguarda la parte reattiva invece, ossia condensatori ed induttori, da circuito riportato in Fig. 3.2.1-A, appaiono due condensatori e due induttori, questo perché strutturalmente parlando, servono due condensatori il cui punto medio sia identificabile e fisicamente raggiungibile. Mentre invece l'induttore non è necessario che sia sdoppiato, anche se questa configurazione consente soluzioni differenti.

Si deve però ora valutare la differente possibilità di controllo che si può applicare al DC-DC Multilivello, dato che ha due interruttori statici, contro l'unico del Buck. Nel caso del Buck, la grandezza in uscita è la tensione ed essa è legata all'ingresso tramite il duty-cycle, per cui è data dalla relazione ai valori medi espressa dalla Eq. 3.2.1-A:

$$V_{out} = D V_C \quad (3.2.1-A)$$

Il comando da fornire all'interruttore statico è ottenuto come confronto tra il duty-cycle  $D$  (detto modulante) e il valore della funzione portante, normalmente una triangola.

Negli istanti in cui la modulante è maggiore della portante, l'interruttore statico sarà chiuso, per gli istanti in cui la modulante è minore della portante, l'interruttore statico sarà aperto. Per cui maggiore è il valore della modulante e maggiore sarà il tempo dello stato di ON dell'interruttore statico e di conseguenza anche la tensione in uscita.

Tale relazione tra ingresso ed uscita, viene realizzata anche dal convertitore multilivello, con la differenza che sono presenti due interruttori statici, che perciò avranno due comandi. Le tecniche di modulazione differiscono quindi nel modo in cui viene generato il comando da inviare agli interruttori statici.

La tecnica di modulazione che si sceglie nel nostro caso, è la bipolare controfase. Viene generato un unico segnale di modulazione, e viene confrontato con due portanti sfasate l'una rispetto all'altra di  $180^\circ$ . In Fig. 3.2.1-B si riporta un esempio descrittivo dell'andamento nel tempo dei comandi  $Q_1$  e  $Q_2$  in funzione di modulante e portanti.

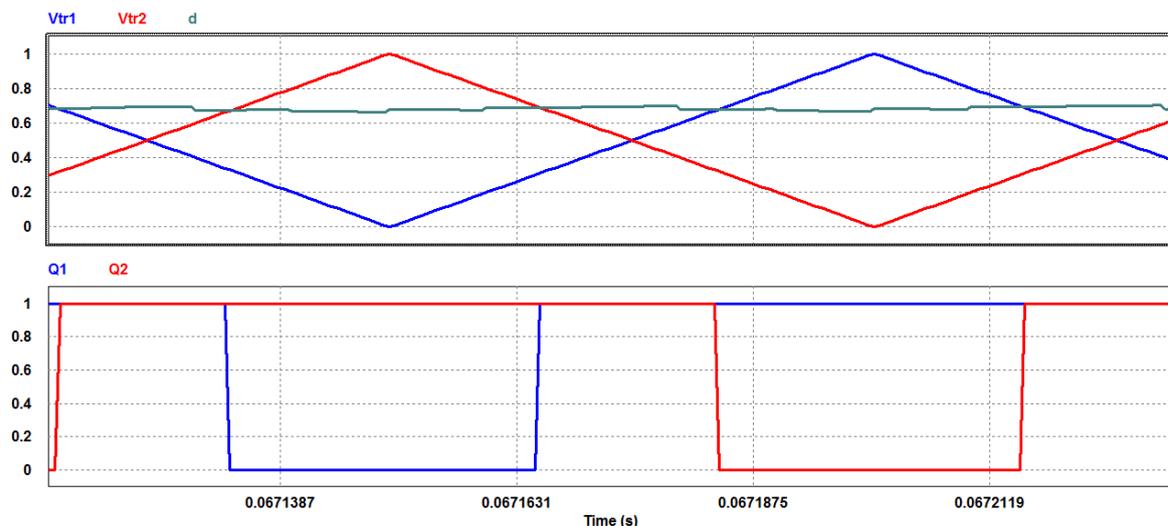


Figura 3.2.1-B: Simulazione PSIM del convertitore DC-DC Multilivello; nel grafico in alto sono riportate in grigio il duty-cycle, mentre in blu ed in rosso le due portanti sfasate di  $180^\circ$ ; nel grafico in basso sono riportati invece i rispettivi comandi da inviare agli interruttori statici  $Q_1$  e  $Q_2$

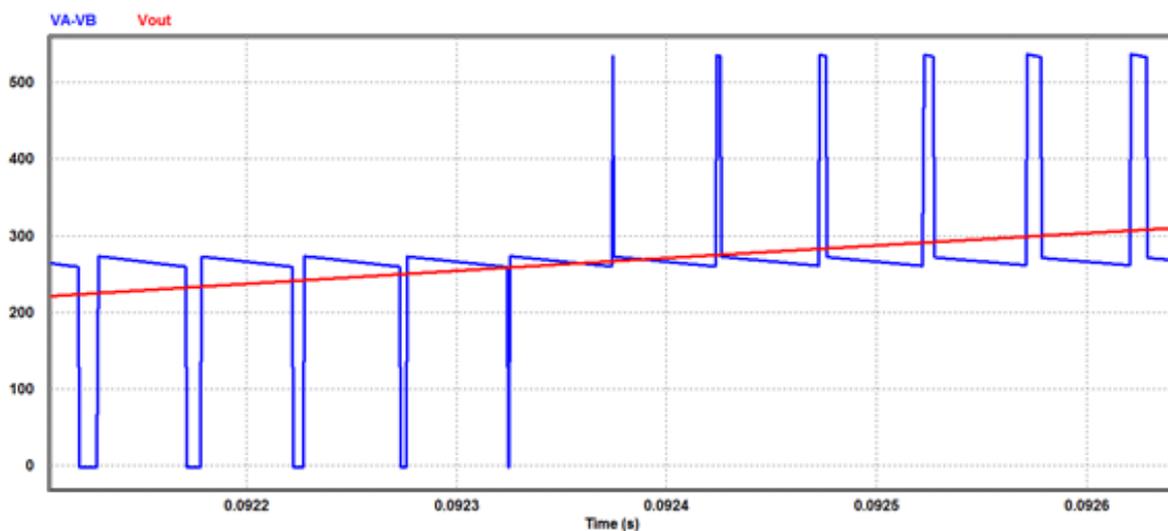
Si osservi che, essendo il valore della modulante maggiore di 0,5, allora uno dei due interruttori statici è sempre nello stato di conduzione e ci sono dei momenti di sovrapposizione dei due interruttori statici nello stato di conduzione.

Se il valore della modulante è inferiore a 0,5, allora uno dei due interruttori statici è sempre nello stato di interdizione, e ci sono dei momenti di sovrapposizione dei due interruttori statici nello stato di interdizione.

Le due situazioni corrispondono rispettivamente a due casi particolari di funzionamento del convertitore:

- Il primo caso in cui si stia modulando tra il valore massimo ed il valore intermedio della tensione disponibile in ingresso
- il secondo caso in cui si stia modulando tra il valore intermedio e quello nullo della tensione disponibile in ingresso

Si vede inoltre graficamente in Fig. 3.2.1-C, come la forma d'onda risultante in uscita sia con componente armonica a frequenza doppia rispetto alla frequenza di una qualsiasi delle due portanti. Questo fatto è importantissimo e stabilisce un punto di forza della tecnica di modulazione bipolare controfase.



*Figura 3.2.1-C: Simulazione PSIM relativa alla tensione realizzata in uscita; in rosso è riportato l'andamento di  $V_{out}$ , in blu invece l'andamento della tensione ai capi dei poli di commutazione A e B, corrispondenti; si possono notare i due differenti casi di funzionamento con tensione maggiore di  $V_C/2$ , oppure tensione minore di  $V_C/2$*

Di fatto la frequenza sul lato di uscita raddoppia, rispetto al caso del convertitore Buck (o rispetto al caso di altre tecniche di modulazione), per cui la frequenza delle armoniche in uscita sarà a sua volta a frequenza doppia e questo è un beneficio notevole.

Stabilito un certo valore di ripple di corrente che si vuole mantenere, il legame con il componente reattivo che ne limita l'andamento, cioè l'induttore, è dato da:

$$L_{DC} = \frac{V_C D (1 - D)}{\Delta I_{L-PK} F_{SW}} \quad (3.2.1-B)$$

La frequenza è quella della forma d'onda sovrapposta al segnale continuo, per cui è data nel caso del semplice Buck, dalla frequenza della portata, mentre nel caso del convertitore multilivello, doppio della frequenza della portata.

Inoltre anche il livello di tensione commutato è differente, infatti nel semplice convertitore Buck si commuta l'intera  $V_C$ , mentre nel caso del convertitore multilivello si commuta metà di  $V_C$ .

Analogamente si può applicare lo stesso principio al ripple di tensione, che viene limitato dal condensatore, secondo il legame:

$$C_{DC} = \frac{I_L D (1 - D)}{\Delta V_{C-PK} F_{SW}} \quad (3.2.1-C)$$

L'induttore ed il condensatore sono degli elementi reattivi che hanno un costo che incide notevolmente sul costo totale del convertitore, per cui si deve valutare che una diminuzione degli stessi, può comportare una riduzione notevole dei costi, oltre che dell'ingombro.

Lo svantaggio principale di una struttura con più livelli di tensione è dovuto al fatto che i componenti percorsi da corrente contemporaneamente sono di più, questo significa maggiori perdite e maggiori cadute di tensione.

Queste non risulteranno esattamente pari al doppio rispetto al caso del Buck, per via del fatto che i componenti sono di classe differenti e quindi hanno una differente soglia di tensione e resistenza di ON.

### 3.2.2 Controllo convertitore DC-DC Multilivello

Il convertitore così descritto, si vuole che funzioni come un generatore di corrente, ossia in uscita si imposta un valore di corrente pari ad una funzione obiettivo, indipendentemente dal valore di tensione del carico visto ai capi del convertitore multilivello.

Per ottenere ciò, si utilizza un controllo di corrente, con feedback di tensione e un proporzionale-integrale (detto P.I.). Un anello di controllo più esterno realizza invece il bilanciamento della tensione dei condensatori del DC-Link, poiché per avere buon funzionamento del convertitore occorre verificare che siano eguali.

Il controllo di corrente è stato realizzato quindi con uno schema PSIM, tramite blocchi analogici ed è riportato in Fig. 3.2.2-A:

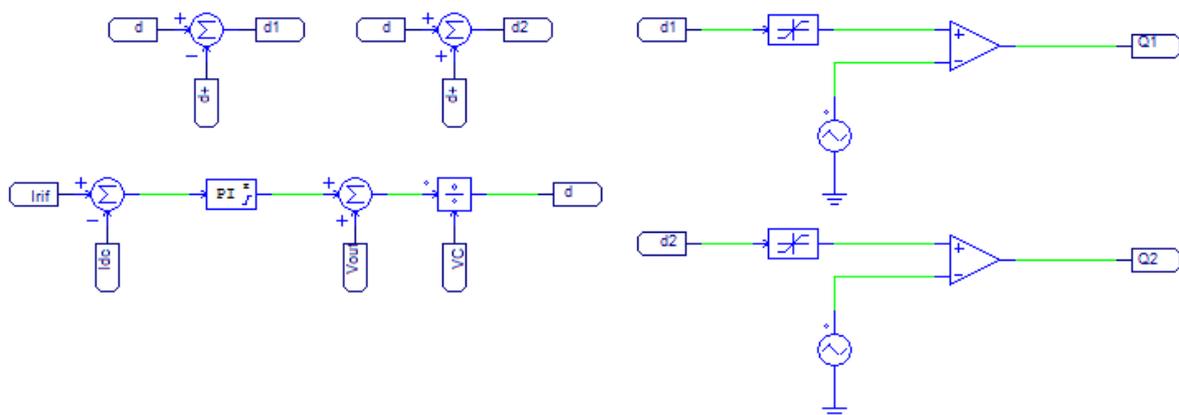
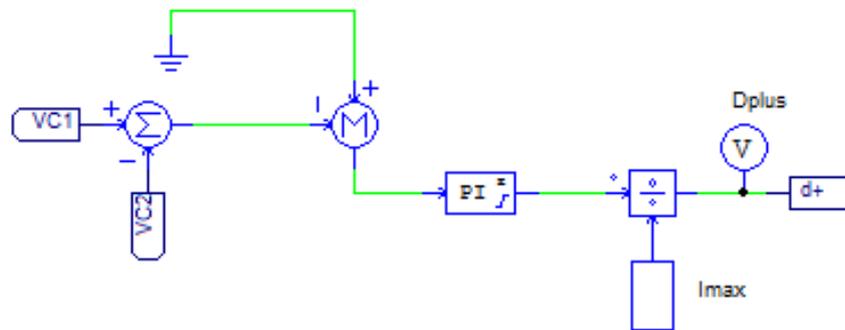


Figura 3.2.2-A: Schema PSIM controllo di corrente del convertitore DC-DC Multilivello, costruito in maniera analogica con elementi di PSIM; il segnale  $d+$  è ottenuto dall'anello più esterno di tensione

Si evidenzia come la tensione da portare in feedback sia un aiuto alla compensazione del proporzionale-integrale, necessario per ottenere l'errore a regime nullo. Le portanti sono due proprio perché, come descritto nel Cap. 3.2.1, risultano sfasate di  $180^\circ$ , in maniera da ottimizzare lo sfruttamento del convertitore.

Per quanto riguarda invece lo schema del controllo di tensione, si realizza anch'esso con blocchi analogici di PSIM e lo si può osservare in Fig. 3.2.2-B:



*Figura 3.2.2-B: Schema PSIM controllo di tensione del convertitore DC-DC Multilivello, costruito in maniera analogica con elementi di PSIM; il riferimento è costituito dal segnale di ground, ovvero zero*

In questo caso, il riferimento in ingresso è posto pari a zero, poiché si vuole mantenere tale valore di equilibrio tra la tensione dei due condensatori.

Il proporzionale integrale impiegato in uno schema di controllo, viene composto da una parte proporzionale ed una parte integrativa, detti rispettivamente  $K_p$  e  $K_i$ . La funzione di trasferimento equivalente, nel dominio di Laplace, si riporta nella Eq. 3.2.2-A

$$H_0(s) = \frac{K_i}{s} \left( 1 + \frac{K_p}{K_i} s \right) \quad (3.2.2-A)$$

I coefficienti  $K_p$  e  $K_i$  determinano la posizione dello zero della funzione di trasferimento ad anello aperto e influiscono sulla frequenza di taglio e quindi sulla banda passante del sistema. La parte integrativa assicura errore statico nullo a regime.

Il feedback si realizza tramite una misura della tensione ai capi del carico da alimentare, così da poterla seguire il più fedelmente possibile. Questo tipo di retroazione ha il vantaggio di rendere reattivo il controllo e diminuire il compito del P.I., ma ha lo svantaggio di essere affetto da tutti gli errori di misura, statici e dinamici.

Per procedere al calcolo dei valori dei coefficienti, è necessario prima fare il dimensionamento delle parti reattive, ovvero dei condensatori e delle capacità. Per questo è necessario fissare i valori dei ripple di corrente e di tensione massimi che si è disposti a tollerare sui componenti.

Per effettuare questo passaggio, si riportano le specifiche massime che si richiedono al convertitore in uscita, sapendo che deve soddisfare determinati parametri.

Si pone che il generatore di tensione sia considerabile pari 600 V, mentre la corrente massima da fornire in uscita, sia pari a 150 A. Questi due valori, rappresentano le grandezze elettriche in valori di componente continua, per ottenere il valore del ripple si fissano i valori % riferiti a tali grandezze. Per quanto riguarda il ripple di corrente si fissa al 5% della corrente massima, per quanto riguarda il ripple di tensione invece, si fissa al 5% della metà della tensione massima.

A questo punto, si ricavano i valori degli elementi reattivi da utilizzare, calcolati nelle condizioni di funzionamento peggiore. Il valore del ripple dipende dal punto di

funzionamento, che dipende a sua volta dal duty-cycle. Data la tipologia di struttura a multilivello, il punto di funzionamento peggiore si ha per duty-cycle pari a 0,25 o 0,75.

Per quanto concerne l'induttore, vale la relazione espressa della Eq. 3.2.1-B e per quanto riguarda il condensatore invece si rimanda alla Eq. 3.2.1-C, tenendo conto però dei valori che vengono realmente commutati dalla struttura. Infatti la tensione commutata è la metà di quella disponibile sul DC-Link e la frequenza è doppia.

Ora che si sono dimensionati i componenti reattivi, si possono valutare i coefficienti dei P.I. da inserire nei due anelli di controllo. Poiché gli anelli sono due, quello di corrente più interno e quello di tensione più esterno, si definisce il regolatore P.I.e (Proporzionale-Integrale Esterno), con coefficienti  $K_{i\_e}$  e  $K_{p\_e}$ , mentre per l'anello di corrente più interno si definisce il regolatore P.I. (Proporzionale-Integrale), con coefficienti  $K_i$  e  $K_p$ .

Si effettua l'analisi considerando le funzioni di trasferimento nel dominio di Laplace dei singoli blocchi riportati in Fig. 3.2.2-A, inserendo anche la presenza del convertitore.

$$H_{SW}(s) = \frac{1}{1 + s \tau_{SW}} \quad (3.2.2-B)$$

$$H_{Load}(s) = \frac{1}{s L_{DC}} \quad (3.2.2-C)$$

La Eq. 3.2.2-B è relativa alla funzione di trasferimento del convertitore, mentre la Eq. 3.2.2-C è relativa alla funzione di trasferimento del carico, ovvero dell'uscita del convertitore; questa è assimilabile ad un generatore di tensione costante e l'induttanza dell'elemento reattivo.

Infine bisogna considerare la Eq. 3.2.2-A del regolatore proporzionale-integrale, precedentemente scritta per completare la funzione di trasferimento che lega la corrente  $I_{DC}$  con la corrente di riferimento  $I_{rif}$ , riportata nella Eq. 3.2.2-D.

$$H_{OL}(s) = H_0(s) H_{SW}(s) H_{Load}(s) \quad (3.2.2-D)$$

$$H_{CL}(s) = \frac{H_{OL}(s)}{1 + H_{OL}(s)} \quad (3.2.2-E)$$

La Eq. 3.2.2-E definisce la funzione di trasferimento ad anello chiuso del sistema. A questo punto, si definisce la pulsazione di taglio  $\omega_c$ , ovvero la banda passante del sistema che si sta realizzando; rappresenta la pulsazione (quindi la frequenza) alla quale la funzione ad anello aperto taglia l'asse degli 0 dB su un diagramma di bode, e quindi la funzione di trasferimento assume il valore unitario. Perché il sistema risulti stabile, la funzione ad anello aperto deve tagliare l'asse 0 dB con un margine di fase positivo, sufficientemente ampio.

La pulsazione di taglio si fissa in base alla frequenza di commutazione, ponendosi una decade prima. Per cui, data la frequenza di commutazione degli IGBT fissata a 10 kHz, la banda passante dell'anello di corrente sarà ad 1 kHz. Per ricavare i valori di  $K_i$  e  $K_p$ , si pone quindi il seguente sistema:

$$|H_{OL}(j\omega_c)| = 1 \quad \varphi[H_{OL}(j\omega_c)] = \frac{\pi}{3}$$

E si ottengono le seguenti espressioni analitiche:

$$K_i = \sqrt{\frac{(\omega_c)^4 L_{DC}^2 (1 + (\omega_c \tau_{SW})^2)}{\left(1 + \left(\tan\left(\frac{\pi}{3} + \arctan(\tau_{SW} \omega_c)\right)\right)^2\right)}} \quad (3.2.2-F)$$

$$K_p = K_i \frac{1}{\omega_c} \tan\left(\frac{\pi}{3} + \arctan(\tau_{SW} \omega_c)\right) \quad (3.2.2-G)$$

Per il regolatore P.I.e si ripetono i calcoli, però fissando il limite dato dall'anello più interno del controllo di corrente, in maniera da non far interferire i due anelli durante il funzionamento dinamico.

Per cui si pone la frequenza di taglio dell'anello esterno ad una frequenza di un decimo di quella dell'anello di corrente. Per cui, la banda passante dell'anello più esterno di tensione sarà di 100 Hz.

Fissata la pulsazione di taglio dell'anello esterno di tensione  $\omega_{c\_e}$ , si possono ora ripetere i calcoli, sapendo che tra le funzioni di trasferimento è assente il fattore dato dall'inverter. Si pongono nuovamente a sistema le condizioni sulla funzione di trasferimento dell'anello esterno:

$$|H_{OL\_e}(j\omega_c)| = 1 \quad \varphi[H_{OL\_e}(j\omega_c)] = \frac{\pi}{3}$$

E si ottengono quindi le espressioni analitiche:

$$K_{i\_e} = \sqrt{(\omega_{c\_e})^4 C_{DC}^2 \left(1 + \left(\tan\left(\frac{\pi}{3}\right)\right)^2\right)} \quad (3.2.2-H)$$

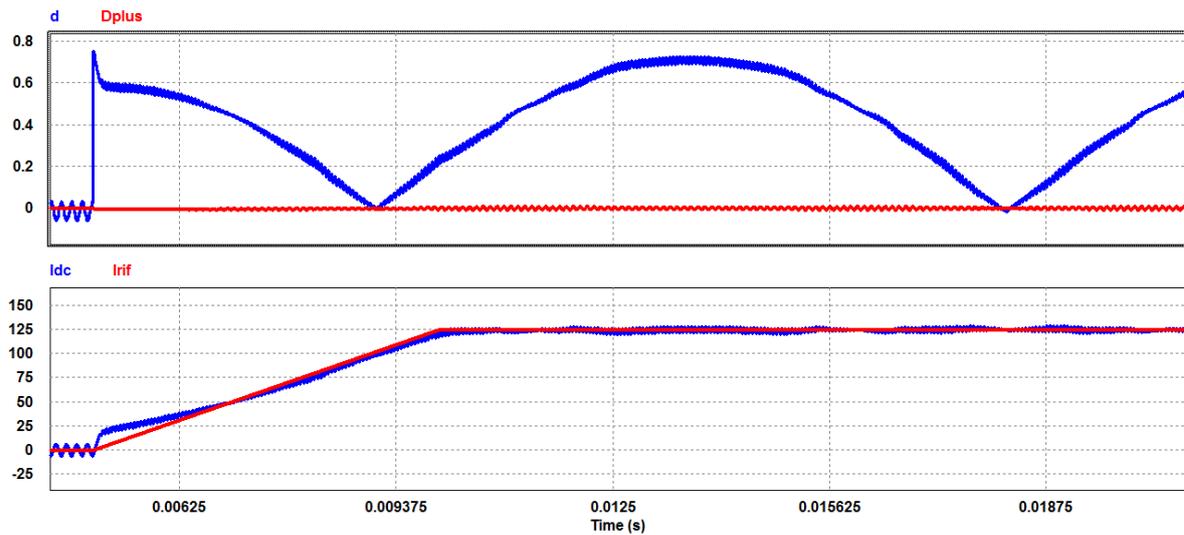
$$K_{p\_e} = K_{i\_e} \frac{1}{\omega_{c\_e}} \tan\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.2.2-I)$$

Ora che si conoscono i valori dei coefficienti dei due anelli, si possono fare una serie di simulazioni con PSIM per verificarne l'andamento nel tempo e la risposta del sistema a differenti situazioni di funzionamento.

Alcuni dei concetti espressi in questo capitolo sono stati appresi dalla fonte in Bibliografia [07], in cui si esaminano parti delle strutture di conversione base, in particolare gli stadi di conversione elementari quali Buck e Boost, necessari per l'implementazione del convertitore DC-DC.

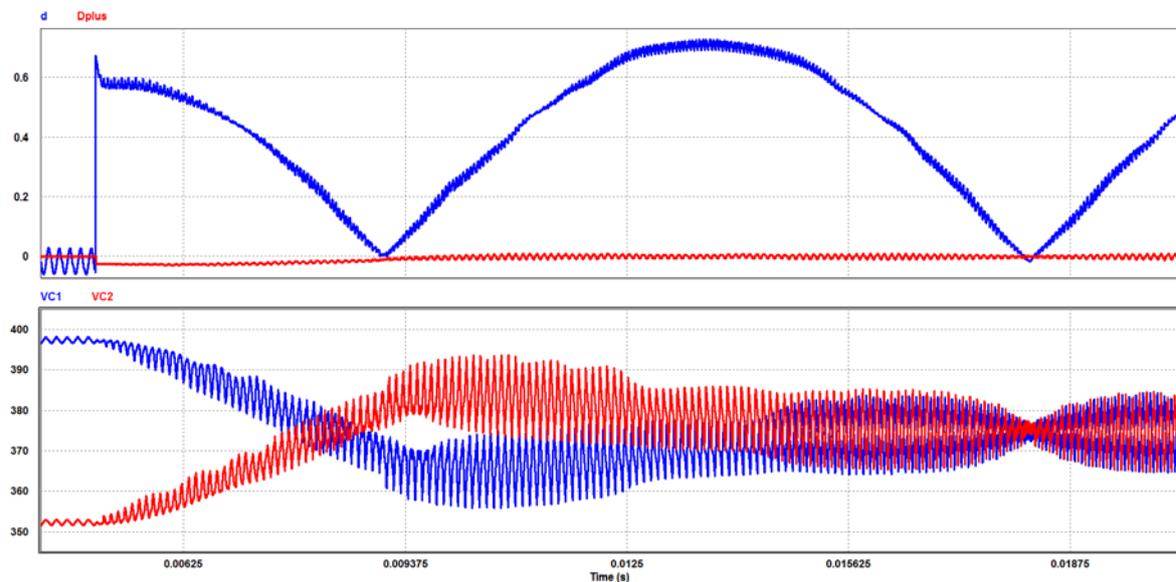
I concetti legati al fenomeno ed all'uso del backward (e del feedback) sono stati ripresi dalla fonte riportata in Bibliografia [08], in cui si analizzano i controlli adoperanti anelli con retroazioni di stime dai dati in ingresso o misure realizzate.

Per cui si riporta in Fig. 3.2.2-C, la risposta ad un riferimento di corrente  $I_{rif}$ , con il carico in uscita corrispondente ad una sinusoide raddrizzata. I condensatori  $C_1$  e  $C_2$  a pari condizioni iniziali.



**Figura 3.2.2-C:** Simulazione PSIM realizzata sul circuito DC-DC Multilivello; il grafico in alto riporta in blu il duty-cycle dell'anello interno di corrente, mentre in rosso il duty-cycle dell'anello esterno; il grafico in basso è riportata in rosso la corrente di riferimento ed in blu la corrente realizzata

Si riporta invece in Fig. 3.2.2-D la risposta del sistema nel caso in cui vi sia squilibrio iniziale tra i due condensatori; in particolare vengono riportate le tensioni ai capi dei condensatori  $C_1$  e  $C_2$  si può notare come il sistema operi rapidamente la correzione e riporti il sistema in condizioni di funzionamento normale.



**Figura 3.2.2-D:** Simulazione PSIM realizzata sul circuito DC-DC Multilivello, situazione iniziale di squilibrio tra i due condensatori; il grafico in alto riporta in blu il valore del duty-cycle dell'anello interno di corrente ed in rosso il duty-cycle dell'anello esterno di tensione; il grafico in basso le due tensioni ai capi dei condensatori  $C_1$  e  $C_2$

### 3.3 Stadio DC-AC CSI

#### 3.3.1 Principio di funzionamento

Si è fino ad ora studiato il comportamento dello stadio a monte del CSI, per cui ora si può procedere allo studio dello stadio che dovrà occuparsi effettivamente della commutazione forzata della corrente disponibile sul DC-Link di corrente. Per un primo studio dello stadio CSI, si parte dalla struttura con un generatore ideale di corrente, con vari gradini e step di variazione della corrente erogata. Lo schema che si adotterà è riportato in Fig. 3.3.1-A.

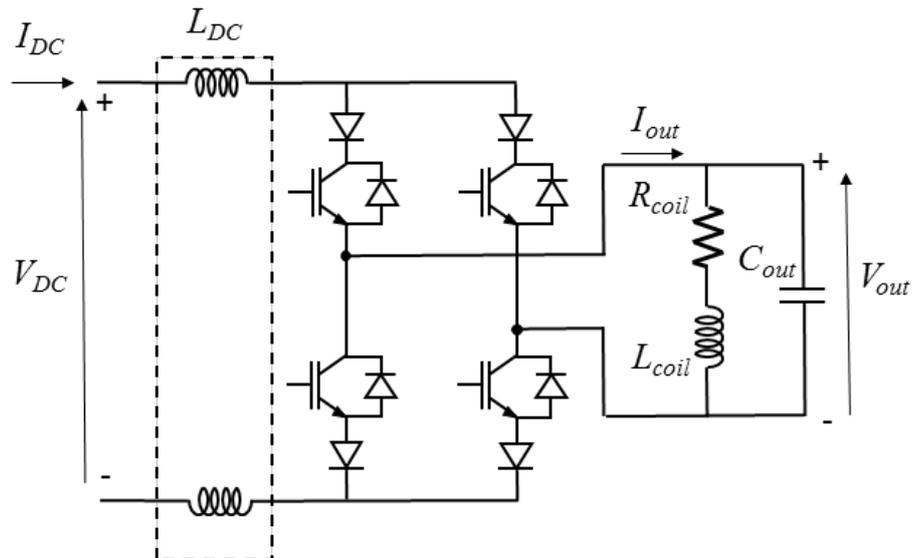


Figura 3.3.1-A: Schema PSIM circuito stadio DC-AC CSI; si noti come l'ingresso è simulato da un generatore di corrente, che sostituisce lo stadio precedente DC-DC Multilivello

La corrente è così imposta da un generatore ideale, per cui in questa prima fase non ci si interessa delle interazioni tra i due stadi di conversione, che si ipotizzano non esserci.

Fissata l'alimentazione, si deve ora modellizzare il carico; questo è costituito dalla bobina dello smagnetizzatore e da un condensatore in parallelo. Per cui sarà inserito un parametro induttivo  $L_{coil}$ , in serie ad un parametro parassitico resistivo  $R_{coil}$ .

Per ottenere il fenomeno di risonanza voluto e ricercato però non è sufficiente questa struttura, poiché non ha un comportamento da risuonatore.

Inoltre le strutture CSI necessitano per la compatibilità delle commutazioni, la dualità del comportamento reattivo tra carico e sorgente. Dato che la sorgente altri non è che un generatore ideale di corrente, assimilabile ad un comportamento reattivo di tipo induttivo, quello che occorre in uscita è un comportamento reattivo di tipo capacitivo.

Si intuisce come sia necessaria la presenza di un condensatore  $C_{out}$  ai capi della bobina dello smagnetizzatore, ovvero in parallelo.

Il valore del condensatore però non può essere scelto casualmente, infatti si vuole ricercare un effetto in particolare, cioè la risonanza tra induttanza e condensatore ad una determinata frequenza.

$$C_{out} = \frac{1}{(2\pi F_{out})^2} \frac{1}{L_{coil}} \quad (3.3.1-A)$$

Data la forma della bobina, che nella maggior parte dei casi è con un solo avvolgimento, non trifase o di diversa tipologia, si studierà solamente il caso monofase della struttura.

Gli interruttori statici riportati nello schema, devono essere in grado di poter resistere efficacemente alla tensione in entrambe le polarità, con capacità di conduzione della corrente in una sola direzione. In altre parole, devono essere unidirezionali e reversibili.

Questo tipo di interruttori statici sono realizzabili in due modi:

- tramite l'uso di SCR
- tramite una composizione in serie di un IGBT / MOSFET e un diodo in serie

Durante lo studio si valuterà solamente la scelta degli IGBT. In prima battuta si ipotizza di poter utilizzare degli interruttori statici ideali, che siano in grado quindi di operare indistintamente dal segno della tensione o della corrente da commutare.

Questa struttura, essendo un CSI, necessita di avere un percorso chiuso sempre disponibile per far fluire la corrente che il generatore ideale in ingresso impone; questa condizione, dovrà essere verificata in ogni istante specialmente durante le commutazioni.

Il comportamento è duale rispetto al caso di una struttura VSI, in cui non si deve mai porre in corto circuito il DC-Link di tensione, per la struttura CSI non si deve mai incorrere nella condizione di circuito aperto del DC-Link di corrente.

Per comprendere il principio di questa struttura, si rimanda al Cap. 2.2.1, dove viene descritto il fenomeno che si sta ricercando nel dominio di Laplace e del tempo.

Per ottenere il funzionamento ad onda quadra che si vuole avere nella pratica, se si considera che la struttura ha a disposizione in ingresso un DC-Link di corrente costante, occorre commutare le diagonali degli IGBT 1 e 4 con quella degli IGBT 2 e 3.

Per cui per un certo periodo saranno in conduzione gli IGBT 1-4, il verso della corrente rispetto al carico è entrante; quando avviene la commutazione, saranno in conduzione gli IGBT 2-3, il verso della corrente rispetto al carico sarà uscente. In questa maniera si ottiene un'onda quadra di ampiezza  $I_{DC}$ .

Importante è comprendere l'istante in cui si deve commutare, infatti come visto nel Cap. 2.2.1, è necessario avere la condizione di tensione pressoché nulla ai capi del carico, in maniera da avere la condizione di massima corrente nell'induttanza.

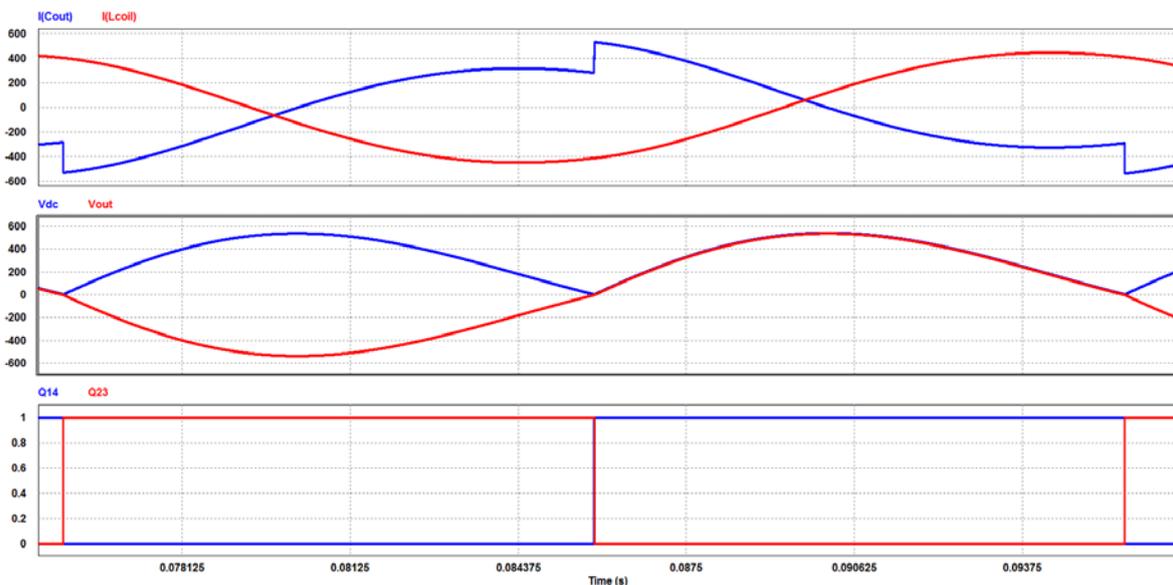
Nella realtà dei fatti, per via della presenza della resistenza tale condizione non si corrispondono, ma sono molto vicine se il fattore di merito della bobina è più basso possibile.

In Fig. 3.3.1-A si riporta l'andamento delle commutazioni delle diagonali in funzioni dell'andamento della tensione ai capi del carico; è altresì riportato l'andamento delle correnti nel condensatore e dell'induttanza.

La commutazione deve inoltre avvenire il più vicino allo zero anche per una questione di sicurezza degli interruttori statici, ma soprattutto di compatibilità con lo stadio precedente. Di fatto, la tensione ai capi del carico è differente da quella ai nodi A-B, per via degli elementi parassitici resistivi ed induttivi dei collegamenti e delle maglie di commutazione.

Si ipotizzi di essere nella situazione a corrente entrante nel carico, quindi diagonale 1-4 in conduzione, diagonale 2-3 in interdizione; arriva l'istante della commutazione.

Nel momento in cui la diagonale 2-3 passa in conduzione, la tensione ai nodi A-B, tende a zero (si trascurano le cadute dei componenti). In questi istanti, entrambe le diagonali sono nello stato di conduzioni, per garantire che non vi sia circuito aperto ai capi del DC-Link.



**Figura 3.3.1-A:** Simulazione PSIM relativa alle commutazioni delle diagonali; nel grafico in alto si riporta in rosso la corrente nella bobina  $L_{coil}$  ed in blu la corrente nel condensatore  $C_{out}$ ; nel grafico centrale, si riporta in rosso la tensione ai capi del carico, ovvero di  $C_{out}$ , mentre in blu la tensione sul DC-Link in corrente; nel grafico in basso si riportano rispettivamente in blu ed in rosso lo stato delle diagonali  $Q_{14}$  e  $Q_{23}$

La tensione ai capi del carico era positiva (poiché eravamo con la corrente entrante nel carico), per cui se fosse sufficientemente maggiore di zero, ai capi dell'induttanza parassitica vi sarebbe una tensione negativa. Poiché la corrente  $I_{out}$  la stava attraversando, istantaneamente non può variare.

Per cui la corrente  $I_{out}$  diminuisce tanto più rapidamente, tanto maggiore è la tensione ai capi del carico e questo è fattore positivo; nel momento in cui avviene il passaggio di interdizione della diagonale 1-4, si forza la variazione della corrente nell'induttore, in relazione al fattore di  $di/dt$  degli interruttori statici, per cui ci sarà un picco di tensione ai capi dell'induttanza parassita.

Al termine di questa fase di transizione però, la tensione vista ai capi A-B è di nuovo quella del carico; ma adesso la diagonale in conduzione è 2-3, per cui la tensione rimandata sul generatore è invertita rispetto all'istante precedente alla commutazione e sul generatore ideale di corrente vi sarà una tensione negativa.

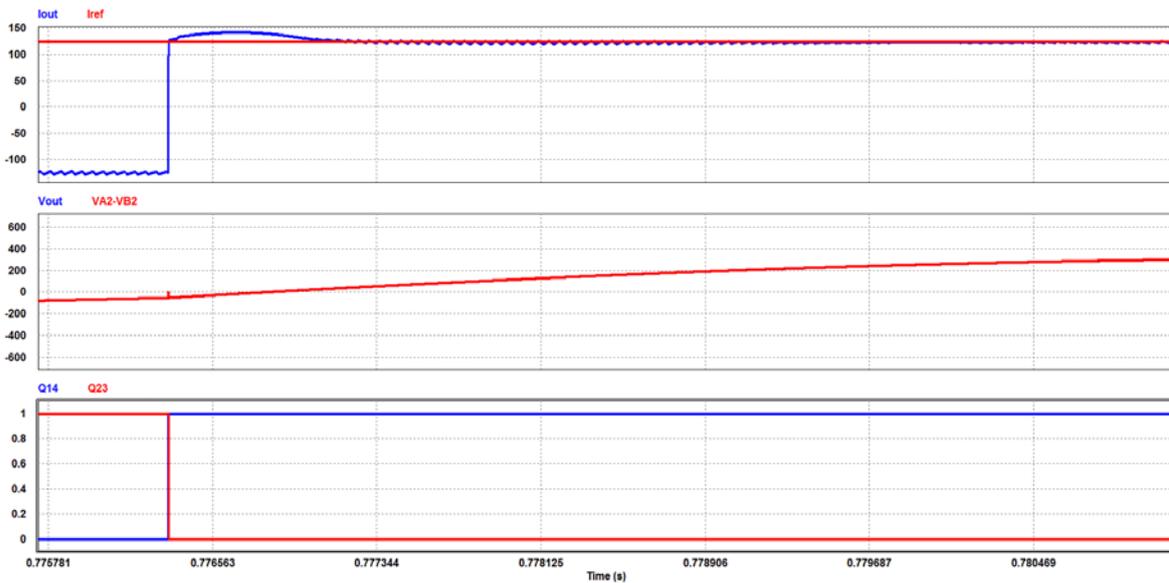
Poiché però nella realtà non si sta utilizzando un generatore ideale di corrente, ma lo stadio DC-DC Multilivello studiato nel Cap. 3.2, questo fenomeno può essere dannoso.

Infatti essendo la tensione negativa, il convertitore DC-DC Multilivello non la può controllare (si rimanda allo schema in Fig. 3.2.1-A) e entrano in conduzione solamente i due diodi di ricircolo.

Questo significa che sulle induttanze del DC-Link di corrente, vi sarà una tensione positiva, per cui la corrente aumenta.

Avviene perciò il fenomeno della perdita di controllo sulla corrente  $I_{out}$ , in un periodo subito successivo alla commutazione, che tende ad aumentare in maniera del tutto incontrollata.

Tale fenomeno si riporta in Fig. 3.3.1-B, dove si riporta la simulazione di una commutazione delle diagonali, partendo da una situazione con la diagonale 1-4 in conduzione e la diagonale 2-3 in interdizione.



**Figura 3.3.2-B: Simulazione PSIM relativa ad un ingrandimento di una commutazione; nel grafico in alto è riportata in blu la corrente  $I_{out}$  ed in rosso la  $I_{ref}$ , nel grafico intermedio sono riportate in blu la tensione  $V_{out}$ , in rosso la tensione ai capi dei nodi A-B; nel grafico in basso sono riportati rispettivamente in blu ed in rosso gli stati delle diagonali  $Q_{14}$  e  $Q_{23}$**

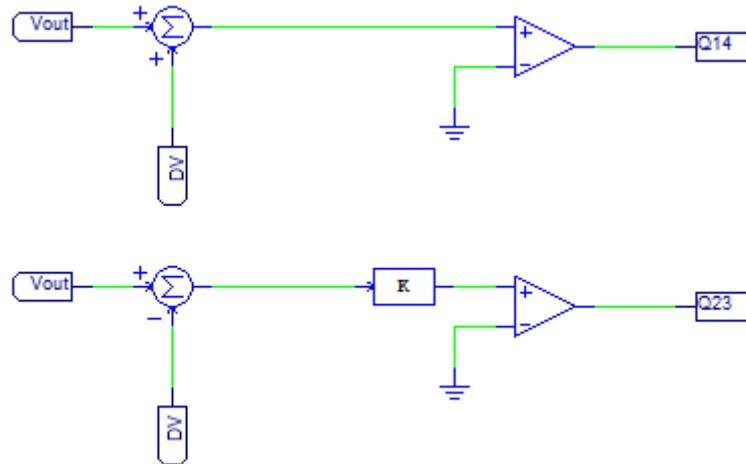
Per ridurre tale fenomeno in maniera che le sovracorrenti non siano eccessive (fenomeno che non è eliminabile se non rendendo bidirezionale in tensione lo stadio precedente) si limiterà nel controllo della struttura DC-AC CSI la tensione di soglia a cui devono avvenire le commutazioni delle diagonali.

### 3.3.2 Controllo convertitore DC-AC CSI

A questo punto, il controllo della struttura risulta relativamente semplice; infatti non vi sono condizioni particolari da verificare, se non quella sulla tensione ai capi del carico  $V_{out}$ . Tale tensione viene misurata appositamente ed inviata al controllo per la realizzazione del controllo.

La condizione che si vuole ottenere è che le commutazioni avvengano al passaggio dello zero della tensione. Per cui con un semplice comparatore si può ottenere quanto si desidera. In particolare si andrà a comparare il valore della tensione  $V_{out}$  col valore di zero.

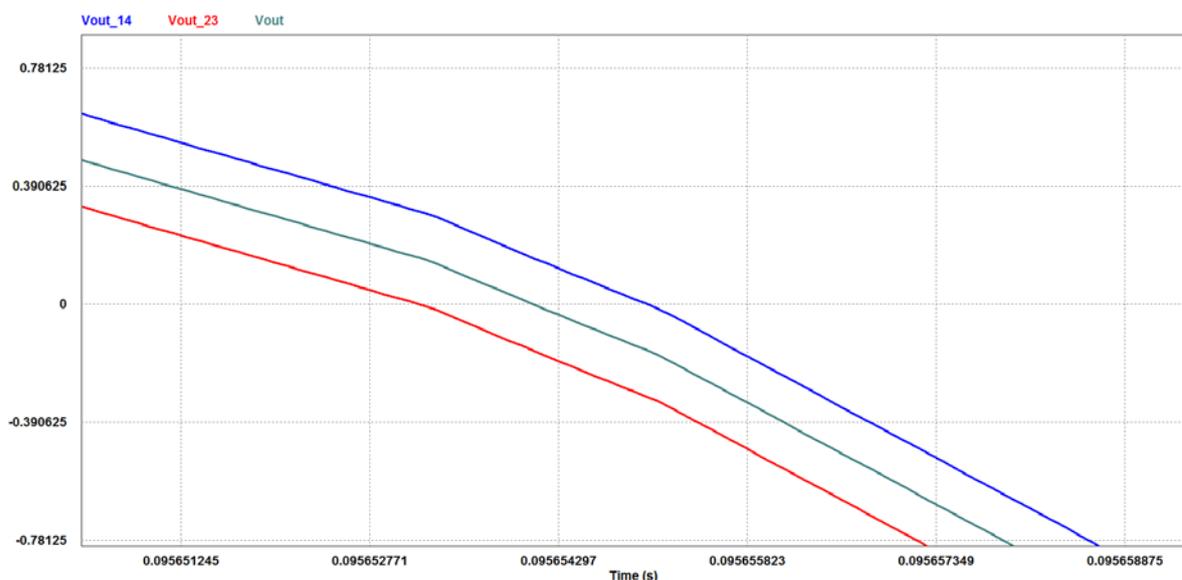
Lo schema impiegato in questa fase si riporta in Fig. 3.3.2-A, dove si può osservare come i due comandi  $Q_{14}$  e  $Q_{23}$  siano generati in maniera del tutto simile, a meno del segno della tensione, che viene invertito dal blocco K, che altri non è che una costante del valore -1.



**Figura 3.3.2-A: Schema PSIM del controllo analogico, realizzato con blocchi semplici; si noti come sono realizzati i due comandi a partire dalla tensione  $V_{out}$  e la condizione di sovrapposizione di ON tramite l'impiego di DV**

Per ottenere la sovrapposizione di ON delle due diagonali, quindi evitare la condizione di circuito aperto sul DC-Link in corrente, si utilizza il valore  $DV$  sommandolo e sottraendolo alla tensione  $V_{out}$ , in arrivo al controllo. Tale concetto è stato ripreso dalla fonte in Bibliografia [10].

In questa maniera, i due valori di tensioni che effettivamente si confrontano con lo zero risultano leggermente sfasati tra loro lungo l'asse delle ordinate. In Fig. 3.3.2-B si può osservare un esempio, con  $V_{out}$  positiva ed in diminuzione. Si può notare che la funzione  $V_{out} - DV$  taglierà prima l'asse dello zero di quando lo farebbe  $V_{out}$ , mentre la funzione  $V_{out} + DV$  risulterà tagliare l'asse dello zero in ritardo.



**Figura 3.3.2-B: Simulazione PSIM, si riportano in grigio la tensione  $V_{out}$ , mentre in blu la relativa tensione  $V_{out}+DV$ , riportata come  $V_{out\_14}$ , ed in rosso la tensione  $V_{out}-DV$ , riportata come  $V_{out\_23}$ , impiegate per la realizzazione del controllo e della sovrapposizione di ON delle diagonali**

In maniera del tutto duale si verifica la situazione opposta quando la tensione è negativa e quindi le diagonali in conduzioni sono invertite. Il valore di  $DV$  da aggiungere si ricava mediante l'impiego dell'espressione riportata nella Eq.3.3.2-A.

$$DV = V_{Max} \text{sen}(T_D 2 \pi F_{out}) \quad (3.3.2-A)$$

Il valore di  $T_D$  è di 3 micro-secondi, e corrisponde al valore del tempo di sovrapposizione di ON che si vuole ottenere; la frequenza  $F_{out}$  è quella impostata, mentre  $V_{Max}$  è la tensione massima ammessa in uscita, pari a 600 V, inteso come valore di picco.

### *3.4 Struttura complessiva DC-DC Multilivello / DC-AC CSI*

Si può passare a questo punto ad analizzare la struttura formata dalla cascata dei due stadi elementari DC-DC e DC-AC. Tale struttura verrà governata da un unico schema di comando che viene scritto in linguaggio C, così da permettere una certa flessibilità nei comandi ed anche perché nella realtà si utilizzerà un unico micro-processore per il controllo di tutto il convertitore.

Si inserirà inoltre lo stadio iniziale di alimentazione, nell'ipotesi di utilizzare un semplice raddrizzatore a diodi, con uno stadio di pre-carica per i condensatori da banco, necessari per garantire la continuità di servizio dagli eventuali buchi di tensione della rete.

Si riporta allo schema in Fig. 3.1-A visto in precedenza a cui da ora si farà riferimento; si possono notare tutti gli stadi sino a qui osservati, ovvero il DC-DC Multilivello ed il DC-AC CSI, oltre alla presenza per all' punto dello stadio di pre-carica ed il ponte trifase a diodi.

Il C-Block, riportato in Fig. 3.1-B, ed il Modulatore, riportato in Fig. 3.1-C, si utilizzano a questo punto della analisi, poiché ci permettono di compattare lo schema di controllo dei due convertitori visti nei Cap 3.2 e Cap 3.3, in un unico schema di comando scritto in linguaggio C contenuto nel C-Block ed attuato dal Modulatore.

Infatti i singoli controlli sono stati inizialmente implementati in maniera analogica, tramite l'utilizzo di blocchi e schemi PSIM; anche se efficaci per le simulazioni, si comprende come sia necessario passare ad un controllo scritto in un linguaggio C, che permette notevoli vantaggi di flessibilità se realizzato con criterio.

Il principio di funzionamento rimane il medesimo dei due singoli stadi visti precedentemente, semplicemente esse si combinano; da notare che nell'inserimento del codice C, si andrà a migliorare alcune di queste funzionalità, proprio in virtù della maggiore flessibilità e semplicità realizzativa che si ha a disposizione rispetto al caso di un controllo analogico realizzato con blocchetti di PSIM.

Pertanto, non si ripete più il principio su cui si basa l'azione del controllo che si va ad implementare, ma si rimanda il discorso ai Cap. 3.2 e 3.3; si passa direttamente alla sua implementazione e la relativa analisi.

Per comprendere come è strutturato il C-Block, si riporta in Fig. 3.4-A la videata generica dello stesso, senza alcun codice scritto all'interno. Si noti come il codice è suddiviso in più sezioni differenti. Nella parte più in alto, si possono inserire tutte le variabili, funzioni o costanti da definire ed impiegare all'interno del programma.

Quindi il codice vero e proprio è suddiviso in tre sezioni:

- la prima, è la parte relativa al codice che si ripete ad ogni iterazione di calcolo impostato dalla simulazione
- la seconda, è il segmento di codice che si esegue una sola volta, all'inizio della simulazione
- la terza, è la sezione del codice che si esegue una volta sola, alla fine della simulazione

```

1 // PLACE GLOBAL VARIABLES OR USER FUNCTIONS HERE...
2
3 ////////////////////////////////////////////////////
4 // FUNCTION: SimulationStep
5 // This function runs at every time step.
6 //double t: (read only) time
7 //double delt: (read only) time step as in Simulation control
8 //double *in: (read only) zero based array of input values. in[0] is the first node, in[1] second input...
9 //double *out: (write only) zero based array of output values. out[0] is the first node, out[1] second output...
10 //int *pnError: (write only) assign *pnError = 1; if there is an error and set the error message in szErrorMsg
11 // strcpy(szErrorMsg, "Error message here...");
12 // DO NOT CHANGE THE NAME OR PARAMETERS OF THIS FUNCTION
13 void SimulationStep(
14     double t, double delt, double *in, double *out,
15     int *pnError, char * szErrorMsg,
16     void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void * reserved_AppPtr)
17 {
18     // ENTER YOUR CODE HERE...
19 }
20
21 ////////////////////////////////////////////////////
22 // FUNCTION: SimulationBegin
23 // Initialization function. This function runs once at the beginning of simulation
24 // For parameter sweep or AC sweep simulation, this function runs at the beginning of each simulation cycle.
25 // Use this function to initialize static or global variables.
26 //const char *szId: (read only) Name of the C-block
27 //int nInputCount: (read only) Number of input nodes
28 //int nOutputCount: (read only) Number of output nodes
29 //int nParameterCount: (read only) Number of parameters is always zero for C-Blocks. Ignore nParameterCount and pszParameters
30 //int *pnError: (write only) assign *pnError = 1; if there is an error and set the error message in szErrorMsg
31 // strcpy(szErrorMsg, "Error message here...");
32 // DO NOT CHANGE THE NAME OR PARAMETERS OF THIS FUNCTION
33 void SimulationBegin(
34     const char *szId, int nInputCount, int nOutputCount,
35     int nParameterCount, const char ** pszParameters,
36     int *pnError, char * szErrorMsg,
37     void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void * reserved_AppPtr)
38 {
39     // ENTER INITIALIZATION CODE HERE...
40 }
41
42 ////////////////////////////////////////////////////
43 // FUNCTION: SimulationEnd
44 // Termination function. This function runs once at the end of simulation
45 // For parameter sweep or AC sweep simulation, this function runs at the end of each simulation cycle.
46 // Use this function to de-allocate any allocated memory or to save the result of simulation in an alternate file.
47 // Ignore all parameters for C-block
48 // DO NOT CHANGE THE NAME OR PARAMETERS OF THIS FUNCTION
49 void SimulationEnd(const char *szId, void ** reserved_UserData, int reserved_ThreadIndex, void * reserved_AppPtr)
50 {

```

**Figura 3.4-A: Codice di base dell'elemento PSIM definito come C-Block; si evidenzia come in alto via sia lo spazio dedicato alle variabili e funzioni globali, poi vi è il corpo centrale del codice che si ripete ad ogni passo di calcolo, ed infine vi è il codice di inizializzazione ed il codice di termine della simulazione**

Si passa quindi all'analisi del programma C implementato all'interno del C-Block, per poter realizzare controllo della struttura.

### 3.4.1 Controllo della struttura CSI

Lo sviluppo del controllo si effettuerà un pezzo alla volta, per rendere più chiaro il meccanismo che si va definendo. Per come è strutturato il C-Block, nella parte iniziale si possono inserire tutte le variabili e funzioni che si andranno ad utilizzare all'interno del programma stesso.

Tutte le variabili, funzioni e costanti, definite dall'utente, ovvero chi ha programmato questo codice C, sono inserite all'interno di quattro file in linguaggio C, caricati all'interno del C-Block all'inizio dell'esecuzione. I file sono rispettivamente:

- *UserSetup.h* → File contenente tutte le costanti definite
- *UserDataTypes.h* → File contenente tutte le strutture definite
- *Variables.h* → File contenete tutte le variabili definite
- *Routines.h* → File contenente tutte le funzioni definite

Il funzionamento della struttura è suddivisa in stati diversi, che corrispondono a diverse situazioni in cui si trovare la struttura. Questi sono definiti case, poiché la funzione logica di C che si utilizza è lo switch-case.

I case che si sono implementati sono quattro:

- IDLE: la struttura è in uno stato in cui non è pronta, la fase di pre-carica dei banchi dei condensatori non è ultimata
- READY: la struttura è pronta all'uso, in attesa del comando dall'operatore
- GO: la struttura riceve il comando e incomincia la fase vera e propria di funzionamento
- ERROR: la struttura rileva un'anomalia tra le variabili e quindi va in protezione per salvaguardare il proprio funzionamento

Di seguito si va ad analizzare principalmente il case di GO, di maggiore interesse poiché è quella che contiene il controllo vero e proprio del sistema complessivo, all'intero del quale ci saranno il controllo dei due stadi visti nei capitoli precedenti. Per sviluppare il controllo ci si è riferiti alla fonte in Bibliografia [10].

Si comincia ad analizzare la parte del codice relativa al controllo dello stadio DC-DC Multilivello.

```
//DC-DC Multilevel Control
//Duty-Cicle computing

CurrentController.ref=Iref;
CurrentController.actual=Idc;
CurrentController.vfw=Vdc;
PIReg(&CurrentController);

d=CurrentController.out*inv_Vin;
```

```

VoltageController.ref=0;
VoltageController.actual=(VC1-VC2);
VoltageController.vfw=0;
PIReg(&VoltageController);

dplus=VoltageController.out/Imax;

d1=d-dplus;
d2=d+dplus;

//Duty-Cycle Saturation
if(d1>1)
    d1=1;

if(d1<0)
    d1=0;

if(d2>1)
    d2=1;

if(d2<0)
    d2=0;

```

La struttura del controllo è molto semplice, si utilizza una variabile struttura di tipo **XPIReg**, generata appositamente per il controllo ed inserita nel file *UserDataTypes.h*; le variabili sono due e prendono il nome di **CurrentController** e **VoltageController**.

Com'è intuibile, si utilizzeranno rispettivamente la prima per il controllo dell'anello più interno della corrente sul DC-Link, e la seconda per il controllo dell'anello più esterno di tensione sui condensatori in ingresso.

Per realizzare il regolatore proporzionale integrale che serve per effettuare la regolazione dei due anelli, si utilizza la funzione **PIReg**, salvata invece all'interno del file *Routines.h*.

Alle variabili struttura, si passano i parametri principali quali i valori di  $K_p$  e  $K_i$ , durante una fase precedente del programma, così che quando la struttura passa dal case di READY al case GO, è già settato.

All'interno del controllo, si passano i valori di riferimento ed i valori misurati delle grandezze elettriche di interesse. Per l'anello di corrente quindi si passano le variabili  $I_{ref}$  e  $I_{dc}$  alla struttura **CurrentController**.

Quindi si fa eseguire la funzione **PIReg** con la variabile **CurrentController** e se ne estrae il valore da assegnare alla tensione da realizzare, rapportandolo con la tensione attuale del DC-Link di tensione  $inv\_V_{DC}$ . Quello che si ottiene è quindi il valore del duty-cycle **d** da realizzare.

Da solo però non è sufficiente, quindi si assegnano alla variabile **VoltageController** il riferimento di zero e la differenza **VC1-VC2**, delle tensioni misurate sui condensatori in ingresso.

Si fa eseguire nuovamente la funzione **PIReg** e quindi si estrae il valore di corrente, rapportandolo col valore di riferimento **I<sub>ref</sub>**; si ottiene quindi il **d<sub>plus</sub>**, ovvero la correzione da attuare al valore dei duty-cycle sul singolo interruttore statico per correggere eventuali sbilanciamenti di tensione.

Quindi si calcolano i valori dei duty-cycle **d<sub>1</sub>** e **d<sub>2</sub>** e si effettua la saturazione tramite una serie di verifiche logiche con le funzioni **if**.

All'interno del case di **READY**, è stata inserita una funzione **CalcPIPar**s che viene eseguita nel istante in cui il comando di **Enable** si attiva. Di seguito si riporta la funzione, contenuta anch'essa all'interno del file *Routines.h*:

```
void CalcPIPar(XPIReg *Vars_current, XPIReg *Vars_voltage)
{
    double Fc, Wc, Fc_e, Wc_e, A, A_e;

    Fc = Fs/10;
    Wc = double_pi*Fc;
    A = sqrt(1/Wc*tan(pi/3+atan(pow((Ts*Wc),2))));

    Vars_current->ki = sqrt(pow(Wc,4)*pow(Ldc,2)*(1+pow((Wc*Ts),2))/(1+pow((Wc*A),2)));
    Vars_current->kp = Vars_current->ki*A;
    Vars_current->lim = Vmax;

    Fc_e = Fc/10;
    Wc_e = double_pi*Fc_e;
    A_e = 1/Wc_e*tan(pi/3);

    Vars_voltage->ki = sqrt((pow(Wc_e,4)*pow(Cdc,2))/(1+pow((Wc_e*A),2)));
    Vars_voltage->kp = Vars_voltage->ki*A_e;
    Vars_voltage->lim = Imax;
}
```

I valori **F<sub>s</sub>**, **L<sub>DC</sub>** e **C<sub>D</sub>** sono definiti all'interno del file *UserSetups.h* e sono delle costanti del sistema, questo poiché effettivamente una volta dimensionato, il convertitore non può essere variato facilmente ogni volta, si tratta di componenti fisici (induttanze e condensatori), è più facile variare dei valori interni al codice C (e qui sta la flessibilità del codice di programmazione C).

La frequenza di commutazione **F<sub>s</sub>** potrebbe essere anche variata, ma in un funzionamento normale si tende a lasciarla costante.

Le variabili all'interno della funzione sono state definite per ausilio ai calcoli e consentono una maggiore comprensione dei passaggi svolti; i concetti sono però gli stessi che si sono affrontati nel Cap. 3.2.2.

A questo punto, analizzato il controllo del convertitore DC-DC Multilivello che ci permette di avere in DC-Link di corrente da utilizzare per convertitore DC-AC CSI, si procede con analizzare il controllo del medesimo.

```
//DC-AC CSI Control
switch(FlagComm)
{
    case 0:
    {
        if(j>3)
            FlagOL=0;

        switch(FlagOL)
        {
            case 0:
            {
                //Normal Operation
                if((Vout_Mod<Soglia) && (DV<0))
                    CommDiag(&Qdiag,&FlagComm);

                else if((PN_OLD==1) && (PN==1) && (Vout_Mod<SogliaSafety))
                    CommDiag(&Qdiag,&FlagComm);

                else if((PN_OLD==1) && (PN==1) && (Vout_Mod<SogliaSafety))
                    CommDiag(&Qdiag,&FlagComm);
            }
            break;

            case 1:
            {
                //Open Loop Operation
                if(((DV_OLD<0) && (DV>0)) && (Vout_Mod<SogliaSafety))
                {
                    CommDiag(&Qdiag,&FlagComm);
                    j++;
                }
                else if((PN_OLD==1) && (PN==1) && (Vout_Mod<SogliaSafety))
                {
                    CommDiag(&Qdiag,&FlagComm);
                }
            }
        }
    }
}
```

```

        j++;
    }
    else if(((PN_OLD==1) && (PN==1)) && (Vout_Mod<SogliaSafety))
    {
        CommDiag(&Qdiag,&FlagComm);
        j++;
    }
    else if((Vout_Mod<Soglia) && (DV<0))
    {
        CommDiag(&Qdiag,&FlagComm);
        j++;
    }
}
break;
}
break;

case 1:
{
    if(BlackTime>=(1/(6*Fout)))
    {
        FlagComm=0;
        BlackTime=0;
    }
    else if(BlackTime<(1/(6*Fout)))
        BlackTime+=0.5*Ts;
}
break;
}
}

```

Il controllo è stato strutturato in diversi casi e sotto-casi tramite l'uso della funzione switch-case. Le variabili di ausilio sono:  $V_{out\_Mod}$ , che salva il valore del modulo di  $V_{out}$ ;  $DV$ ,  $DV\_OLD$  che salvano rispettivamente il valore attuale e del passo di calcolo precedente della variazione di  $V_{out\_Mod}$ , infine le variabili  $PN$  e  $PN\_OLD$ , che salvano rispettivamente il segno attuale ed il segno al passo di calcolo precedente di  $V_{out}$ .

I sotto casi dello switch-case impiegato, sono dettati dalla variabile **FlagComm**, che discrimina tra due situazioni:

- È da poco avvenuta una commutazione diagonale, allora il valore è uno e si rientra nel relativo case in cui si svolge una funzione
- Il sistema sta aspettando la successiva commutazione di diagonale, per cui devono essere predisposte tutte le necessarie verifiche sulla tensione  $V_{out}$

Si parte con l'analizzare il secondo caso, in cui **FlagComm** sia pari a 0; in questa situazione il sistema deve verificare il valore di tensione  $V_{out}$  e nel momento più opportuno, commutare la diagonale. In particolare si verifica tramite un secondo switch-case la variabile **FlagOL**. Questa variabile ci indica quale tipo di operazione stia svolgendo il controllo.

Il funzionamento può essere ad anello aperto (**FlagOL** pari a 0), oppure normale (**FlagOL** pari a 1); il controllo è impostato inizialmente con la variabile **FlagOL** pari ad 1, in maniera da avviarsi con l'anello aperto. Dopo tre tentativi, la variabile viene fatta cambiare a 0 e si passa al funzionamento normale.

Questa necessità serve perché come visto nel Cap. 2.2.1, la risonanza assistita ha bisogno di alcuni passaggi prima di arrivare a regime e se lo smorzamento è elevato, ovvero la frequenza è bassa, può non raggiungere il punto in cui la tensione attraversa lo zero di tensione, dopo l'applicazione dei primi gradini. Per cui si forzano le commutazioni, anche se non si è raggiunta soglia normalmente prestabilita.

All'interno dei due sotto-casi, si verificano una serie di condizioni, che se verificate, applicano la funzione **CommDiag**. La funzione si riporta di seguito e svolge semplicemente lo scambio dei comandi delle diagonali.

```
void CommDiag(Qab *Q, int *Flag)
{
    int Qxy;

    Qxy=Q->d14;
    Q->d14=Q->d23;
    Q->d23=Qxy;

    *Flag=1;
}
```

Ogni volta che la funzione **CommDiag** è richiamata, la variabile **FlagComm** viene modificata al valore di 1; poco più avanti si specificherà il perché. La struttura **Qab** è invece quella che contiene i valori dei comandi da inviare alle due diagonali, tramite la variabile **Qdiag**.

In senso generale le condizioni che si pongono si basano sul concetto che la tensione  $V_{out\_Mod}$  deve essere in fase di diminuzione, ovvero con derivata negativa. Nel caso estremo non arrivasse ad attraversare lo zero, durante la fase ad anello aperto, vi è la condizione che verifica il punto di minimo tramite le derivate attuale e precedente e se la tensione è al di sotto di una certa soglia di sicurezza, commuta le diagonali ugualmente.

La soglia, imposta dalla variabile **SogliaSafety**, rappresenta il limite dovuto al fenomeno visto nel Cap. 3.3.1, di perdita del controllo della corrente  $I_{out}$ .

Il valore della **Soglia** invece è ricercato per poter ottenere le commutazioni della diagonale durante il funzionamento normale più vicine possibile allo zero di tensione.

Infine si analizza il caso in cui la variabile **FlagComm** sia pari ad 1; come si è detto poco sopra, questo accade a seguito di una commutazione delle diagonali.

In questo caso, non devono avvenire più commutazioni per un certo periodo; infatti si introduce la variabile **BlackTime**, che conta il tempo in base ai passi di calcolo e superato un certo valore di tempo che dipende da  $F_{out}$ , consente il reset del **FlagComm**.

Si è dovuta inserire questa fase di “buio” del controllo, per evitare con una sicurezza che vi siano commutazioni in sequenza per via di letture errate della tensione oppure perché, dato che da un passo di calcolo all’altro la tensione  $V_{out}$  non varia significativamente, il controllo pensa di dover nuovamente commutare.

Alla fine dello stato di **GO** del convertitore, vi sono riportati i valori dei comandi realizzati  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $Q_{diag}\cdot d_{14}$ ,  $Q_{diag}\cdot d_{23}$  alle uscite del C-Block, in maniera da inviare al Modulatore che provvederà a realizzarle. Si può a questo punto, osservare una serie di simulazioni effettuate al fine di verificare che il controllo fino a qui descritto sia operativo e realizzi quanto desiderato. Con i valori riportati in Tab. 3.4.1-A, si ottengono i grafici in Fig. 3.4.1-A, in cui si evidenziano le grandezze di maggiore interesse.

	Valore	Descrizione
Rcoil	0,399 [ $\Omega$ ]	Resistenza bobina
Lcoil	3,43 [mH]	Induttanza bobina
Cout	2,4413 [mF]	Capacità di uscita
Fout	52 [Hz]	Frequenza naturale
IrefSetPoint	125 [A]	Picco Corrente di Rif.

Tabella 3.4.1-A: Valori relativi alla simulazione PSIM della struttura CSI per visualizzare l’andamento temporale delle forme d’onda di interesse

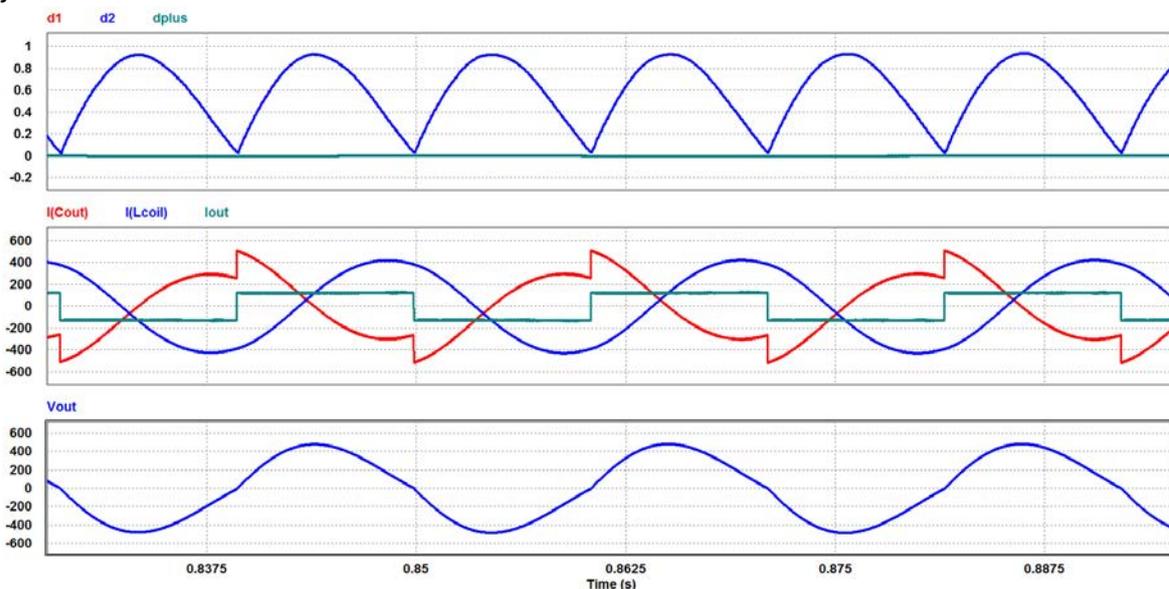
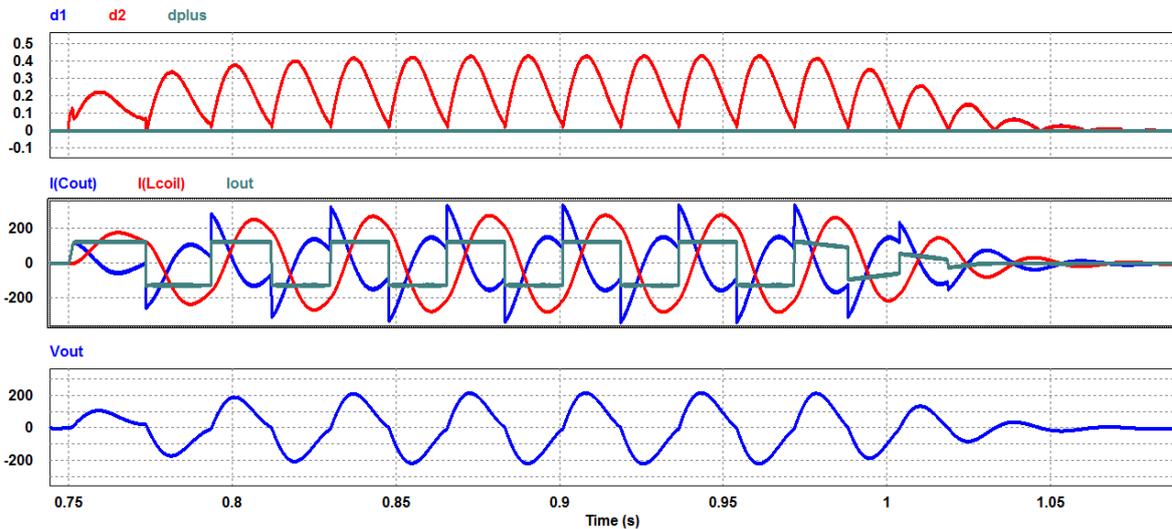


Figura 3.4.1-A: Simulazione PSIM relativa a situazione circuitale riportata in Tab. 3.4.1-A; nel grafico in alto si riportano in blu il  $d_1$ , in rosso il  $d_2$  ed in grigio il  $d_{plus}$ ; nel grafico centrale, si riporta in rosso la corrente nel condensatore  $C_{out}$ , in blu la corrente della bobina ed in grigio la corrente inviata al carico; nel grafico in basso si riportano in blu la tensione ai capi del condensatore  $C_{out}$

Si può notare come da una corrente pari a 125 [A], si riesca ad ottenere una sinusoide con valore di picco a 400 [A] nell’induttanza. Le forme d’onda risultano, in particolare la tensione, affette da una lieve distorsione, dovuta allo smorzamento. Il valore di  $d_{plus}$  risulta praticamente sempre pari a zero, poiché in funzionamento normale non vi è necessità di compensare squilibri di tensione tra i due condensatori  $C_1$  e  $C_2$ , di conseguenza i duty-cycle  $d_1$  e  $d_2$  risultano avere lo stesso andamento. Si può fare il confronto con la Fig. 3.4.1-B dove

si riportano le stesse grandezze, applicate allo stesso circuito, in cui però si varia la frequenza di risonanza a 36 [Hz] e quindi anche la capacità  $C_{out}$  di conseguenza.



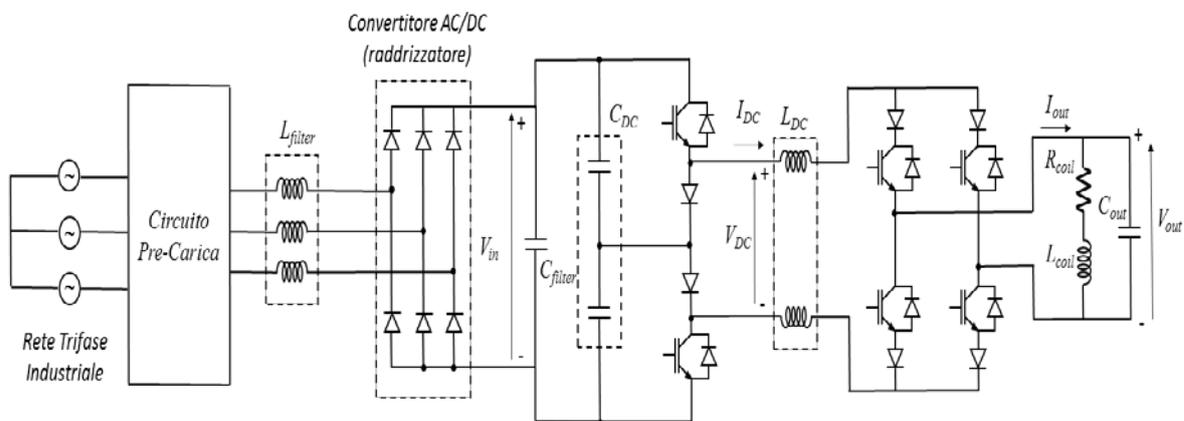
**Figura 3.4.1-B:** Simulazione PSIM relativa a situazione circuitale con  $F_{out}$  pari a 36 [Hz]; nel grafico in alto si riportano in blu il  $d_1$ , in rosso il  $d_2$  ed in grigio il  $d_{plus}$ ; nel grafico centrale, si riporta in blu la corrente nel condensatore  $C_{out}$ , in rosso la corrente della bobina ed in grigio la corrente inviata al carico; nel grafico in basso si riportano in blu la tensione ai capi del condensatore  $C_{out}$

Quello che si nota è la corrente nell'induttanza a regime risulta inferiore, circa con valore di picco pari a circa 250 [A]; inoltre la struttura ha un avviamento leggermente diverso e si nota dal fatto deve commutare la diagonale anche se non arriva al valore di zero.

In questo caso la parte di codice relativa al funzionamento ad anello aperto risulta fondamentale, altrimenti la struttura non sarebbe stata in grado di avviarsi. Si può inoltre notare una distorsione maggiore delle forme d'onda poiché, anche se lo smorzamento è rimasto identico, è diminuito il fattore di merito.

### 3.5 Dimensionamento e costi struttura CSI

Di seguito si andrà ad effettuare un dimensionamento ed una definizione dei costi in base ai valori di mercato dei componenti scelti per la struttura CSI. Si suddividerà lo studio nei tre convertitori presenti all'interno dello schema complessivo, ossia un blocco DC-DC intermedio, DC-AC finale, ed il ponte in ingresso AC-DC. In Fig. 3.5-A, è riportato lo schema che si impiegherà per la parte di potenza.



**Figura 3.5-A:** Schema semplificato circuito PSIM della sola parte di potenza; da sinistra verso destra gli stadi rappresentati sono: pre-carica banco condensatori, AC-DC ponte raddrizzatore, DC-DC Multilivello e DC-AC CSI

Il primo stadio è composto dal circuito di pre-carica, atto a consentire la carica dei condensatori di banco posti a valle del raddrizzatore trifase, evitando sovracorrenti di inserzione; raggiunta una certa soglia, la pre-carica si conclude ed il sistema commuta automaticamente al circuito a regime.

Sarà necessario quindi prevedere dei contattori in grado di commutare le correnti di fase presenti nel circuito durante la carica ed in grado di sostenere tensione di rete e correnti efficaci durante il funzionamento a regime al massimo assorbimento possibile.

Successivamente si trova il secondo stadio del convertitore, che è rappresentato dal ponte raddrizzatore che fornisce la tensione continua allo stadio successivo, a partire dalla rete trifase; questo stadio è un semplice ponte trifase raddrizzatore, passivo.

Per cui si prevede l'inserimento di un filtro reattivo in ingresso, in maniera da migliorare il fattore di qualità della corrente assorbita dalla rete, un filtro capacitivo in uscita per ottenere una buona tensione e poter garantire un certo margine contro i buchi di tensioni che si verificano dal lato rete.

Quindi vi è presente lo stadio DC-DC Multilivello, che preleva l'alimentazione dal ponte e consente di avere disponibile la corrente da fornire allo stadio successivo.

Gli elementi che compongono questo stadio sono l'elettronica di potenza, e le componenti reattive: in ingresso i condensatori per fornire i due livelli di tensione, in uscita l'induttanza per realizzare il DC-Link.

Infine vi è lo stadio DC-AC CSI, che attua la commutazione della corrente sul DC-Link, applicandola al carico; gli elementi reattivi in ingresso sono già presenti, poiché costituiti dall'induttanza dello stadio DC-DC, mentre in uscita vi deve essere un condensatore che garantisca la compatibilità delle commutazioni, ma dato che questo è funzione della bobina che si vuole alimentare (dipende dalla frequenza), non viene considerata in questo studio.

Nel caso in studio della struttura CSI, si impone una corrente media massima assorbita dallo stadio successivo (il DC/AC) pari a 150 [A]; a questo valore bisognerà sommare l'effetto del ripple, nel caso peggiore per questa struttura che si verifica a duty-cycle pari a 0.25 e 0.75.

Per cui imponendolo per specifiche ad un valore pari al 5% del massimo, si ottiene ripple picco-picco di 7.5 [A].

Approssimando triangolare il ripple della corrente, il valore efficace massimo della corrente che attraversa l'induttanza L e che viene assorbita dal carico in uscita, è esprimibile con la Eq. 3.5-A, e risulta pari a 150,06 [A].

$$I_{L_{rms}} = \sqrt{I_{L_{DC}}^2 + \frac{1}{3} \Delta I_L^2} \quad (3.5-A)$$

Il valore di questa corrente efficace, si può tranquillamente approssimare a 150 [A]. Per quanto riguarda la tensione invece, questa è funzione dello stadio di ingresso e dell'alimentazione.

Se si considera una rete trifase industriale classica, con tensione efficace di fase pari a 230 [V], il ponte garantisce una tensione massima ai suoi capi esprimibile tramite la Eq. 3.5-B, pari a 540 [V] circa.

Per sicurezza, si pone il valore di tensione di riferimento a cui dimensioniamo i componenti pari a 600 [V].

$$V_{DC} = \frac{3}{\pi} \sqrt{3} \sqrt{2} V_{f,rms-rete} \quad (3.5-B)$$

Si noti però che gli interruttori statici, per come sono disposti all'interno del circuito, sia per lo stadio DC-DC, che per lo stadio DC-AC, devono sopportare metà della tensione applicata. Questo è un vantaggio, poiché consentirà anche di avere minori perdite.

Verificati i valori massimi che i componenti devono sopportare, si procede a questo punto a selezionare i componenti necessari, in base alle specifiche sopra descritte; cercando di mantenere omogeneità tra i componenti, si è deciso di orientarsi sulla marca SEMIKRON, che offre diverse soluzioni.

Per poter ottenere gli schemi sopra riportati del convertitore DC-DC e del DC-AC, si dovrà combinare diverse soluzioni messe a disposizione del produttore.

Poiché tutti gli IGBT ed i diodi, sia del convertitore DC-DC, che del DC-AC, devono essere in grado di sopportare 150 [A] e 300 [V], la scelta ricade su due prodotti che hanno le caratteristiche richieste e ci permettono una composizione semplice ed efficace del circuito:

- SEMIKRON SKM200GBD126D: soluzione integrata di una gamba per inverter CSI, con  $I_C$  nominale 150 [A],  $V_{DS}$  massima pari a 1200 [V], caratteristiche tecniche complete in Allegati Datasheets [01], costo unitario pari a 114,94 €.
- SEMIKRON SKM150GAL12T4: soluzione integrata di una gamba chopper, con  $I_C$  nominale di 150 [A],  $V_{DS}$  massima pari a 1200 [V], caratteristiche tecniche complete in Allegati Datasheets [02], costo unitario pari a 55,06€.
- SEMIKRON SKM150GAR12T4: soluzione integrata di una gamba chopper, con  $I_C$  nominale di 150 [A],  $V_{DS}$  massima pari a 1200 [V], caratteristiche tecniche complete in Allegati Datasheets [03], costo unitario pari a 55,11€.

Per quanto riguarda il ponte trifase, sempre selezionando dalla famiglia di prodotti della SEMIKRON, si è scelto:

- SEMIKRON SKDA160/12: soluzione integrata di un ponte raddrizzatore trifase, con  $I_D$  160 [A],  $V_{DS}$  1200 [V], in Allegati Datasheets [04], costo unitario pari a 88,13 €.

Per poter attuare i comandi, si devono installare dei driver con cui comandare gli IGBT dei vari componenti; rimanendo nella famiglia dei prodotti SEMIKRON, la scelta ricade sul seguente componente:

- SEMIKRON SKHI 22A R: soluzione integrata per driver di IGBT, specifico per poter comandare due switch contemporaneamente, caratteristiche tecniche complete in Allegati Datasheets [05], costo unitario pari a 70,34 €.

Infine occorre considerare un micro controllore che esegua le operazioni di calcolo, con relativi input e output sufficienti.

Bisognerà prevedere anche i sensori relativi alla misura di corrente e di tensione, quindi un circuito stampato e la scheda PCB. Nel complessivo si stima un costo di circa 500 €.

Si può quindi passare a valutare quelli che sono gli elementi reattivi necessari alla compatibilità elettromagnetica.

Si deve a questo punto prevedere i costi dei componenti reattivi quali condensatori ed induttanze; per i primi i valori dei componenti scelti saranno presi in base a quelli delle simulazioni, ovviamente con gli elementi esistenti più prossimi a tale valore.

Si richiamano le Eq. 3.2.1-B e la Eq. 3.2.1-C, relative al dimensionamento dei componenti reattivi; i valori che si ottengono sono rispettivamente 0.5 [mH] per l'induttanza  $L_{DC}$  e 250 [uF] per quanto riguarda il singolo condensatore  $C_{DC}$ .

Per il banco condensatori principale, che sostiene l'intera tensione in uscita dal ponte raddrizzatore, si cerca di avere una capacità di almeno 5 [mF], per garantire principalmente continuità di servizio.

- KEMET C4DEFPQ6260A8TK: condensatore a film, da 400 V<sub>DC</sub>, con I<sub>RMS</sub> 77 [A] a 65 [°C] di temperatura ambiente, capacità da 260 [uF], caratteristiche tecniche complete in Allegati Datasheets [06], costo unitario pari a 82,09 €.
- KEMET ALS31A332MF350: condensatore elettrolitico, tensione nominale di 350 V<sub>DC</sub>, con I<sub>RMS</sub> 20,3 [A] a 10 [kHz] e 85 [°C], capacità da 3300 [uF], caratteristiche tecniche complete in Allegati Datasheets [07], costo unitario pari 39,28 €.

Per i singoli elementi  $C_{DC}$  basterà un solo condensatore ciascuno del primo tipo. Per ottenere il banco condensatori adeguato invece, si dovranno combinare diversi condensatori del secondo tipo.

Si posizioneranno due elementi in serie, quindi quattro di queste serie in parallelo, per un totale di otto elementi e una capacità di 6,6 [mF].

Per quanto riguarda l'induttanza, si deve inserire due coppie di induttori tra i due stadi del convertitore DC-DC e DC-AC, che sopportino almeno 150 [A] di valore efficace.

Poiché questo genere di componenti è del tutto custom, ossia realizzato con una produzione fatta su misura alle richieste, difficilmente si trovano componenti prefabbricati di tali potenze in commercio.

Dall'esperienza pregressa da altri studi ed altre collaborazione tra il Politecnico ed altre aziende, si può stimare un prezzo possibile.

- Induttore 150 [A] di valore efficace, con 250 [uH], prezzo complessivo della coppia di induttori stimabile in 250 €.

Per valutare la corrente sull'induttanze del filtro in ingresso, occorre stabilire l'assorbimento da rete della corrente, che si userà anche per dimensionare altri componenti.

Per cui si fissa il valore massimo assorbibile  $S_{MAX}$  in 45 [kVA]. Il valore di corrente che ne risulta è pari a 65 [A].

$$I_{rete-rms} = \frac{S_{MAX}}{\sqrt{3} V_{\Delta rete-rms}} \quad (3.5-C)$$

Infine si deve considerare la presenza del filtro reattivo in ingresso, dimensionato sul 5% della potenza complessiva prevista dal convertitore, realizzato tramite una semplice induttanza trifase.

- Tre induttori, da 65 [A] di valore efficace, con 100 [uH] per ciascun avvolgimento, prezzo complessivo stimabile in 200 €.

I componenti di potenza necessitano di dissipatori per poter eliminare il calore dovuto alle perdite di conduzione e di on, per cui si devono inserire degli adeguati dissipatori ed eventualmente una ventilazione forzata per facilitare lo scambio termico.

Dopo un'analisi di primo impatto, si può concludere che necessiteremo tre dissipatori, con relative ventole di raffreddamento. Nel dissipatore di dimensioni maggiori, verrà posizionato il ponte trifase ed i due moduli per il convertitore DC-DC, mentre sugli altri due dissipatori saranno montati a gruppi di quattro i moduli per il convertitore DC-AC CSI.

- SEMIKRON Heatsink KL-285 / 180 mm, caratteristiche tecniche in Allegati Datasheets [08], prezzo unitario di 38,44 €.
- SEMIKRON Heatsink KL-285/ 300 mm, caratteristiche tecniche in Allegati Datasheets [08], prezzo unitario di 61,50 €.
- SEMIKRON Fan SKF-3-230-01, caratteristiche tecniche in Allegati Datasheets [09], prezzo unitario di 16,40 €.

Per inserire il circuito di pre-carica, sarà necessario provvedere all'inserimento di contattori di potenza che commutino dal circuito più resistivo a quello nominale in maniera da avere un avviamento con corrente più basse e poi una volta caricato il circuito.

- Schneider Electric LC1D65G7 contattore di potenza, trifase, con corrente nominale da 65 [A], tensione nominale fino a 690 [V] in alternata, caratteristiche tecniche complete in Allegati Datasheets [10], costo unitario pari a 298,39 €.

Si deve inoltre inserire la resistenza di potenza, del valore di 5  $\Omega$  che limita la corrente assorbita in fase di carica a circa 40 [A] efficaci, che sia in grado di sopportare la potenza istantanea che gli passerà attraverso.

Infine si devono naturalmente implementare delle protezioni dal lato dell'alimentazione trifase in ingresso allo smagnetizzatore, in grado di intervenire per guasti e malfunzionamenti. Per cui si inseriscono fusibili ed un interruttore automatico trifase.

- Bussmann FWH-80b, fusibile con corrente nominale di 80 [A], tensione nominale in AC pari a 500 [V], potere di interruzione fino a 200 [kA], caratteristiche complete in Allegati Datasheets [11], costo unitario di 64,20 €
- Bussmann J70100-3CR, porta fusibili con corrente nominale di 100 A, tensione fino a 700 [V], confezione da tre poli, caratteristiche complete in Allegati Datasheets [12], costo unitario di 120,17 €.
- Schneider Electric GV3ME80, interruttore trifase a 3 poli, con corrente nominale di 80 [A], potere di interruzione 15 [kA] a 690 V di tensione, caratteristiche complete in Allegati Datasheets [13], prezzo unitario 599,74 €.

Ai costi sopracitati, bisognerà prevedere anche ulteriori costi non facilmente definibili, ma stimabili. A questi si collega il caso dei conduttori da posizionare all'interno dello smagnetizzatore, il costo della carcassa per l'assemblato finale, con relativi parti meccaniche e scatolati, pulsantiere e luci di segnalazione, nonché un'interfaccia utente, che può avere un costo molto variabile a seconda della complessità desiderata. Per tutte queste voci si stima un costo non inferiore ai 1000 €.

Nei conti non è stato incluso il costo di assemblaggio e di ingegnerizzazione necessario e di ulteriori componente non necessari, ma che possono aumentare la versatilità e fruibilità del componente. Parte dei concetti relativi al dimensionamento dell'elettronica di potenza sono stati presi come spunto dalla fonte in Bibliografia [09] e Bibliografia [11].

Si riporta in Appendici – Tabelle [1], la tabella riassuntiva di tutte le voci di costo, con la relativa voce, il costo del singolo componente, il numero di componenti necessari ed il costo complessivo stimato, che si riporta anche qui ed è pari a 4559,50€.

## ***4. Studio e dimensionamento struttura VSI***

### ***4.1 Analisi della struttura***

La struttura in questione è stata affrontata e studiata in considerazione dell'impossibilità di utilizzare il controllo di corrente, per via di ragioni economiche dettate dalla scelta dell'azienda richiedente tale ricerca. Di seguito si andrà quindi a riportare una descrizione ed una analisi della struttura, per esplicitarne il principio di funzionamento.

Come detto nel Cap. 2.2.2, la struttura VSI risulta più semplice della struttura CSI: di fatto lo stadio di ingresso, che preleva l'alimentazione dalla sorgente, tipicamente sempre la rete trifase industriale di bassa tensione, è lo stesso. Lo stadio intermedio in cui nel CSI era impiegato un DC-DC Multilivello, ora non è presente. Infatti una volta che si ha a disposizione il DC-Link in tensione fornito dallo stadio AC-DC, non occorre un ulteriore stadio. Si può direttamente alimentare lo stadio inverter VSI, ovvero DC-AC.

In Fig. 4.1-A si riporta lo schema della struttura nel suo complesso impiegato in PSIM; sono omessi anche in questo, come si è fatto per nel Cap. 3.3 per il convertitore CSI, le parti di comando e alcuni degli schemi di controllo. Si riporta quindi solo la parte di potenza del convertitore ed i blocchi essenziali in cui si sono inseriti gli elementi utili per il funzionamento corretto delle simulazioni. Lo schema PSIM impiegato nelle simulazioni ed a cui si fa riferimento è caricato negli Allegati Cartelle [2].

Si nota subito che anche in questo caso è presente un C-Block, che si impiegherà per poter scrivere il linguaggio C di programmazione del controllo del convertitore. È presente altresì il Modulatore, che svolge nuovamente lo stesso compito, ossia di adattare i segnali in ingresso, che gli arrivano dal C-Block e realizzati quindi con logiche di comando istantanee, in comandi attuabili da inviare agli interruttori statici dell'inverter VSI. Infine, all'ingresso è presente lo stadio di pre-carica, circuitalmente realizzato con interruttori trifase comandabili e un blocco di resistenze in serie agli stessi.

Originariamente il Modulatore che si impiega in questo schema era trifase, è stato riadatto per poter realizzare il comando di sole due gambe di inverter, equivalenti al ponte ad H. Si riporta lo schema del Modulatore in Fig. 4.1-C; si può osservare che in effetti è pensato per operare su tre gambe di inverter, con in ingresso i tre differenti valori di duty-cycle, generati dal C-Block in funzione del controllo sviluppato, mentre in uscita sono invece realizzate i comandi degli interruttori statici, che sono 6 complessivamente.

Anche in questo caso è presente il comando di ISR, generato all'interno del Modulatore e rimandato indietro al C-Block, per dettare i tempi delle iterazioni di calcolo.

I comandi da inviare agli interruttori statici sono differenziati con la dicitura **p** o **n**, in base al fatto che ci si riferisca al lato in alto, oppure a quello in basso, della stessa gamba di inverter. Di fatti un inverter si controlla per gamba, realizzando i tre segnali di duty-cycle **d<sub>1</sub>**, **d<sub>2</sub>** e **d<sub>3</sub>** e ricavando da ciascuno due comandi per gli interruttori statici. Questa differenziazione dei comandi tra gli interruttori statici della stessa gamba è dovuta al fatto che sono comandati in opposizione, per cui quando uno è nello stato di conduzione, l'altro deve essere nello stato di interdizione.

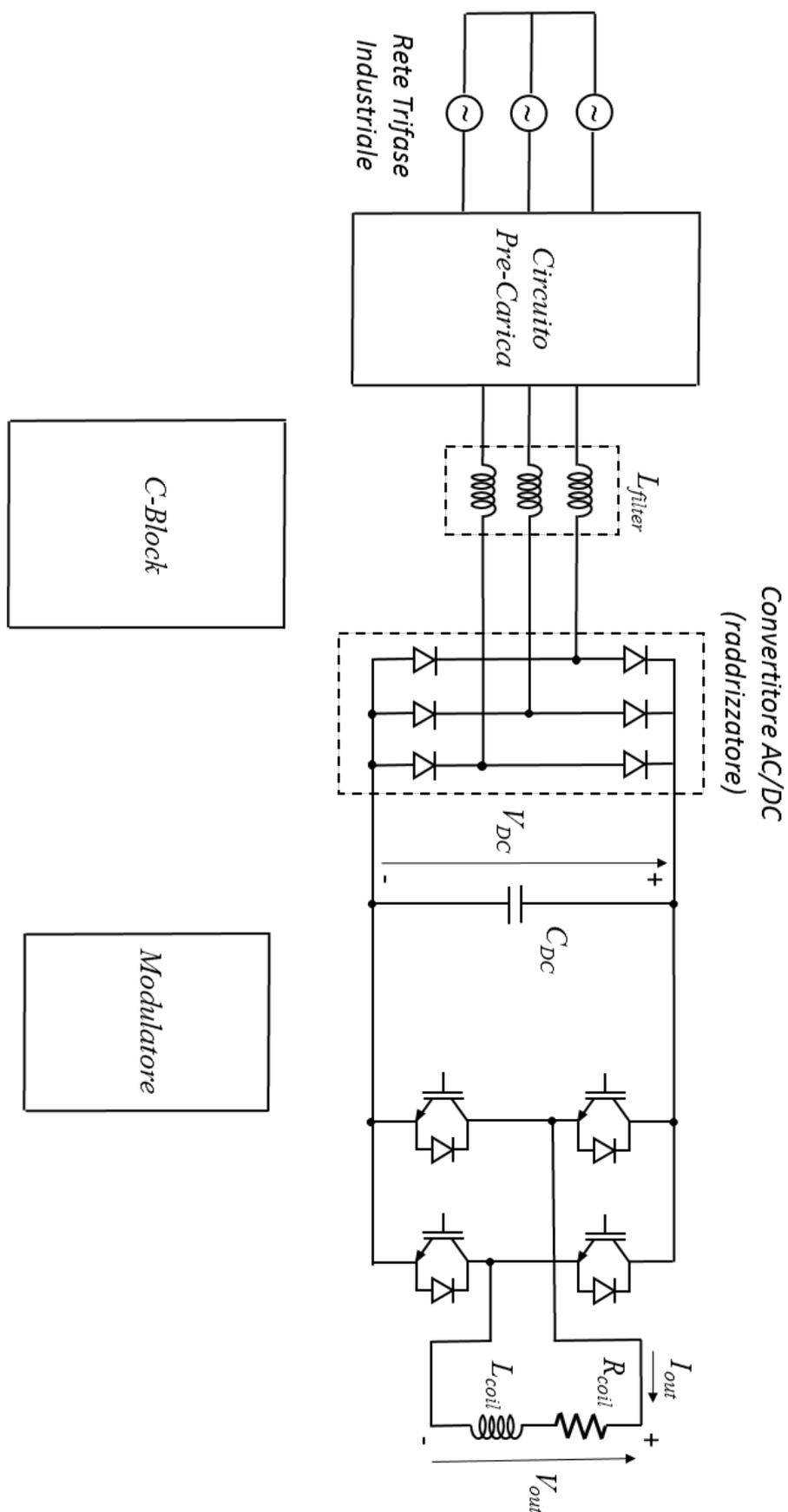


Figura 4.1-A: Schema circuito PSIM del convertitore VSI; stadio di alimentazione con ponte raddrizzatore trifase, seguito dallo stadio di conversione DC-AC, il ponte ad H; sono omesse alcune parti di controllo, di collegamenti e sensori, per semplificare il circuito dal punto di vista visivo e di comprensione

Questa logica è una necessità strutturale oltreché funzionale; infatti così facendo i due interruttori statici, nel caso in questione IGBT, si comportano come un deviatore ideale, tra i cui morsetti è disponibile la tensione da commutare.

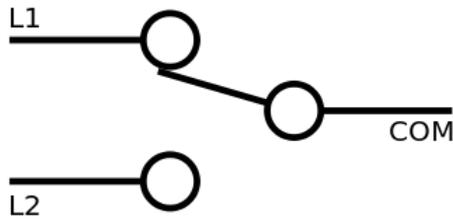


Figura 4.1-B: Esempio di deviatore standard

Qui di fianco, in Fig. 4.1-B si riporta l'esempio di un deviatore, la singola gamba di inverter si comporta idealmente nella stessa maniera, con la tensione da commutare ai capi L1 ed L2, mentre l'uscita COM sul carico.

Per cui il risultato è che in uscita, la singola gamba realizza il comando di duty-cycle. Il problema strutturale però è che risulta necessario che i due interruttori statici non siano mai in stato di conduzione simultaneamente, altrimenti vi è un corto circuito sul DC-Link in tensione. Per ottenere con ampio margine di sicurezza questa situazione, si inserisce il tempo morto (death time  $T_D$ ).

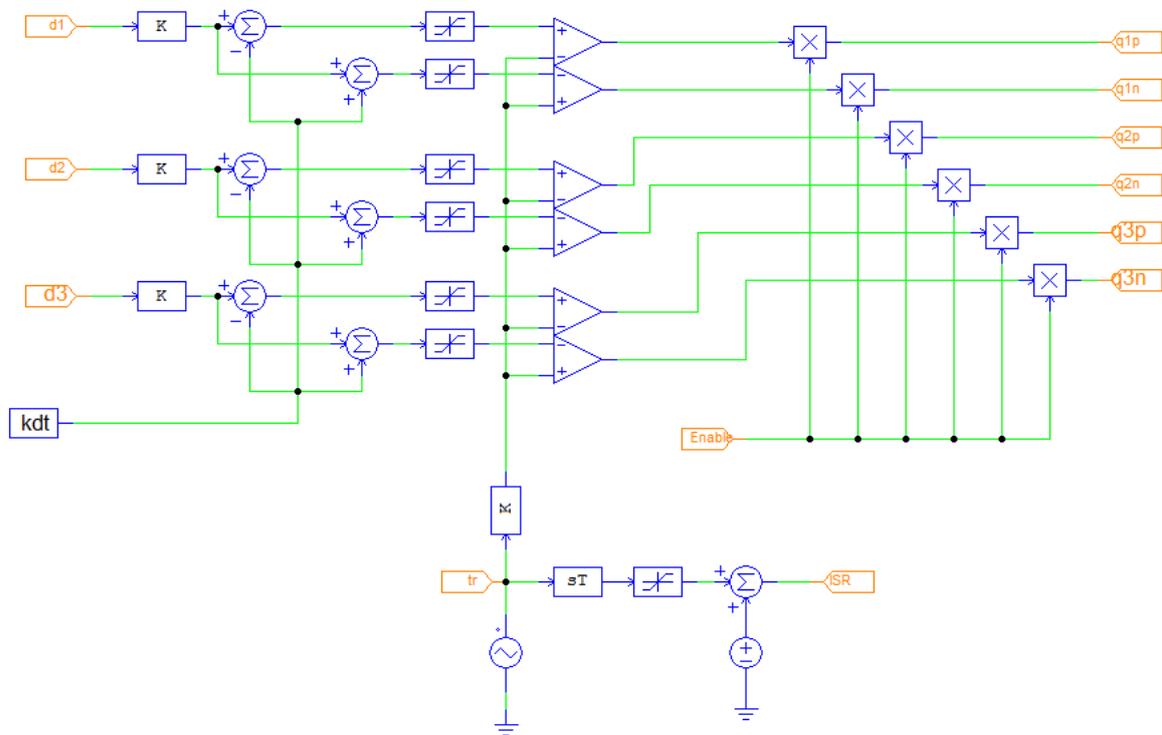


Figura 4.1-C: Schema Modulatore per struttura VSI; si fa notare come è originariamente una struttura per inverter trifase, in cui semplicemente l'ingresso  $d3$  e le uscite  $q3p$  e  $q3n$  non vengono utilizzate

La condizione di tempo morto è realizzata ritardando la chiusura del secondo IGBT, rispetto all'apertura di quello nello stato di conduzione inizialmente. Questo comporterà un errore nella tensione realizzata dalla gamba, dovuto per l'appunto ad un certo tempo, seppure ridotto (si parla di micro secondi), in cui non si controlla la tensione in uscita.

In Fig. 4.1-D si riporta un'immagine che descrive la singola commutazione di una gamba di inverter, con i relativi comandi ed in cui si può per l'appunto osservare il fenomeno del tempo morto.

Si osserva come per una gamba, i valori dei comandi inviati agli interruttori statici **IGBT\_VSI\_1** e **IGBT\_VSI\_2**, non sono mai sovrapposti e nel momento in cui il duty-cycle  $d_1$  diventa inferiore al valore della triangola  $V_{tr}$ , allora i due interruttori statici cambiano stato, ma lo fanno con un buco in mezzo, per l'appunto dato dal death time, per permettere la

sicura transizione degli stati dei singoli IGBT ed evitare il rischio di corto sul DC-Link in tensione.

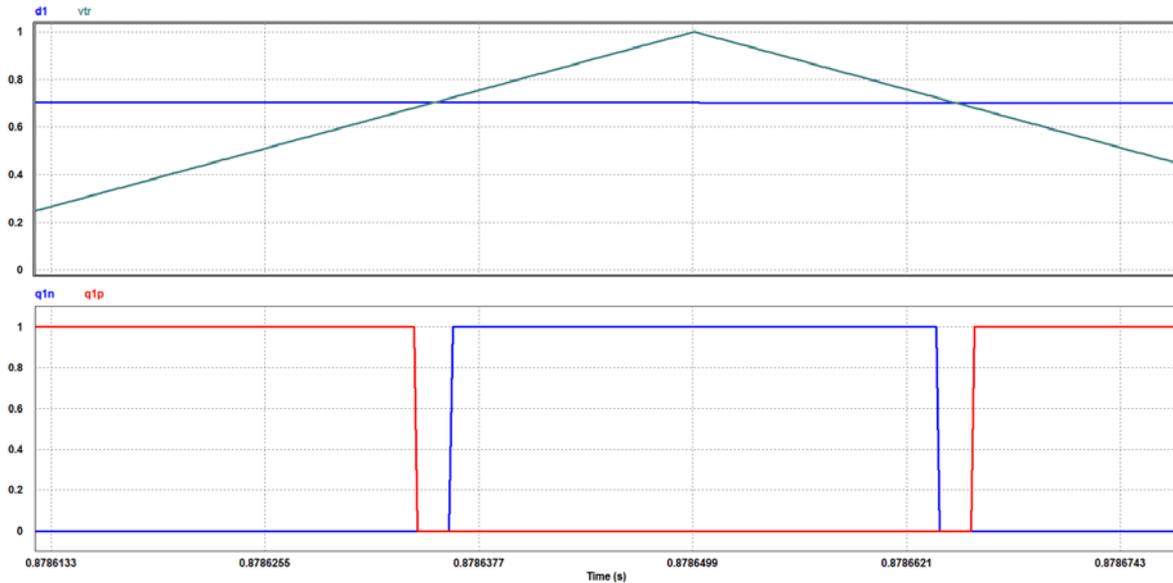


Figura 4.1-D: Si riporta una simulazione PSIM effettuata per evidenziare il tempo morto; nel grafico in alto si riportano rispettivamente in blue il duty-cycle della gamba 1 ed in verde il valore della triangola; nel grafico in basso invece si vedono i due comandi  $Q_{1P}$  e  $Q_{1N}$ , in rosso ed in blue rispettivamente

Si nota come il tempo morto è stato realizzato andando ad anticipare l'apertura e ritardare la chiusura con riferimento al duty-cycle, in maniera da rendere simmetrico l'errore sul valore di tensione rispetto alle due gambe. Fissato un valore di anticipo/ritardo, il valore della tensione non controllabile è ricavabile dalla Eq. 4.1-A.

$$V_{death-time} = 2 \frac{T_D}{T_{SW}} V_{DC} \quad (4.1-A)$$

Nel caso in esame, viene posto un tempo di 2 microsecondi, e se si ipotizza un DC-Link alla tensione costante di circa 540 V, la tensione risultante è pari a 21,6 V; valori di tensione al di sotto di questa soglia non sono realizzabili quindi. In Fig. 4.1-E si riporta invece lo schema del C-Block utilizzato, con i relativi ingressi ed uscite utili al controllo; tra gli ingressi, sono presenti gli stati di **ISR**, **ENABLE**, **START**. Sono inoltre ingressi del C-Block le grandezze elettriche del circuito misurate come la corrente della bobina e la tensione ai capi del bus di tensione del DC-Link. Infine vi sono i riferimenti dei comandi: di frequenza impostata **FoRef**, misurato in [Hz] e di flusso impostato **FluxRef**, misurato in [V\*s].

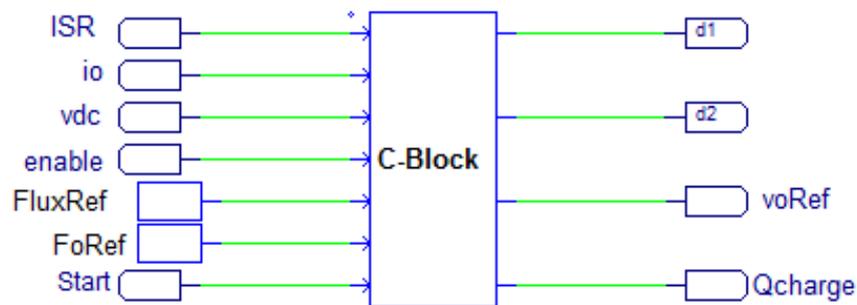


Figura 4.1-E: Schema PSIM C-Block impiegato per il controllo del convertitore VSI, con controllo di flusso; si evidenziano tutti gli ingressi e le uscite che sono presenti di interesse fondamentale per il funzionamento del convertitore

Le uscite realizzate sono invece come detto precedentemente, i valori dei duty-cycle  $d_1$ ,  $d_2$ , (mentre il  $d_3$  è posto a zero), inviati poi al Modulatore per ottenere quanto desiderato;

inoltre vi è il comando  $Q_{charge}$  che realizza la condizione di commutazione dello stadio di pre-carica, come nel caso del convertitore CSI. All'occorrenza, si possono estrarre un numero maggiore di valori dal C-Block, per conoscere altre grandezze elettriche di interesse, oppure stati logici utilizzati dal codice C del programma; questo si utilizza per poter operare delle verifiche sul corretto funzionamento del convertitore.

In uscita dal convertitore DC-AC VSI, è direttamente alimentata la bobina dello smagnetizzatore, stavolta senza alcun condensatore di risonanza. Infatti il principio di funzionamento è completamente diverso dal caso precedente del CSI. Questo significa un ulteriore elemento in meno, che riduce quindi la complessità della struttura.

## 4.2 Principio di funzionamento

La struttura si basa su quanto visto nel Cap. 2.2.2, ovvero un semplice controllo a di un inverter a tensione impressa su una bobina. L'unica vera differenza dall'usualità, sta nel tipo di controllo che si è implementato, ovvero un controllo di flusso anziché di corrente. Non si sfrutta quindi alcuna risonanza particolare.

Si passa ora ad analizzare il funzionamento del controllo di flusso e dello schema dell'osservatore da realizzare. Si riporta in Fig. 4.2-A lo schema utilizzato per il controllo di flusso, realizzato in parte in maniera analogica.

Lo schema si suddivide sostanzialmente in due parti, che realizzano due differenti funzioni, di stima ed osservazione del flusso da realizzare.

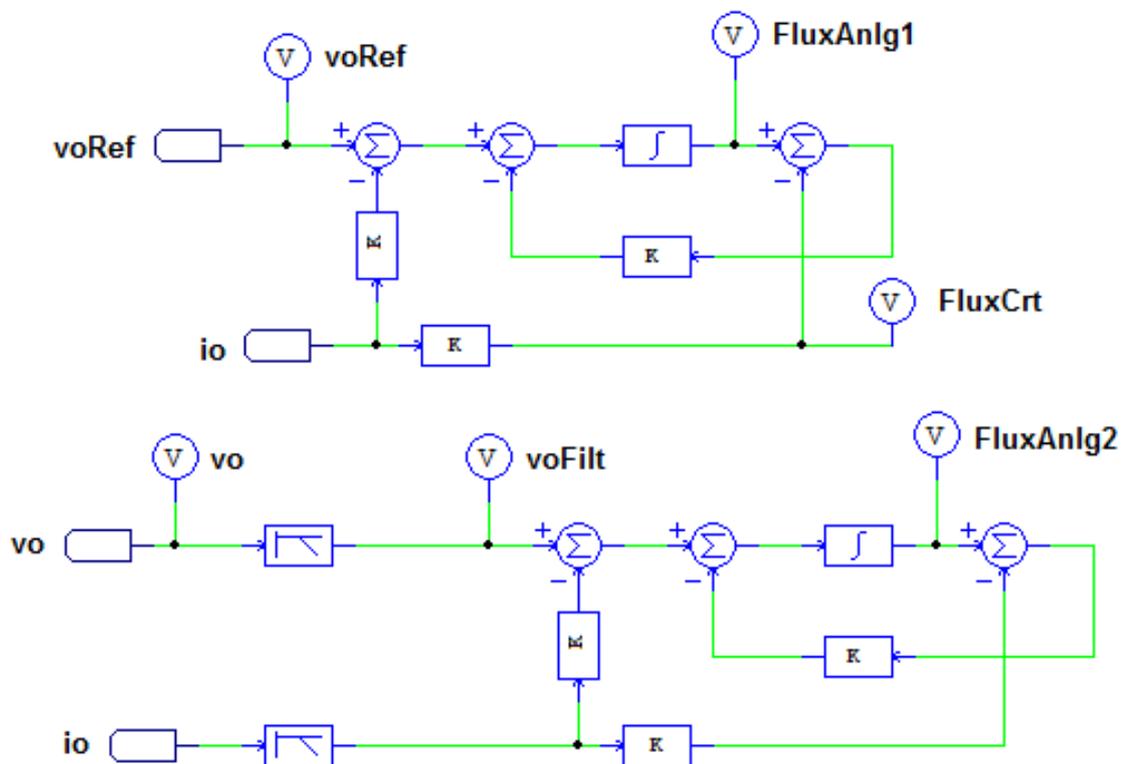


Figura 4.2-A: Schema PSIM della parte analogica del controllo di Flusso; sono presenti due diversi tipi di osservatori, con due differenti schemi di realizzazione; quello in alto si basa sul riferimento di tensione, il secondo sulla misura

Si impiegano i valori di resistenza e di induttanza della bobina, che vanno quindi stimati o in qualche maniera conosciuti e forniti al controllo perché possa funzionare.

Nello schema in alto si costruisce una stima del flusso di bobina **FluxAnlg1**, partendo dalla tensione di riferimento, invece nello schema in basso si va a realizzare la stima del flusso **FluxAnlg2** a partire dalla tensione realizzata, filtrata poiché è affetta dalla commutazione.

In entrambi i casi, dalla tensione viene sottratto il valore della caduta resistiva. Infine si calcola, dal valore di corrente, la stima il flusso della bobina **FluxCrt**, tramite il valore di induttanza (si ipotizza quindi assenza di saturazione magnetica, altrimenti si dovrebbe conoscere la mappa dei valori dell'induttanza in funzione del punto di lavoro dato dalla corrente).

Di seguito sono riportate le relazioni impiegate:

$$\Phi_{Anlg1} = \int (V_{OUT-Ref} - R_{coil} I_{OUT}) dt \quad (4.2-A)$$

$$\Phi_{Anlg2} = \int (V_{OUT-Filt} - R_{coil} I_{OUT-Filt}) dt \quad (4.2-B)$$

$$\Phi_{Crt} = L_{coil} I_{OUT-Filt} \quad (4.2-C)$$

Scritti così, questi sono dei semplici stimatori del flusso, poiché viene realizzata una stima a partire da valori misurati e parametri stimati, oppure da un riferimento (nel primo caso). Il valore di **g** è importantissimo e funziona da "bilancia" tra due stimatori, dando un peso maggiore ad una stima, piuttosto che all'altra.

La stima del flusso a partire dalla sola corrente misurata e della induttanza stimata, è affetto da saturazione magnetica nella realtà, oltretutto legata all'errore sul valore dell'induttanza.

Invece la stima a partire dalla tensione è affetta da errori legati ai tempi morti, cadute di tensione e simili che si verificano nel convertitore, che sono in parte compensabili.

In altre parole, la prima stima funziona bene alle correnti più basse, laddove il valore di induttanza non è affetto da saturazione, mentre la seconda stima è più accurata alle alte tensioni, solitamente per correnti o frequenze maggiori (poiché l'errore di tensione diventa piccolo rispetto al valore realizzato).

Per cui si interviene con il calcolo dell'errore tra i valori delle stime del flusso ed è quindi con la chiusura della retroazione tramite la costante **g** che si ottiene il vero e proprio osservatore di flusso, poiché questo consente di sfruttare due diverse stime, funzionanti in maniera prevalente a due differenti situazioni.

Il valore di **g** darà un peso maggiore ad una stima piuttosto che all'altra, costituisce di fatto un filtro passa basso per la stima realizzata da corrente ed un filtro passa alto per stima realizzata da tensione.

Di seguito si riporta quindi l'espressione del flusso osservato:

$$\Phi_{Obs} = \int (V_{OUT-Ref} - R_{coil} I_{OUT} - g \Phi_{error}) dt \quad (4.2-D)$$

$$\Phi_{error} = \Phi_{Anlg} - \Phi_{Crt} \quad (4.2-E)$$

### 4.3 Controllo della struttura VSI

Quanto detto nel Cap. 4.2, è stato implementato in codice C ed inserito nel C-Block, tramite apposite funzioni che calcolano il flusso osservato, dati gli ingressi di corrente ed i riferimenti voluti.

Nella implementazione dell'osservatore, è stato deciso di utilizzare la stima del flusso da tensione di riferimento per realizzare la grandezza **FluxAnlg**, per evitare di dover inserire un sensore in più per la misura della tensione di uscita.

Quindi, sempre all'interno dello stesso codice C, si esegue anche la parte di controllo che costituisce il cuore del funzionamento del convertitore. Il codice, come nel caso del precedente convertitore CSI, si è suddiviso in più parti per via della struttura stessa del programma C-Block. Senza ripetere ulteriormente il funzionamento di tale blocco e la sua suddivisione (si rimanda al Cap. 3.3.1), si passa ad analizzare le parti salienti del codice.

Si riporta di seguito il nocciolo del codice, ovvero il caso di **State** in **GO** che opera per all'appunto l'osservazione del flusso e ne ricava i duty-cycle **d<sub>1</sub>** e **d<sub>2</sub>** tramite un controllo del flusso di riferimento. Anche in questo caso ci si è riferiti alla fonte in Bibliografia [10].

Tutte le variabili, funzioni e costanti, definite dall'utente, ovvero chi ha programmato questo codice C, sono inserite all'interno di quattro file in linguaggio C, caricati all'interno del C-Block all'inizio dell'esecuzione. I file sono rispettivamente:

- *UserSetup.h* → File contenente tutte le costanti definite
- *UserDataTypes.h* → File contenente tutte le strutture definite
- *Variables.h* → File contenete tutte le variabili definite
- *Routines.h* → File contenente tutte le funzioni definite

```

case GO:
{
    iabc.a=io;
    iabc.b=-io;
    iabc.c=0;

    SlewRateLimiter(&FluxRefSetPoint,&delta_FluxRef,&FluxRefAmpl);
    SlewRateLimiter(&fRefSetpoint,&delta_fRef,&fRef);

    //Rotation Angle and speed
    OmegaRef=double_pi*fRef;
    ThetaRef+= OmegaRef*Ts;

    if (ThetaRef>pi)
        ThetaRef-=double_pi;
    if (ThetaRef<(-pi))

```

```

        ThetaRef+=double_pi;

        SinCosRot.sin=sin(ThetaRef);
        SinCosRot.cos=cos(ThetaRef);

        FluxRef=FluxRefAmpl*SinCosRot.sin;
        v_fwd=(double_pi*fRef*SinCosRot.cos+Rcoil/Lcoil*SinCosRot.sin)*FluxRefAmpl;

        //Flux observer
        FluxObs.vin=voRef;
        FluxObs.iin=io;
        FluxObserver(&FluxObs);

        FluxController.lim=vdc;
        FluxController.ref=FluxRef;
        FluxController.vfw=v_fwd;
        FluxController.actual=FluxObs.Lambda;
        PIReg(&FluxController);

        voRef=FluxController.out;

        PWMComputeSinglePhase(&voRef,&duty,&vdc);
        DTComp(&iabc,&duty,amp_dt);
    }
    break;

```

Il valore della corrente misurata **io**, viene assegnato ad un vettore originariamente trifase, ponendo a zero la fase C e le due fasi A e B pari ed opposte in valore a **io**.

Le funzioni di **SlewRateLimiter** sono date per limitare i comandi quando vengono operate delle variazioni sui valori del flusso di riferimento **FluxRefAmpl** e della frequenza di riferimento **fRef**, utilizzando una rampa con un coefficiente angolare definito dalle costanti **FLUXREF\_SLOPE** e **FREF\_SLOPE** rispettivamente. Si rimanda al Cap. 3.3.1 per vederne lo schema già impiegato nel caso del convertitore CSI.

Si ricava dalla frequenza di riferimento **fRef**, la velocità di riferimento **OmegaRef** e quindi l'angolo di riferimento **ThetaRef**. Con queste informazioni è possibile quindi ricavare il valore istantaneo del flusso di riferimento **FluxRef**.

La variabile **FluxObs** è una variabile struttura creata appositamente per contenere i valori da utilizzare poi nella funzione **FluxObserver**, che realizza quanto si è descritto precedentemente e restituisce il valore del flusso così ottenuto; si riporta di seguito la parte di codice relativa all'oservatore:

```

void FluxObserver(XFluxObs *FluxObsVars)
{
    FluxObsVars->e=FluxObsVars->vin-FluxObsVars->R*FluxObsVars->iin;
    FluxObsVars->Lambda+=(FluxObsVars->e-FluxObsVars->g*FluxObsVars->error)*Ts;
    FluxObsVars->Lambda_fback=FluxObsVars->L*FluxObsVars->iin;
    FluxObsVars->error=FluxObsVars->Lambda-FluxObsVars->Lambda_fback;
}

```

Il flusso così osservato, corrispondente al campo **Lambda** della struttura, viene confrontato tramite un proporzionale integrale (ovvero un P.I.) e si ottiene quindi il comando in tensione da applicare al circuito, ovvero **voRef**. Alla funzione PIReg, che realizza per l'appunto il regolatore proporzionale integrale, è passata la struttura **FluxController**, di tipo **XPIReg** che è una struttura appositamente creata per contenere tutte le variabili da impiegare al suo interno. Il valore di **v\_fwd** viene ricavato in funzione della seguente espressione analitica della tensione:

$$v(t) = \frac{d\varphi_{coil}}{dt} + R_{coil} i_{OUT} \quad (4.3-A)$$

Nella Eq. 4.3-A non si tiene conto della variazione di velocità angolare e dell'ampiezza del riferimento nel calcolo della derivata del flusso. La corrente nell'espressione, viene a sua volta ricavata tramite il flusso di riferimento, con la relazione data dall'induttanza. Di seguito si riporta il codice del proporzionale-integrale P.I. impiegato:

```

void PIReg(XPIReg *RegVars)
{
    RegVars->error=RegVars->ref-RegVars->actual;
    RegVars->prop = RegVars->error*RegVars->kp+RegVars->vfw;

    RegVars->prop = RegVars->error*RegVars->kp+RegVars->vfw;

    if (RegVars->prop>RegVars->lim)
        RegVars->prop=RegVars->lim;
    if (RegVars->prop<(-RegVars->lim))
        RegVars->prop=-RegVars->lim;

    RegVars->int_lim=RegVars->lim-fabs(RegVars->prop);
    RegVars->integral+=Ts*RegVars->ki*RegVars->error;

    if (RegVars->ref>=0.0)
    {
        if (RegVars->integral<0.0)
            RegVars->integral=0.0;
    }
}

```

```

    }

    if (RegVars->integral>RegVars->int_lim)
        RegVars->integral=RegVars->int_lim;
    if (RegVars->integral<(-RegVars->int_lim))
        RegVars->integral=-RegVars->int_lim;

    RegVars->out=RegVars->prop+RegVars->integral;
}

```

Infine i comandi sono realizzati tramite la funzione **PWMComputeSinglePhase**, che realizza i valori del  $d_1$  e  $d_2$ . La successiva funzione **DTCComp**, realizza la compensazione da attuare contro l'effetto dei tempi morti e delle cadute di tensione interne all'inverter (soglie e resistenze di ON), direttamente sui valori di duty-cycle da inviare in uscita.

Però nel funzionamento del convertitore, durante e le successive prove sperimentali, si è notato che l'utilizzo della compensazione dei tempi morti, genera una componente continua.

Questa, ovviamente dannosa per corretto funzionamento da smagnetizzatore, è da evitare. Per cui si fa funzionare il controllo senza compensazione, disabilitandola. Il P.I. provvederà autonomamente ad una compensazione parziale del valore di tensione mancante.

Se il valore di induttanza è sufficientemente grande, questo effetto non si nota, se non a basse correnti, ovvero laddove l'energia immagazzinata nell'induttanza è minima, ma anche con la compensazione attiva sarebbe inevitabile.

#### *4.4 Inserimento fase di Commissioning*

Nel corso dello svolgimento di questa tesi, si è aggiunto alla parte di codice già esistente, la parte relativa al Commissioning dell'inverter, ovvero la fase in cui questo stima i valori della resistenza e della induttanza dell'avvolgimento a cui è collegato; oltre a stimare anche i valori dei tempi morti e quindi delle cadute di tensione dell'inverter.

Questo sistema è molto comodo dato che l'inverter deve essere il più universale possibile e poter essere intercambiabile, in maniera da evitare di dover riprogrammare il controllo ogni volta che si inserisce una bobina in ingresso differente dalla precedente.

Infatti i valori del  $K_p$  e del  $K_i$  impiegati all'interno del proporzionale integrale, devono essere scelti in base ai valori della resistenza e dell'induttanza, oltreché del valore di  $g$ .

Per cui all'interno di questa fase di Commissioning si inserirà anche la fase di calcolo dei parametri fondamentali al funzionamento del controllo dell'inverter.

Per operare tale processo, si inserisce uno stato aggiuntivo dell'inverter, questo dovrà essere eseguito precedentemente alla fase in cui l'inverter opera normalmente. Per cui sarà inserito in posizione intermedia tra lo stato di **READY** e lo stato di **GO**.

Si riporta la parte di codice C, inserita nel C-Block, per implementare lo stato di **COMMISSIONING** dell'inverter in Appendici Codici [1].

Il funzionamento è piuttosto semplice, si suddivide il processo di COMMISSIONING in due diverse fasi, in funzione di una variabile di comando nominata **Flag**:

- a. Nella prima fase si procede con il calcolo dei valori delle cadute di on e il valore dei tempi morti dovuti all'inverter; in questa fase viene definita anche la resistenza della bobina
- b. Nella seconda fase si calcola il valore dell'induttanza della bobina ed infine si calcolano i valori dei coefficienti di Kp e Ki utili al controllo e si assegnano tutti i valori fino a qui calcolati alle relative variabili strutture

La resistenza della bobina è definita insieme al valore delle resistenze di ON degli interruttori statici, poiché è difficile separarle e in realtà non è necessario. Inoltre la parte della resistenza di ON e delle cadute delle tensioni di soglia, si calcolano supponendo uguali i valori per IGBT e diodo.

Il metodo di calcolo delle cadute di tensione e della resistenza, è dato dall'applicazione di due gradini di corrente, durante i quali si misura la relativa tensione, e di conseguenza si ricavano i valori della resistenza e delle soglie di tensione.

I gradini sono per l'appunto due, perché le incognite sono due: la tensione equivalente e la resistenza equivalente.

Questo principio si basa sul ragionamento che si esplicita di seguito, in cui si esprime la tensione di conduzione di un interruttore come la somma di una caduta resistiva e di una caduta costante dovuta alla tensione di soglia del componente (parametro presente in diodi ed IGBT, nei MOSFET è assente).

$$v_{cond} = v_{th} + R_{ON} i_{DC} \quad (4.4-A)$$

I tempi morti per un interruttore statico, sia esso IGBT o MOSFET, si possono calcolare analiticamente come:

$$v_{DT} = \frac{T_{DT}}{T} v_{DC} \quad (4.4-B)$$

$$v_{th_{eq}} = 2 (v_{DT} + v_{th}) \quad (4.4-C)$$

Per cui il valore di tensione che si va ad applicare comprende l'insieme di tutti questi fattori e viene applicato al sistema in esame, ovvero la bobina dello smagnetizzatore, che altri non è che una induttanza con una resistenza in serie.

Da notare il fattore due, dovuto al fatto che in realtà essendo lo schema dell'inverter di un ponte ad H, il valore della tensione equivalente è dato dalle soglie di due interruttori statici e di due tempi morti, poiché le due gambe di inverter in conduzione sono in serie.

Data la natura del gradino che si applica, a regime si ottiene una corrente continua, per cui la caduta di tensione sull'induttanza diventa trascurabile, nulla ai valori medi.

Per cui se si passa all'equazione ai valori medi della tensione si ottiene che:

$$V_{0Ref} = V_{th\_eq} + (2 R_{ON} + R_{coil}) I_{DC} \quad (4.4-D)$$

Conoscendo il valore di tensione di riferimento che si imposta e misurando la corrente così ottenuta, si può creare un sistema di due equazioni in due incognite. Le incognite saranno:

$$V_{th\_eq} \quad e \quad (2 R_{ON} + R_{coil}) = R_{coil}'$$

Non essendo noto a priori né il valore della resistenza di on degli induttori statici, né il valore della resistenza della bobina, risulta impossibile separarle e in realtà non ci interessa nemmeno, poiché sono in serie e quindi possiamo assimilarle ad una sola resistenza equivalente.

Si fa notare anche in questo caso il fattore due applicato al valore di resistenza di ON. Le formule impiegate per ricavare i due valori sono le seguenti:

$$R_{coil}' = \frac{V_{0Ref\_1} - V_{0Ref\_2}}{I_{DC\_1} - I_{DC\_2}} \quad (4.4-E)$$

$$V_{th\_eq} = V_{0Ref\_1} - R_{eq} I_{DC} \quad (4.4-F)$$

I pedici 1 e 2 indicano il rispettivo gradino e quindi il rispettivo valore di tensione di riferimento applicato e la relativa corrente misurata.

I gradini di tensione vengono applicati in sequenza, procedendo a raccogliere i campioni necessari al calcolo; essendo il sistema induttivo, bisogna aspettare che i gradini si portino a regime, altrimenti il valore di resistenza sarebbe affetto da errore (la resistenza apparirebbe maggiore per via dell'induttanza che ritarda la corrente). Il sistema è adattativo, si calcola la derivata di corrente e si verifica che quando questa scende sotto un certo valore, si può procedere con la raccolta dei campioni.

Esaurita la fase in cui si applicano il primo gradino e il secondo gradino, si effettuano i calcoli, ricavando così i valori di tensione equivalente e resistenza equivalente, che si utilizzeranno già nella seconda fase.

Il valore della resistenza equivalente, per semplicità viene salvato nella variabile con nome **R<sub>coil</sub>**, mentre il valore della tensione equivalente in **amp\_dt**.

Per procedere alla seconda fase, si aspetta che la corrente torni sotto un valore piccolo e trascurabile, fissato ad 1 A, prima di cominciare la fase di calcolo dell'induttanza. A questo punto si procede chiudendo una gamba in alto e l'altra sullo zero.

In questa maniera si sta applicando l'intero valore di **V<sub>DC</sub>** alla bobina; questa operazione dura due cicli della frequenza di switching, per cui è noto il tempo di applicazione. Nell'ipotesi che la corrente abbiamo un andamento lineare e che parta dal valore di zero, si può scrivere, dalla sua equazione fondamentale, quanto segue:

$$V_L = L_{coil} \frac{\Delta I_{coil}}{2 T_{SW}} \quad (4.4-G)$$

$$L_{coil} = \frac{2 V_L T_{SW}}{\Delta I_{coil}} \quad (4.4-H)$$

La tensione della bobina, viene ricavata depurandola della caduta resistiva e delle cadute per effetto dei tempi morti, dato che ora si conoscono i valori. Il fattore due nella formula che segue, deriva dal fatto che la caduta resistiva varia al variare della corrente, per cui si prende un valore medio di caduta nel tempo.

$$V_L = V_{DC} - \frac{R_{coil} I_{coil}}{2} - V_{th} \quad (4.4-L)$$

Al termine della fase di **COMMISSIONING**, i nuovi valori della resistenza  $R_{coil}$  e dell'induttanza  $L_{coil}$  della bobina vengono salvati all'interno della variabile struttura **FluxObs** negli appositi campi, mentre invece la tensione equivalente viene riportata nell'uso della funzione **DTComp**, utilizzata per la compensazione dei valori di duty-cycle, con la variabile **amp\_dt**. Il valore di g, è definito dalla costante **gObs**, che si inserisce tra le costanti definite del sistema.

Si utilizza infine la funzione **CalcPIPar**s, con cui si calcolano i valori di Ki e Kp da assegnare al proporzionale integrale. Di seguito si riporta la parte di codice relativa a tale funzione:

```
void CalcPIPar(XPIReg *RegVars, XFluxObs *FluxObsVars)
{
    double Fc, Tg, Tsw, Te, Wc, AK, BK, CK, DK, EK, FK;

    Fc=fs*0.02;
    Tg=1/FluxObsVars->g;
    Tsw=1/(double_pi*fs);
    Te=FluxObsVars->L/FluxObsVars->R;

    Wc=double_pi*Fc;

    BK=1+FluxObsVars->g*FluxObsVars->L-FluxObsVars->R-pow(Wc,2)*Tsw*Te;
    CK=Wc*(Tsw+Te);
    DK=(1+pow((Wc*Tsw),2))*(1+pow((Wc*Te),2));
    EK=pow(Tg,2)/(1+pow((Wc*Tg),2));
    AK=EK*(pow(BK,2)+pow(CK,2))/DK;

    FK=-pi/4+atan(Wc*Tg)+atan(Wc*Tsw)+atan(Wc*Te)-atan(BK/CK);

    RegVars->ki=sqrt(pow(Wc,2)/(AK*(1+pow((tan(FK)),2))));
    RegVars->kp=sqrt((1-pow(RegVars->ki,2))/pow(Wc,2)*AK)/AK;
}
```

Si evidenzia come si passano entrambe le variabili struttura dell'osservatore di flusso **FluxObs** e del regolatore proporzionale-integrale **FluxController** come puntatori e si imposti una frequenza della banda passante pari a due centesimi della frequenza di commutazione,

ovvero 200 Hz nel caso di una frequenza di commutazione pari a 10 kHz.

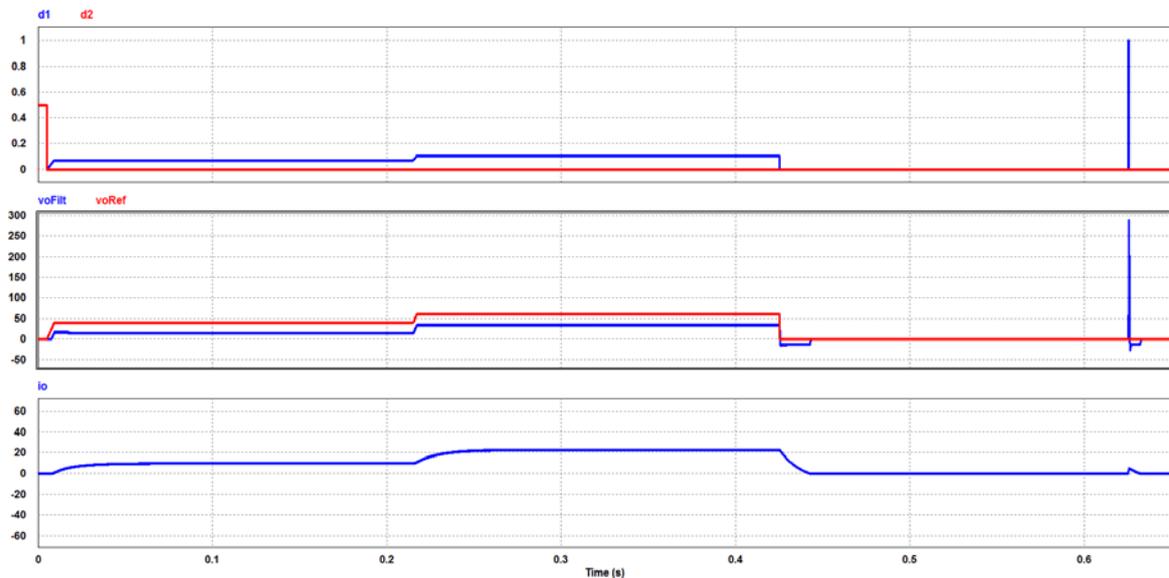
Mediante vari passaggi analitici, effettuati grazie allo studio nel dominio di Laplace del sistema, si ricavano le funzioni di  $K_i$  e  $K_p$ . Per effettuare lo studio nel dominio di Laplace e tracciare i diagrammi di Bode, si è utilizzato il programma Matlab.

Dato che si è terminato lo sviluppo e la descrizione del programma implementato sul controllo della struttura VSI, si passa alla simulazione su quella che è la parte completa. Si parte da una condizione successiva alla pre-carica dei condensatori.

Si riporta in Fig. 4.4-A, la simulazione della fase di Commissioning, con i due gradini di corrente ed il successivo test per il calcolo dell'induttanza. Si può osservare come, i due gradini siano facilmente riconoscibili visivamente, poiché nel tempo sono più persistente.

Si nota come la tensione di riferimento sia effettivamente più alta della tensione realizzata, per via delle cadute e del fatto che in questa fase non sono compensate.

Il calcolo dell'induttanza invece è eseguito in pochi istanti, infatti l'impulso che si vede alla fine ed è difficile da poter distinguere.



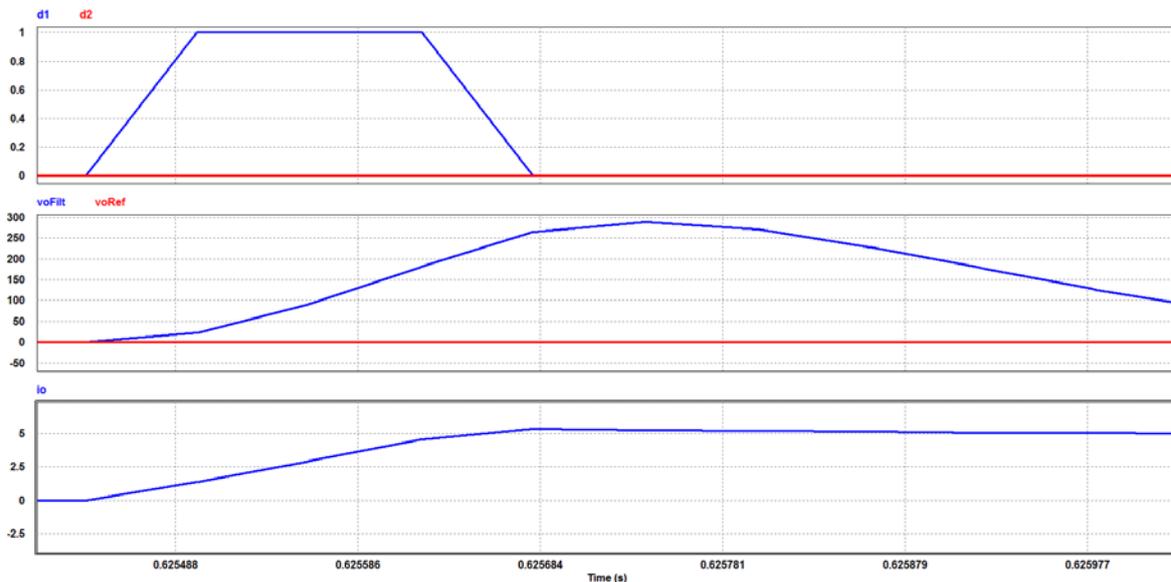
**Figura 4.4-A:** Simulazione PSIM in cui si riporta la fase di Commissioning dell'inverter; nel grafico in alto, si riportano in blue il duty-cycle  $d_1$ , in rosso il duty-cycle  $d_2$ ; nel grafico centrale, si riporta in blu la tensione  $V_{out}$  realizzata filtrata ed in rosso la tensione di riferimento; nel grafico in basso è riportata in blu la corrente

Per meglio comprendere la fase che si applica per il calcolo dell'induttanza, si ingrandisce il fenomeno e si riporta in Fig. 4.4-B.

Si può notare che viene effettivamente applicato un gradino di tensione al valore a cui è carico il condensatore. La corrente aumenta con un andamento praticamente a rampa, come si era previsto e ricercato.

La tensione di riferimento è zero poiché in realtà il comando è stato realizzato andando ad operare direttamente sui duty-cycle da inviare all'inverter, quindi saltando una eventuale fase di controllo.

La tensione di uscita  $V_{out}$  filtrata è leggermente distorta, ma ciò è dovuto anche al fatto stesso che è una versione filtrata, per cui affetta da ritardi e attenuazioni.



**Figura 4.4-B:** Simulazione PSIM in cui si riporta la fase di calcolo dell'induttanza; nel grafico in alto, si riportano in blu il duty-cycle  $d_1$ , in rosso il duty-cycle  $d_2$ ; nel grafico centrale, si riporta in blu la tensione  $V_{out}$  realizzata filtrata ed in rosso la tensione di riferimento; nel grafico in basso è riportata in blu la corrente

Si può quindi ora passare a verificare il funzionamento in un caso esempio, osservandone la presa di carico e poi il funzionamento a regime; si impostano dei valori riportati in Tab. 4.4-A delle grandezze principali.

	Valore	Descrizione
Rcoil	1,5 [ $\Omega$ ]	Resistenza bobina
Lcoil	20 [mH]	Induttanza bobina
fRefSetPoint	30 [Hz]	Frequenza naturale
FluxRefSetPoint	1.0 [ $V*s$ ]	Picco Flusso Rif.
DTComp	Active	-
Feed Forward	Active	-

**Tabella 4.4-A:** Si riportano i valori delle grandezze principali impiegate nella simulazione con PSIM per realizzare un test sul funzionamento del controllo e dell'osservatore

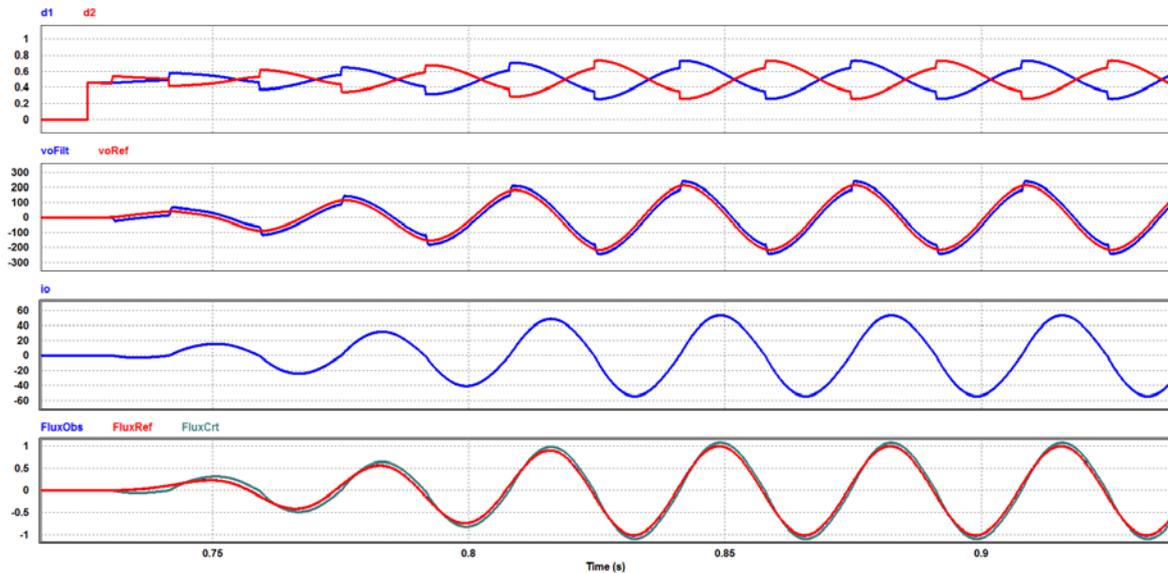
Si può a questo punto studiare la Fig. 4.4-C, che riporta l'andamento della simulazione eseguita; si osserva fin da subito che, la presenza della compensazione dei tempi morti, causi sui valori del duty-cycle  $d_1$  e  $d_2$  e di conseguenza anche sui valori della tensione  $V_{out}$  filtrata, dei gradini, dovuti al cambio di segno della corrente (essendo infatti la compensazione una funzione costante del segno della corrente).

Essendo solo due le gambe, la corrente per una gamba sarà positiva e per l'altra sarà negativa, per cui la compensazione sarà sempre in opposizione tra le due gambe, causando visivamente il gradino.

Nell'ultimo grafico si riportano i valori del flusso di riferimento e del flusso osservato; da questo grafico si può constatare la bontà del controllo, poiché le due forme d'onda sono pressoché sovrapposte.

Per cui è graficamente difficile distinguere le forme d'onda, e questo significa che il flusso (almeno quello osservato) segue bene il riferimento generato. Questo ovviamente non

implica che il flusso reale della bobina sia effettivamente quello impostato dal riferimento, poiché si devono considerare gli errori delle stime sull'induttanza e resistenza durante la fase di Commissioning.



**Figura 4.4-C:** Simulazione PSIM di un test in cui si osservano gli andamenti delle grandezze elettriche principali; partendo da in alto verso il basso, nel primo grafico si osservano rispettivamente in blu ed in rosso  $d_1$  e  $d_2$ ; nel secondo grafico, in blu la tensione filtrata ed in rosso il riferimento di tensione; nel terzo grafico la corrente realizzata; nel quarto grafico in blu il flusso osservato, in rosso il flusso di riferimento ed in verde il flusso reale

Si può comprendere meglio tale errore, sempre dall'ultimo grafico, in cui è riportato anche il flusso realmente realizzato, riportato come **FluxCrt**, che è il prodotto del valore dell'induttanza (quella vera, non stimata) per la corrente.

Si osserva che vi è un piccolo errore, una leggera sottostima del valore dell'induttanza. Inoltre vi è un lieve sfasamento, tra il flusso reale e quello osservato/di riferimento. Però il valore è comunque molto vicino, il che significa che la fase di Commissioning porta effettivamente ad una buona stima dei valori reali di  $R_{coil}$  e  $L_{coil}$ .

Inoltre anche la valutazione dei tempi morti è sufficientemente corretta, poiché il valore della tensione di riferimento è seguito egregiamente e risulta che la tensione filtrata ha andamento simmetrico rispetto alla tensione di riferimento.

Si può comunque ritenere accettabile, anche perché l'induttanza può essere affetta da saturazione e quindi in realtà il valore diminuire leggermente e l'errore di fase non è elevato e quindi rilevante ai nostri scopi della smagnetizzazione.

## 4.5 Dimensionamento e costi struttura VSI

Di seguito si andrà ad effettuare un dimensionamento preliminare ed una definizione dei costi in base ai valori di mercato dei componenti necessari.

Si suddividerà lo studio in base agli stadi presenti nell'insieme, partendo dallo stadio AC-DC in ingresso che altro non è che un ponte trifase raddrizzatore, ed il successivo stadio DC-AC, costituito da un classico inverter VSI monofase.

A monte di tutto, dal lato della rete elettrica trifase, sarà presente uno stadio per la pre-carica dei banchi di condensatori del bus di tensione in DC.

In Fig.4.5-A è riportato lo schema del circuito di potenza dello smagnetizzatore, dalla rete trifase all'induttore, sono omesse le parti di comando e dell'elettronica di controllo, quali driver e schede di pilotaggio.

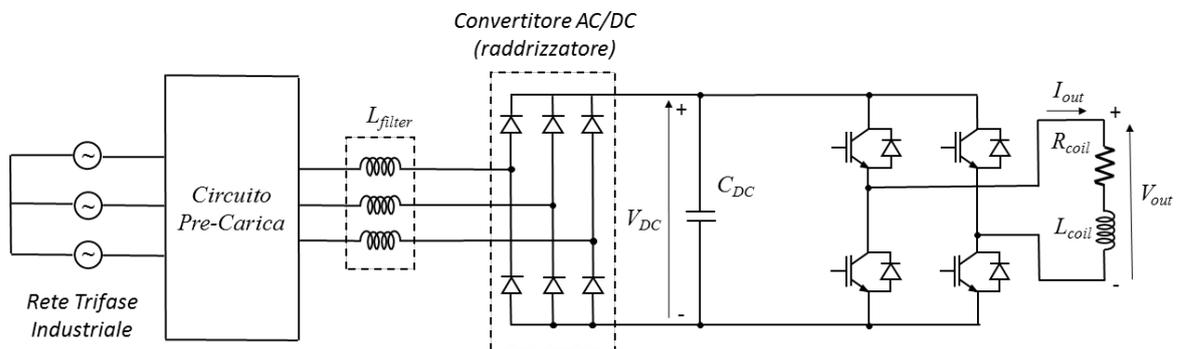


Figura 4.5-A: Schema semplificato circuito PSIM della sola parte di potenza; da sinistra verso destra gli stadi rappresentati sono: pre-carica banco condensatori, AC-DC ponte raddrizzatore, DC-AC Inverter VSI

Il primo stadio è composto dal circuito di pre-carica, atto a consentire la carica del banco dei condensatori posto a valle del raddrizzatore trifase, evitando sovracorrenti di inserzione; raggiunta una certa soglia, la pre-carica si conclude ed il sistema commuta automaticamente al circuito a regime.

Sarà necessario quindi prevedere dei contattori in grado di commutare le correnti di fase presenti nel circuito durante la carica ed in grado di sostenere tensione di rete e correnti efficaci durante il funzionamento a regime al massimo assorbimento possibile.

Successivamente si trova il secondo stadio del convertitore, che è rappresentato dal ponte trifase raddrizzatore che fornisce la tensione continua allo stadio successivo, a partire dalla rete trifase; questo stadio è un semplice ponte a diodi trifase, quindi di tipo passivo.

Per cui si prevede l'inserimento di un filtro reattivo in ingresso, in maniera da migliorare il fattore di qualità della corrente assorbita dalla rete, un filtro capacitivo in uscita per ottenere una buona tensione e poter garantire un certo margine contro i buchi di tensioni che si verificano dal lato rete.

Infine vi è lo stadio che serve per la conversione in corrente alternata da fornire all'utenza, ovvero l'inverter di tipo VSI; lo schema come si può vedere presenta due sole gambe di inverter.

L'ingresso di questo stadio deve essere di tipo capacitivo e sarà garantito dai condensatori in uscita dallo stadio raddrizzatore, mentre l'uscita dello stadio dovrà essere di tipo induttivo e sarà garantita dalla presenza delle bobine da alimentare che hanno valore di induttanza talmente elevato, che funzionano benissimo da filtro, tanto che si può trascurare il ripple della corrente.

I valori di corrente che si vogliono raggiungere al limite dal richiedente, sono i 150 [A] di picco nell'induttanza, per cui come valore di riferimento massimo si assume il valore di 150 [A], come già visto nel precedente caso della struttura CSI.

I valori di tensione sono limitati dall'alimentazione e dal tipo di convertitore AC-DC, che essendo un ponte raddrizzatore, non consente di avere più di 500-540 [V] in uscita, se si considerano anche le cadute di tensione.

Si riporta la relazione tra tensione di rete e tensione sul bus in DC di tensione per un ponte a diodi raddrizzatore trifase:

$$V_{DC} = \frac{3}{\pi} V_{\Delta pk-rete} \quad (4.5-A)$$

Per cui, con una rete di 230 V efficaci di fase, pari a 400 [V] efficaci di concatenata, con valore di picco di 565,69 [V], si ottiene allora una tensione sul DC-Link pari a circa 540 [V].

Naturalmente però ci sono le cadute di ON e resistive tra il ponte e la bobina dello smagnetizzatore, per cui la tensione massima disponibile sarà sicuramente inferiore. Però si può assumere come valore di sicurezza di riferimento della tensione per il dimensionamento pari a 600 [V].

Da questi due valori cardine di riferimento, uguali per altro ai valori già visti nel caso CSI, si può procedere al dimensionamento dei componenti dell'elettronica di potenza e delle parti reattive, considerandone man mano i rispettivi principi di funzionamento e funzioni.

Si procede a questo punto a selezionare i componenti necessari, in base alle specifiche sopra descritte; cercando di mantenere omogeneità tra i componenti, si è deciso di orientarsi principalmente sulla marca SEMIKRON, che offre diverse soluzioni applicative.

Per poter ottenere gli schemi sopra riportati del convertitore, si dovranno combinare diverse soluzioni messe a disposizione dal produttore.

Poiché tutti gli IGBT ed i diodi, sia del convertitore DC-DC, che del DC-AC, devono essere in grado di sopportare 150 [A] e 600 [V], la scelta ricade sui prodotti che hanno le caratteristiche richieste e ci permettono una composizione semplice ed efficace del circuito:

- SEMIKRON SKM200GB12E4: soluzione integrata di una gamba di inverter,  $I_C$  200 [A],  $V_{GS}$  1200 [V], caratteristiche tecniche complete in Allegati Datasheets [14], costo unitario pari a 106,76 €.

Per quanto riguarda il ponte trifase, sempre selezionando dalla famiglia di prodotti della SEMIKRON, si è scelto:

- SEMIKRON SKDA160/12: soluzione integrata di un ponte raddrizzatore trifase, con  $I_D$  160 [A],  $V_{DS}$  1200 [V], Allegati Datasheets [04], costo unitario pari a 88,13 €.

Per poter attuare i comandi, si devono installare dei driver con cui comandare gli IGBT dei vari componenti; rimanendo nella famiglia dei prodotti SEMIKRON, la scelta ricade sul seguente componente da 1200 [V]:

- SEMIKRON SKHI 22A R: soluzione integrata per driver di IGBT, specifico per poter comandare due switch contemporaneamente, caratteristiche tecniche complete in Allegati Datasheets [05], costo unitario pari a 70,34 €.

Infine occorre considerare un micro controllore che esegua le operazioni di calcolo, con relativi input e output sufficienti. Occorrerà una scheda completa, in cui inserire anche i sensori, la cui stima di costo è di circa 500 €.

Si può quindi passare a valutare quelli che sono gli elementi necessari alla compatibilità elettromagnetica. Si deve a questo punto prevedere i costi dei componenti reattivi quali

condensatori ed induttanze; per i primi i valori dei componenti scelti saranno presi in base a quelli delle simulazioni, ovviamente con gli elementi esistenti più prossimi a tale valore.

Poiché però con lo schema adoperato, non si conosce sempre il valore dell'induttanza in uscita, ma sarà sicuramente sufficientemente elevata da garantire basso valore di ripple, non occorrerà inserire un'ulteriore induttanza, riducendo così ulteriormente i costi.

Si riporta a titolo di chiarimento, il valore dell'ipotetica induttanza da inserire, per ottenere un ripple di corrente del 5%, con una tensione di commutazione di 600 V, duty-cycle di 0,5 e frequenza di commutazione di 10 [kHz]:

$$L_{ripple} = \frac{V_{DC} D (1 - D)}{F_{SW} \Delta I_{coil\_pk-pk}} = 2 \text{ [mH]} \quad (4.5-B)$$

Ben inferiore ai valori di induttanza delle bobine di uno smagnetizzatore tipicamente utilizzato. A questo punto, serve un condensatore per la capacità  $C_{DC}$ , ma sostanzialmente bisognerà costituire un banco di condensatori in ingresso al convertitore che deve garantire continuità di alimentazione.

Il grosso limite è però posto dalla corrente di ripple che il condensatore deve fornire al circuito, che ne determina il valore efficace. In uscita dal condensatore il valore di corrente medio è nullo, ma vi è tutto il ripple di corrente dato dall'assorbimento dell'inverter VSI, che è in gran parte reattivo.

Idealmente se non ci fossero perdite o la resistenza dell'avvolgimento, le potenze reattive in gioco tra condensatore ed induttanza sarebbero uguali, induttore e capacità si scambierebbero energia.

Per cui significa che si può assumere la corrente uguale, cioè con valore di picco pari a 150 [A], a cui si sovrappone il ripple di corrente di cui sopra. Si sceglie quindi il seguente prodotto della KEMET, come cella unitario con cui costruire il banco completo:

- KEMET ALS30A103QT400: condensatore elettrolitico, tensione nominale di 400 Vdc, con  $I_{RMS}$  49,4 [A] a 10 [kHz] e 85° [C], capacità da 10.000 [uF], caratteristiche tecniche complete in Allegati Datasheets [07], costo unitario pari 101,13 €.

Dato il livello di tensione, bisognerà collegarne due in serie per ottenere complessivamente una tensione sufficientemente alta.

Questo farà dimezzare la capacità della serie al valore di 5 [mF]. E si devono mettere tre di queste serie in parallelo, per un totale di 6 condensatori e una capacità di 15 [mF], una corrente efficace di circa 148,2 [A], sufficiente agli scopi prefissati.

Il ripple di tensione che ne consegue nelle condizioni peggiori così ipotizzate, è stimabile tramite le seguenti formule, in funzione della frequenza che si vuole ottenere in uscita,  $F_{out}$ :

$$V_{DC_{pk-pk}} = \frac{1}{C_{DC}} \int I_{PK} \sin(\omega_{out} t) \quad ==> \quad \Delta V_{DC_{pk-pk}} = \frac{I_{PK}}{\pi C_{DC} F_{out}} \quad (4.5-C)$$

Dati i valori corrente e tensione di picco massimi che si vogliono ottenere, pari cioè rispettivamente a 150 [A] e 600 [V], tramite l'Eq. 4.5-D, si ricava che la potenza apparente massima assorbita dalla bobina sarà pari a 45 [kVa].

$$S_{coil-MAX} = \frac{1}{2} V_{DC-MAX} I_{coil-pk} \quad (4.5-D)$$

Questa potenza è sovrastimata, poiché la tensione in realtà sappiamo essere minore, ma visto che si trascurano i rendimenti degli stadi e si suppone che la potenza in ingresso sia uguale, è un'approssimazione valida.

Se si rapporta con la tensione in ingresso, si può ottenere una stima della corrente efficace che arriva dalla rete e che quindi deve attraversare il contattore, tramite l'Eq. 4.5-E, pari a 65 [A] efficaci.

$$I_{rete-rms} = \frac{S_{coil-MAX}}{\sqrt{3} V_{Arete-rms}} \quad (4.5-E)$$

In realtà, come detto poco prima, se non ci fossero perdite, la rete non erogherebbe alcuna potenza; una volta che il condensatore fosse carico di energia, questo scambierebbe energia con l'induttanza, in base ai comandi dell'inverter che ne comanderebbe l'andamento.

Il problema è che le perdite sono tutt'altro che trascurabili, in particolar modo la resistenza della bobina, che è ignota a priori. Inoltre l'assorbimento da rete è fortemente distorto, per cui è sensato accettare questo valore come se fosse un valore di potenza limite, assorbito dalla rete.

Infine si deve considerare la presenza del filtro reattivo in ingresso circuito di pre-carica dello smagnetizzatore, dimensionato sul 5% della potenza complessiva prevista dal convertitore. La realizzazione è ottenibile con una semplice induttanza trifase, disaccoppiate tra loro.

- Tre induttori, da 65 [A] di valore efficace, con 100 [uH] per ciascun avvolgimento, fasi disaccoppiate tra loro, prezzo complessivo stimabile in 200 €.

I componenti di potenza necessitano di dissipatori per poter eliminare il calore dovuto alle perdite di conduzione e di commutazione, per cui si devono inserire degli adeguati dissipatori ed eventualmente una ventilazione forzata per facilitare lo scambio termico.

Dopo un'analisi qualitativa, si può concludere che necessiteremo due dissipatori, con relative ventole di raffreddamento. Nel dissipatore di dimensioni maggiori, verrà posizionato il ponte trifase ed i banchi di condensatori, mentre nel secondo dissipatore saranno posizionate le due gambe di inverter VSI.

- SEMIKRON Heatsink KL-285 / 180 [mm], caratteristiche tecniche in Allegati Data-sheets [08], prezzo unitario di 38,44 €.
- SEMIKRON Heatsink KL-285/ 300 [mm], caratteristiche tecniche in Allegati Data-sheets [08], prezzo unitario di 61,50 €.
- SEMIKRON Fan SKF-3-230-01, caratteristiche tecniche in Allegati Datasheets [09], prezzo unitario di 16,40 €.

Tramite il sito della SEMIKRON, è possibile effettuare la simulazione termica dei componenti, per verificare la compatibilità con le specifiche; per cui inserendo come valori di picco di tensione pari a 600 [V] e 150 [A], frequenza di commutazione di 10 [kHz], una temperatura dell'aria di 40 [°C] ed una temperatura del dissipatore di 80 [°C], per il ponte ad H composto da due SKM200GB12E4, si ottiene quanto segue in tabella:

	Rated current
$P_{cond\ tr}$	90 [W]
$P_{sw\ tr}$	226 [W]
$P_{tr}$	316 [W]
$P_{cond\ d}$	58 [W]
$P_{sw\ d}$	53 [W]
$P_d$	112 [W]
$P_{tot}$	1710 [W]
	Average Values
$T_s$	80 [°C]
$T_c$	112 [°C]
$T_{tr}$	157 [°C]
$T_d$	141 [°C]

**Tabella 4.5-A: Valori delle perdite e delle temperature all'interno dell'inverter ponte ad H; si evidenziano le perdite maggiori in corrispondenza degli IGBT; le temperature degli IGBT e dei diodi risultano al di sotto dei valori massimi**

Tale stima di temperatura, di perdite e le scelte dal punto di vista termico, sono state ricavate con l'ausilio della fonte in riferimento Bibliografia [12].

Infine, per inserire il circuito di pre-carica, sarà necessario provvedere all'inserimento di contattori di potenza che commutino dal circuito più resistivo a quello nominale in maniera da avere un avviamento con corrente più basse e poi una volta caricato il circuito un valore di resistenza pressoché nullo, così da ridurre le perdite.

Si sceglie quindi di utilizzare il seguente tipo di contattore, comandato in maniera da gestire il circuito di pre-carica; su uno sarà posizionato in serie la resistenza di pre-carica, mentre il secondo sarà quello di normale funzionamento:

- Schneider Electric LC1D65G7 contattore di potenza, trifase, con corrente nominale da 65 [A], tensione nominale fino a 690 [V] in alternata, caratteristiche tecniche complete in Allegati Datasheets [10], costo unitario pari a 298,39 €.

Durante la fase di pre-carica, si utilizzeranno tre resistenze, una per ciascuna fase, del valore di circa 10 [Ω], che quindi limiti la corrente al valore circa pari a 20-25 [A] di valore efficace negli istanti iniziali. Il tempo previsto dalla carica si può esprimere mediante l'Eq. 4.5-F, con un risultato pari a 0,75 secondi.

$$T_{charge} = 5 R_{charge} C_{DC} \quad (4.5-F)$$

Il tempo di carica si può assumere pari ad 1 s, per tenere un fattore di sicurezza. La resistenza si deve scegliere in base alla potenza media che dovrà assorbire durante la carica.

Se supponiamo di partire dalla potenza massima nell'istante di chiusura ed arrivare a zero all'istante di fine carica, in maniera lineare, ciò significa che l'energia da dissipare sarà pari a 6 [kJ], e la potenza media 2 [kW].

$$E_{charge\ TOT} = 3 R_{charge} I_{rms-rete}^2 \frac{T_{charge}}{2} \quad (4.5-G)$$

$$P_{media} = \frac{E_{charge\ TOT}}{3 T_{charge}} \quad (4.5-H)$$

Durante la fase di pre-carica quindi, la potenza istantanea sarà più alta di quella media calcolata, ma durerà pochi cicli della frequenza di rete, per cui è un sovraccarico termico accettabile per il contattore e per la resistenza, che viene impiegata solo in queste fasi e poi scollegata durante il funzionamento ordinario.

Per il resto del circuito di pre-carica, che comprende quindi contatti secondari per il contattore, la resistenza ed il relativo sistema di raffreddamento, si stima un costo di 300 €.

Infine si devono naturalmente implementare delle protezioni dal lato dell'alimentazione trifase in ingresso allo smagnetizzatore, in grado di intervenire per guasti e malfunzionamenti. Per cui si inseriscono i fusibili su ciascuna fase ed un interruttore automatico trifase:

- Busmann FWH-80b, fusibile con corrente nominale di 80 [A], tensione nominale in AC pari a 500 [V], potere di interruzione fino a 200 [kA], caratteristiche complete in Allegati Datasheets [11], costo unitario di 64,20 €
- Busmann J70100-3CR, porta fusibili con corrente nominale di 100 [A], tensione fino a 700 [V], confezione da tre poli, caratteristiche complete in Allegati Datasheets [12], costo unitario di 120,17 €.
- Schneider Electric GV3ME80, interruttore trifase a 3 poli, con corrente nominale di 80 [A], potere di interruzione 15 [kA] a 690 [V] di tensione, caratteristiche complete in Allegati Datasheets [13], prezzo unitario 599,74 €.

Ai costi sopracitati, bisognerà prevedere anche ulteriori costi non facilmente definibili, ma stimabili. A questi si collega il caso dei conduttori da posizionare all'interno dello smagnetizzatore, il costo della carcassa per l'assemblato finale, con relative parti meccaniche. Bisognerà prevedere anche un piccolo circuito di comando per la pre-carica, ulteriori sistemi di raffreddamento; pulsantiere e luci di segnalazione, interfacce utente (queste ultime possono avere costi molto variabili a seconda della complessità che si vuole ottenere). Per tutte queste voci si stima un costo non inferiore ai 1000 €.

Nei costi non sono stati considerati quelli di assemblaggio ed ingegnerizzazione, senza contare di tutti quei costi che si possono aggiungere con componenti ulteriori magari non indispensabili, ma che ne aumentano la versatilità e funzionalità del sistema nel suo complessivo. In Appendici - Tabelle [2], si riporta la tabella relativa ai costi complessivi, in cui si riassumono tutte le voci principali di costo, il componente ed il loro numero. Il costo totale si stima pari a 4359,10 €.

## 5. Prove sperimentali in laboratorio

### 5.1 Descrizione delle prove condotte

Al termine della fase di dimensionamento e stima dei costi delle due diverse strutture affrontate sino qui, si è evidenziata la necessità di effettuare dei test sperimentali per poter verificare il funzionamento del controllo di flusso implementato sulla struttura VSI. La struttura CSI invece non è stata oggetto di test sperimentali, per via del fatto che non vi erano disponibili le strutture adatte; in particolar modo il convertitore DC-DC multilivello e la struttura dello stadio DC-AC. Per cui non vi sarà seguito ad alcuna fase di test sulla struttura CSI e si può quindi considerare concluso qui come studio.

Inoltre va aggiunto che l'azienda richiedente si è mostrata maggiormente interessata alla soluzione VSI, per cui lei stessa ha richiesto di poter utilizzare i laboratori del Politecnico di Torino per poter effettuare una serie di test sperimentali.

La struttura VSI però che si è studiata fin qui però non è presente in laboratorio, per cui si è ricorso a strutture del tutto simili, già presenti ed assemblate, per ovvi motivi di costo; quello di cui si necessitava, se si riguarda lo schema in Fig. 4.1-A del Cap. 4.1, è un ponte raddrizzatore a diodi che alimenti un banco di condensatori ed un semplice ponte ad H per lo stadio VSI. Questi componenti sono tutti presenti e disponibili nel laboratorio del Politecnico di Torino; in particolare si sono sfruttate strutture già esistenti così suddivisibili e rappresentate in Fig. 5.1-A e Fig. 5.1-B:

- Raddrizzatore a diodi da rete trifase e sistema di gestione della tensione
- Gruppo di sei inverter trifase con relativi banchi condensatori ausiliari
- Apparecchiature software e hardware per l'implementazione di dSpace

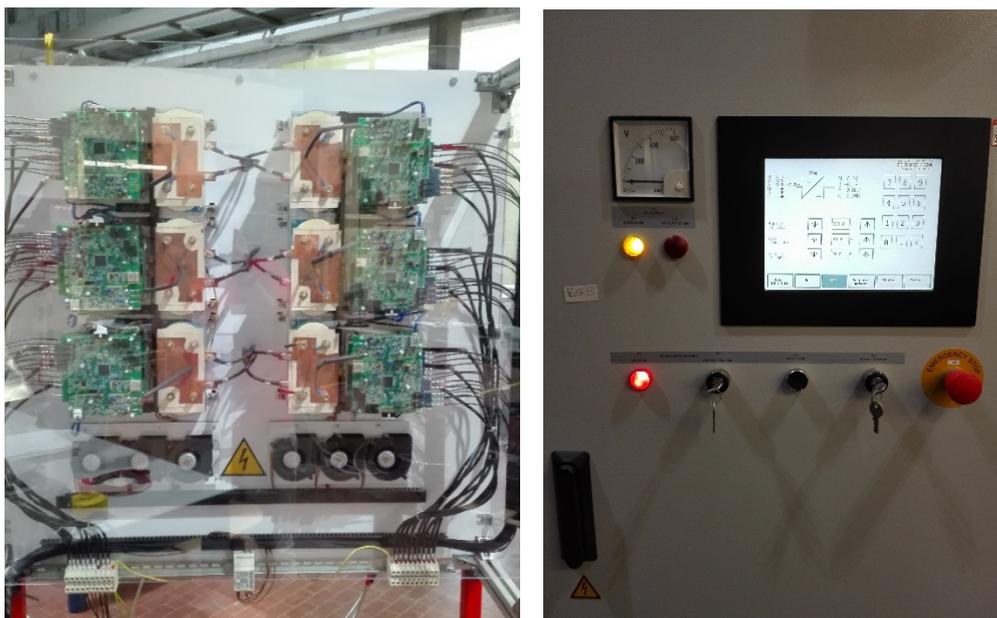


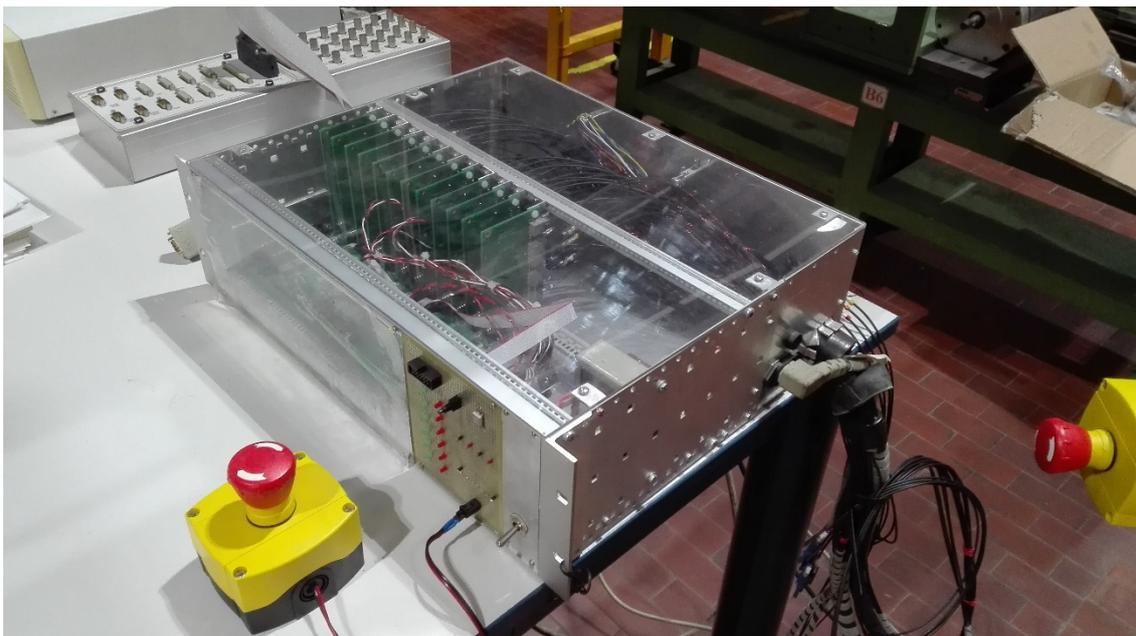
Figura 5.1-A: Si riportano a sinistra i sei Inverter impiegati durante le prove sperimentali del dipartimento di Energia del Politecnico di Torino (di questi solamente uno è stato impiegato durante le prove in questione) nell'immagine a destra invece il banco condensatori e la struttura di pre-carica

Si riporta in Fig. 5.1-A, un'immagine dei sei inverter trifase; naturalmente per questi test sperimentali è stato necessario collegare un solo inverter e si è potuto lavorare su questo con due sole fasi, trattandolo come se fosse un ponte ad H.

Peculiarità di questi inverter, è la frequenza di commutazione di 8 [kHz], mentre la corrente massima ammessa deve essere inferiore ai 60 [A]. Per cui rispetto ai valori che si erano fissati per il convertitore, bisognerà effettuare le rispettive modifiche sul controllo, in maniera da evitare correnti superiori e modificare i valori dell'anello di controllo.

Per quanto riguarda il banco condensatori ed il raddrizzatore trifase a diodi, questo presenta alcune specifiche interessanti, poiché consente di regolare la tensione sul bus in continua in un certo range, utile in applicazioni in cui è non è necessaria (o addirittura è dannosa) una tensione maggiore. In uscita la tensione massima che può fornire ai suoi capi è pari a 540 [V], per cui può simulare il comportamento del ponte a diodi raddrizzatore.

Il dispositivo utilizzato per il controllo e l'implementazione dei comandi tramite computer verso il convertitore è il sistema di sviluppo dSpace; è stata caricata la versione definitiva del controllo con anello ed osservatore di flusso del convertitore VSI sulla scheda DS1103 che ha svolto la funzione di sistema di interfaccia; in Fig. 5.1-B si riporta l'immagine delle apparecchiature impiegate per l'implementazione del software.



**Figura 5.1-B: Componenti per l'implementazione del software di controllo della struttura VSI e del controllo di flusso adoperato; sono presenti le schede FPGA ed i collegamenti di interfaccia tra convertitore e computer**

L'azienda ha portato in laboratorio alcune delle proprie bobine, utilizzate normalmente con metodi per la smagnetizzazione tramite scariche di condensatori incontrollate, quindi naturali; fattore da sottolineare poiché per utilizzare al meglio questa tecnologia indubbiamente l'azienda dovrà prevedere di riprogettare le bobine impiegate.

Le bobine che si sono utilizzate erano disponibili in forme e dimensioni differenti, che hanno potuto quindi garantire diverse tipologie di situazioni. I valori di resistenza ed induttanza sono stati forniti per ciascuna bobina. In Fig. 5.1-C e Fig. 5.1-D si riportano le schermate di visualizzazione relative al programma DSPACE ed al suo controllo; nella prima immagine si può osservare che sono riportati i valori di  $K_p$  e  $K_i$ , con l'opzione di inserirli manualmente,

oltre che la possibilità di variare anche il guadagno  $g_{Obs}$  dell'osservatore di flusso. Inoltre vi è la possibilità di riportare dei grafici che consentano di osservare direttamente ciò che il sistema sta eseguendo; nel caso che si mostra, sono riportati in alto il valore del riferimento del flusso, mentre nel grafico in basso il valore della corrente.

Nella seconda immagine si può osservare il sistema di comando di DSPACE, che consente all'operatore di inviare i comandi ed interfacciarsi quindi con il sistema fisico. Sono presenti i pulsanti virtuali di GO, di STOP, di ERROR e RESTART. Si possono aggiungere ulteriori comandi a piacimento in questa schermata.

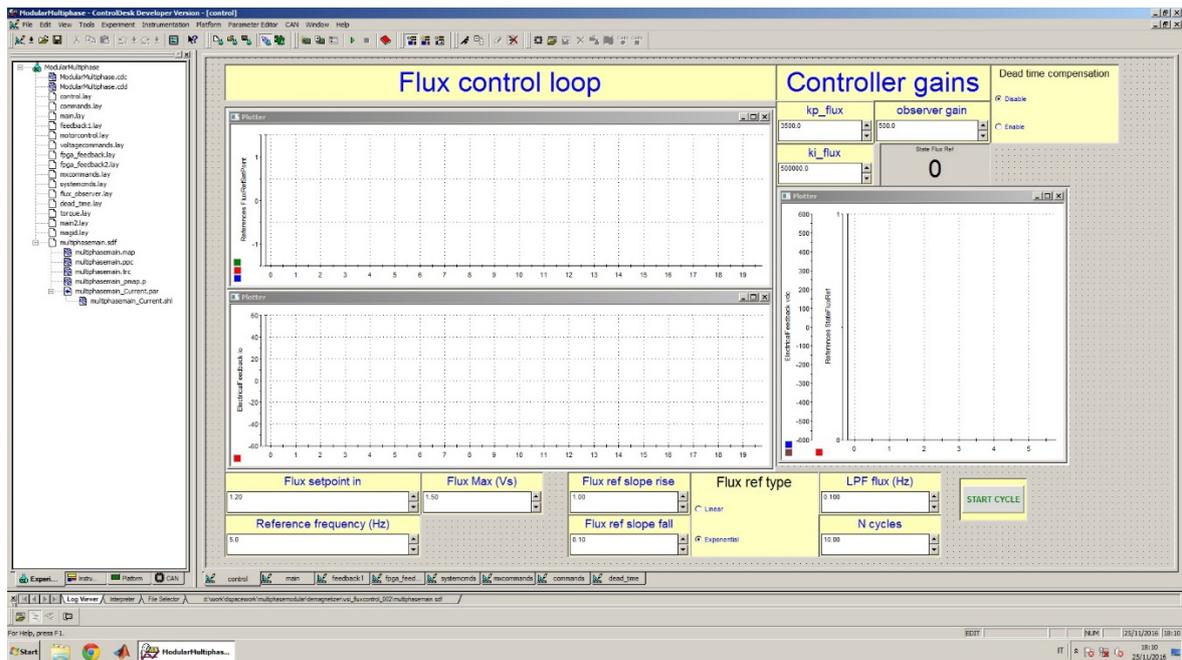


Figura 5.1-C: DSPACE CONTROL Menu; immagine relativa alla videata del menu principale disponibile in DSPACE, da cui poter comandare l'insieme delle variabili di riferimento, alcuni parametri di controllo e dell'osservatore di flusso

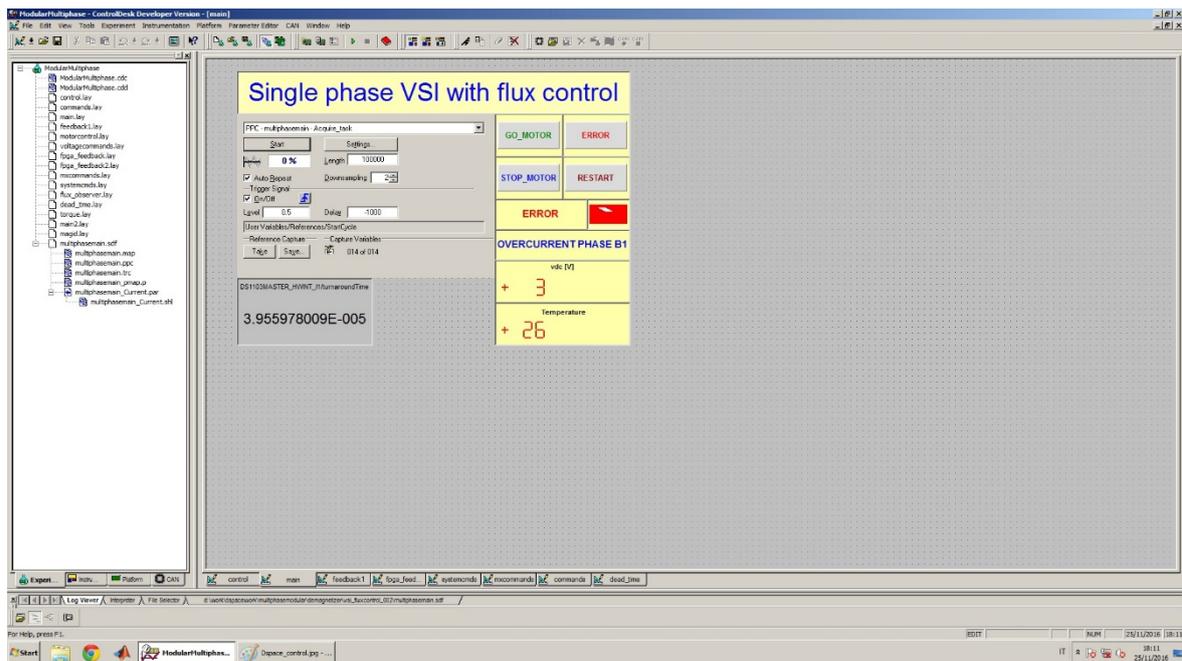


Figura 5.1-D: DSPACE SYSTEM CMDS Menu; immagine relativa alla videata degli stati dell'inverter e da cui poter comandare le variazioni degli stati stessi; è altresì presente la tensione sul DC-Link ed altri parametri di sistema

Il controllo risulta differente da quello scritto nel Cap. 4.2 e 4.3, poiché sono aggiunte tutte le parti relative alla protezione attiva e altre fasi di comando e controllo del convertitore, che durante le simulazioni di PSIM non si sono prese in considerazione. Le prove sono state condotte collegando alle due fasi di uno dei convertitori disponibili, la bobina da testare e mettere in prova.

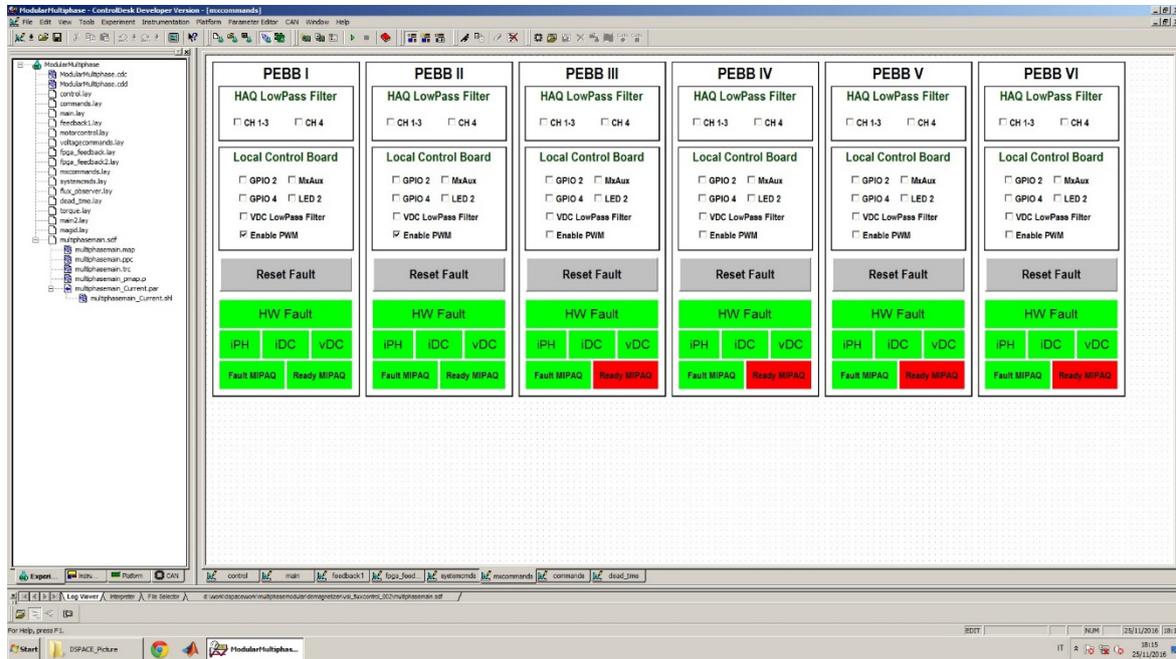


Figura 5.1-E: DSPICE MXCOMMANDS Menu; immagine relativa alla videata dei comandi applicabili ai sei inverter collegati al sistema globale, si può osservare che sono attivi solamente i primi due inverter di sei, di cui è stato utilizzato il primo; i comandi visualizzati servono per variare impostazioni di controllo o per verificare gli stati di errore

Quindi occorre un pezzo di materiale ferromagnetico che faccia da test: l’azienda ha portato con sé anche una serie di lavorati, appositamente scelti per effettuare diverse verifiche. Tra questi si sono testati: cuscinetti a sfera di varie dimensioni e fattezze, cilindri in acciaio pieno, viti e bulloni ed altri elementi. In Fig. 5.1-F si riporta un’immagine esemplificativa.



Figura 5.1-F: Alcuni esempi di elementi testati durante le prove in laboratorio; a sinistra un tipico cuscinetto a sfera, a destra un cilindro di prova in acciaio pieno

Il pezzo di materiale su cui si vuole effettuare la prova viene prima magnetizzato con l'impiego di un magnete permanente, per contatto diretto. Quindi, si misura l'effetto sul lavorato, con uno strumento di misura apposito, detto gaussometro, che il personale dell'azienda si è portato per poter condurre le prove. Tale strumento permette così di ottenere il valore dell'induzione residua in maniera puntuale. Quindi si effettua la prova inserendo il pezzo di prova all'interno dello smagnetizzatore.

Al termine di ciascuna prova, si è effettuata nuovamente la misurazione sul provino del valore dell'induzione residua, tramite il gaussometro, così da poter verificare l'efficacia della prova. In particolare, si è cercato di associare diversi tipi di oggetti e diversi profili di smagnetizzazione.

Tale fase di verifica dei valori dell'induzione magnetica, si è svolta con l'analisi puntuale del provino sottoposto a test, poiché ciascun elemento ha punti più critici rispetto ad altri in cui l'induzione può risultare superiore ai valori che l'azienda si è prefissata di raggiungere.

Si procede quindi dando i riferimenti di prova in prova e si verifica l'andamento dei risultati tramite l'oscilloscopio. Si possono infine salvare i risultati delle singole prove, sia con DSPACE, che converte in un file Matlab dove sono raccolti i valori di tutte le grandezze misurate e richieste, sia tramite oscilloscopio, che permette di acquisire una determinata schermata istantanea.

Tutto ciò al fine di ottenere una descrizione più accurata possibile degli andamenti delle grandezze elettriche oggetto di interesse. Durante le varie prove, si sono testati diversi profili delle grandezze elettriche da imporre alla bobina.

Poiché il controllo che si è adottato è quello di flusso descritto nel Cap. 4.2, quello che si può imporre è proprio il flusso della bobina ed il suo andamento nel tempo. Per cui i valori di interesse che si sono registrati sono stati: valore di corrente di picco, valore della frequenza delle oscillazioni, tipo di profilo in uscita (lineare o esponenziale) e tempo di caduta in uscita.

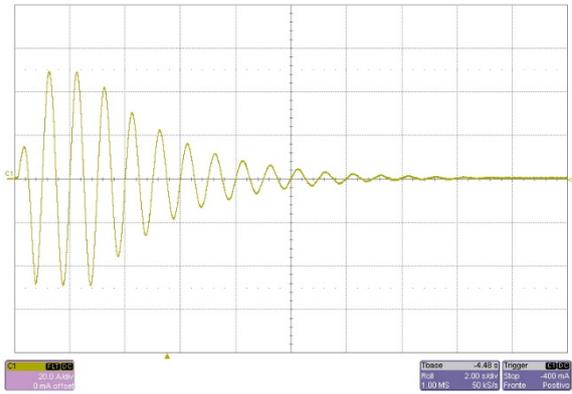
Le prove si sono svolte complessivamente su più giornate; una prima fase di test su una giornata soltanto, con un induttore, quindi successivamente una seconda fase di test con più bobina da testare e nuovi profili degli andamenti da comandare.

Come detto, durante le prove si sono utilizzate differenti tipologie di bobine, con forme, numero di spire differenti, per cui si sono classificate nella tabella di seguito le differenti tipologie di bobine utilizzate durante le prove ed il numero di test effettuato per ciascuna di esse e con che schema di decadimento del flusso, oltre ai valori di frequenza impostata e il valore indicativo di corrente di picco raggiunto durante i cicli.

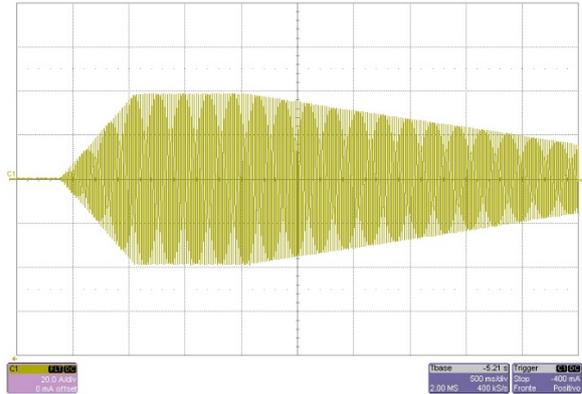
Nei file Appendici – Tabelle [3] e Appendici – Tabelle [4] si riportano le tabelle riassuntive di tutte le prove svolte durante il corso di questa Tesi, rispettivamente durante le prove del 12 ottobre e del 13 ottobre.

Le singole prove si riportano con il relativo file Matlab ed immagine da oscilloscopio (laddove presenti), valore di corrente ottenuto e profilo impiego, oltre al tempo di decadimento. Alla voce [3] degli Allegati – Cartelle, si riporta l'intero raggruppamento dei file risultanti dalle prove sperimentali, con ordine relativo per l'appunto alle tabelle di cui sopra.





**Figura 5.2-C: Grafico Prova Laboratorio su Bobina da 210 [mm] di diametro, 780 spire; test 4 del 12 ottobre**  
Sull'asse delle ordinate è riportata la corrente misurata, mentre sull'asse delle ascisse è riportato il tempo

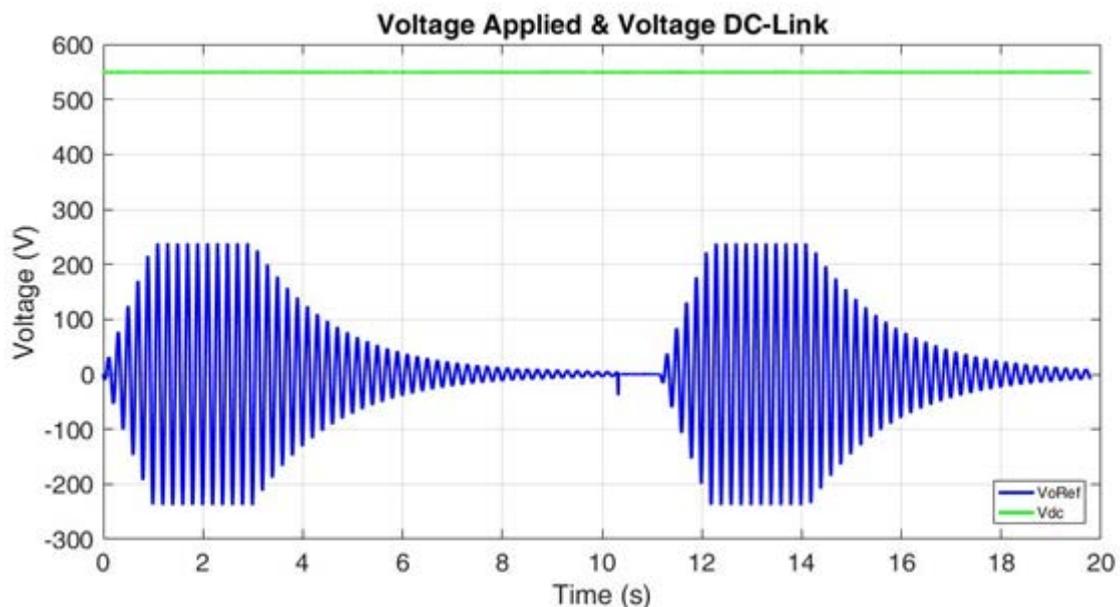


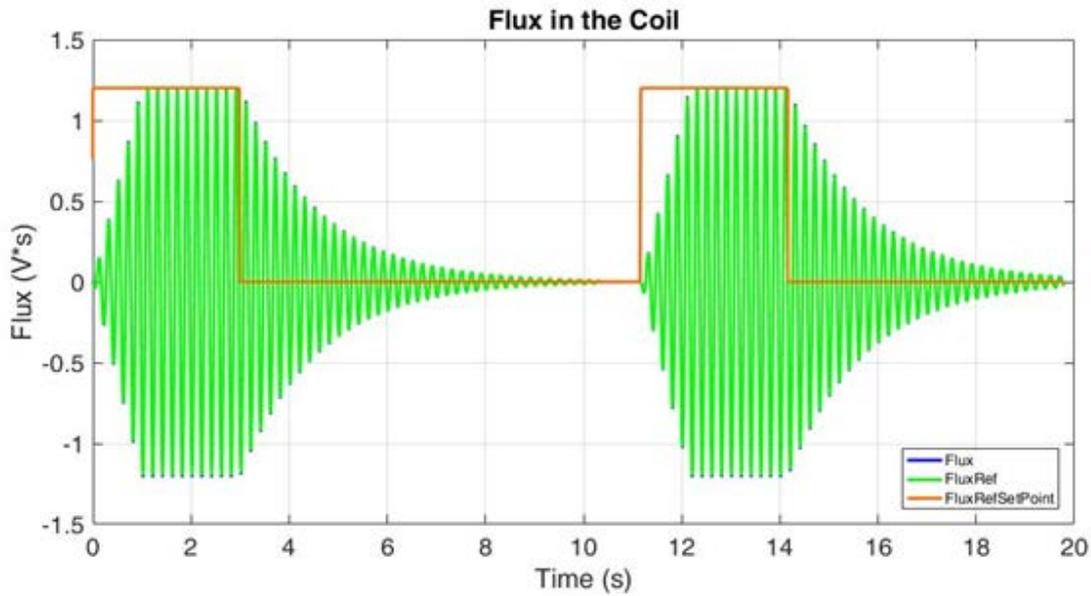
**Figura 5.2-D: Grafico Prova Laboratorio su Bobina da 210 [mm] di diametro, 780 spire; test 14 del 12 ottobre**  
Sull'asse delle ordinate è riportata la corrente misurata, mentre sull'asse delle ascisse è riportato il tempo

Ora si può analizzare due prove delle quattro precedenti più nel dettaglio; nell'analisi si andrà a sfruttare il relativo file Matlab, con cui generare ulteriori grafici più facilmente consultabili e quindi di maggiore interesse. Di particolare interesse, oltre agli andamenti delle grandezze elettriche come corrente, flusso e tensione, sono gli effetti del controllo e la sua relativa capacità di seguire il riferimento, oltreché le difficoltà vicino agli zeri di correnti.

Quest'ultimo dettaglio prevale soprattutto a basse correnti (e quindi basse tensioni), quindi generalmente verso la coda finale di decadimento, sia essa esponenziale oppure lineare. La Fig. 5.2-E, riporta il test numero 8 sulla bobina da 120 [mm] di diametro con 1156 spire, effettuata con una corrente di picco pari a circa 50 [A], andamento in uscita esponenziale decrescente e con un tempo di caduta pari a 10 [s]; la frequenza in uscita è pari a 5 [Hz].

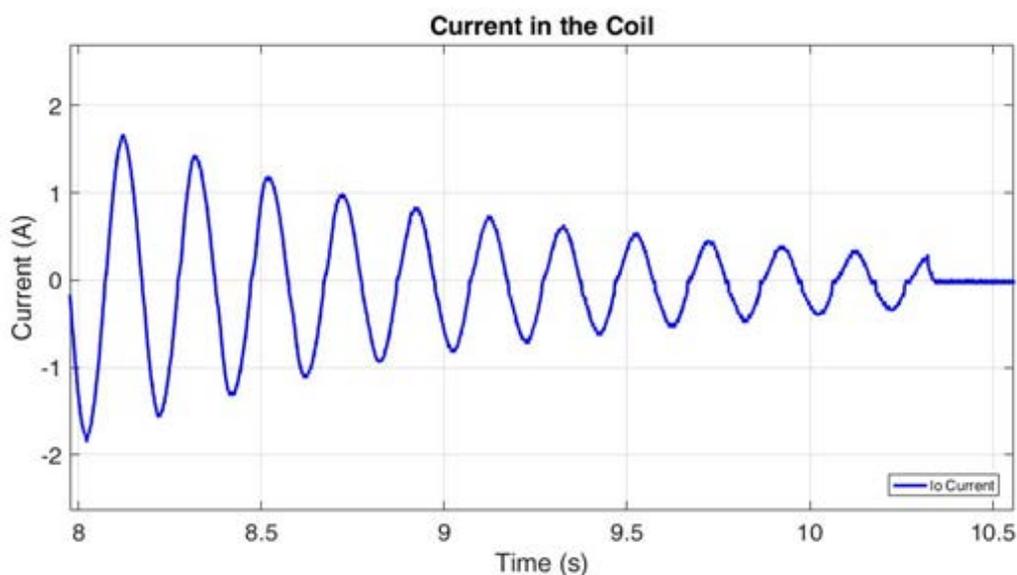
La smagnetizzazione è ripetuta due volte di seguito, per verificare la possibilità di un doppio passaggio ravvicinato su un provino particolarmente magnetizzato e di più difficile geometria.





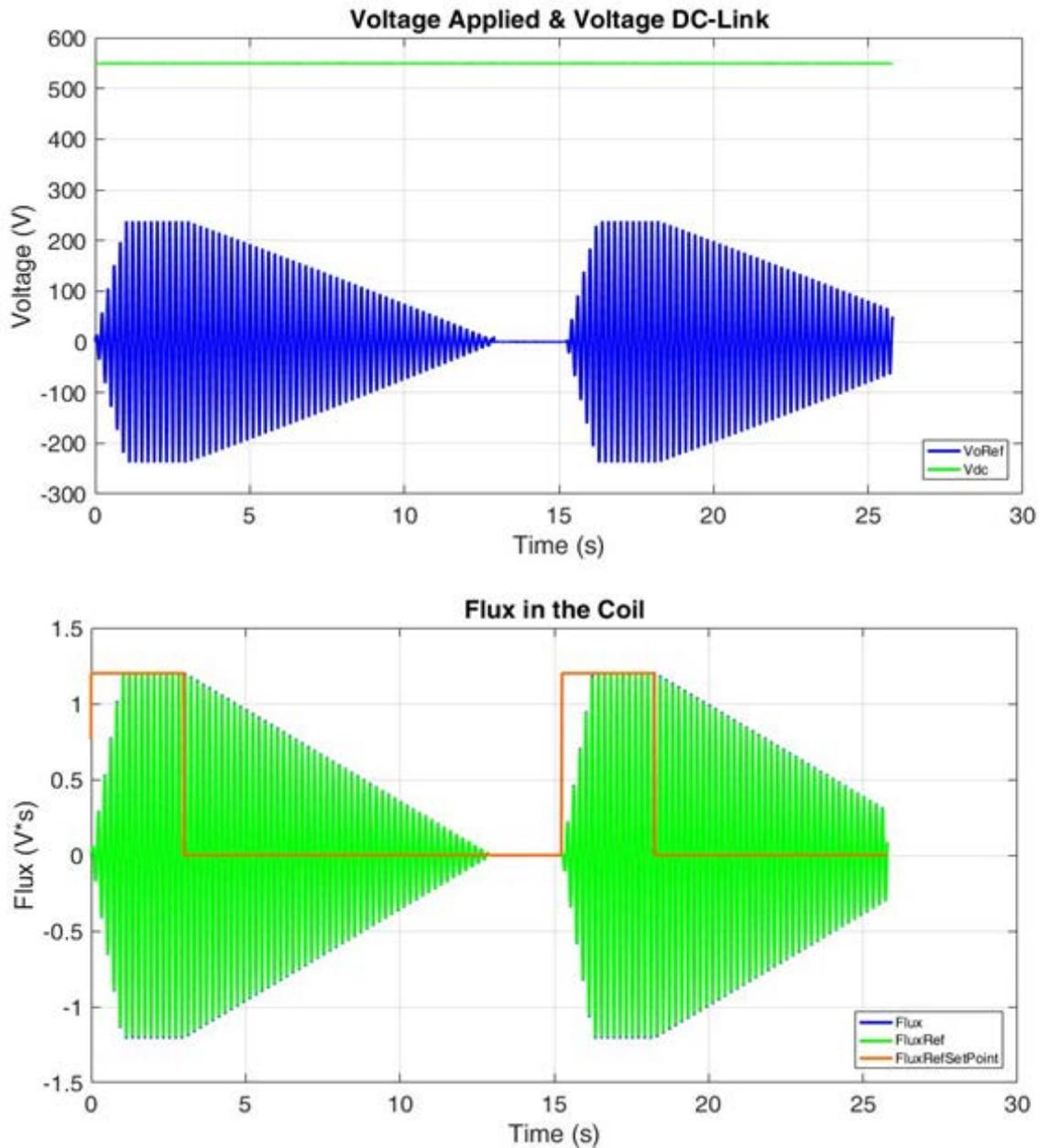
**Figura 5.2-E:** Grafici relativi al test 8 del 13 ottobre sulla bobina da 120 [mm] di diametro, 1156 spire; in alto il grafico della tensione applicata  $V_{oRef}$  e tensione del DC-Link  $V_{dc}$ ; nel grafico in basso: flusso di bobina osservato  $Flux$ , flusso di riferimento  $FluxRef$  e flusso obiettivo  $FluxRefSetPoint$ ; entrambi i grafici sono riferiti al tempo

Si può notare dai grafici riportati che il flusso viene seguito molto egregiamente, di fatto è difficile distinguere il flusso di riferimento dal flusso osservato; si riporta ora in Fig. 5.2.F un ingrandimento della corrente durante la fase di diminuzione esponenziale, in cui si vuole far tendere il valore a zero e dove ci sono i maggiori problemi, legati ad errori, tempi morti e difficoltà di controllo. Questo problema è di difficile risoluzione con questa struttura, poiché una volta che si scende sotto un certo valore di tensione, la corrente diventa difficile da controllare e si creano delle distorsioni, che implicano anche distorsione nel flusso. Per cui questo fenomeno è tanto più evidente quanto più è piccolo il valore di tensione da controllare. Si noti come il comando del flusso di riferimento passa dal valore massimo a zero istantaneamente e viene seguito in maniera smorzata, per l'appunto con decadimento esponenziale nel tempo.



**Figura 5.2-F:** Corrente nella bobina da 120 [mm] di diametro, 1156 spire, test 8 del 13 ottobre; ingrandimento della fase di termine dell'esponenziale, si può notare come la coda sia sporcata e leggermente distorta rispetto alla forma sinusoidale

Si passa ora a vedere i grafici relativi alla prova in Fig. 5.2-B; il test 9 si riferisce nuovamente alla bobina da 120 [mm], con 1156 spire. La differenza sta nel tipo di decadimento che si è scelto, ovvero con andamento lineare, in un tempo di 10 s, frequenza di 5 [Hz] ed ampiezza di 50 [A]. Anche in questo caso si ricavano dal file Matlab gli andamenti di tensione e flusso della bobina, riportati nelle Fig. 5.2-G.

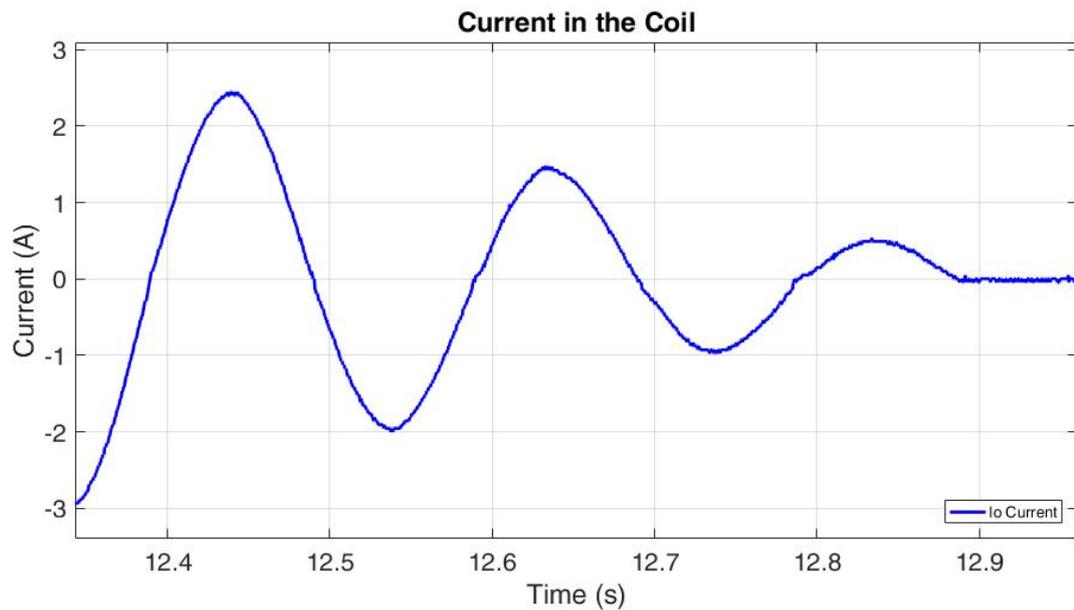


**Figura 5.2-G: Grafici relativi al test 9 del 13 ottobre sulla bobina da 120 [mm] di diametro, 1156 spire; in alto il grafico della tensione applicata  $V_{oRef}$  e tensione del DC-Link  $V_{DC}$ ; nel grafico in basso: flusso di bobina osservato  $Flux$ , flusso di riferimento  $FluxRef$  e flusso obiettivo  $FluxRefSetPoint$ ; entrambi i grafici sono riferiti al tempo**

Si può nuovamente operare un ingrandimento della fase di decadimento della corrente nella bobina, per osservare come si sviluppa la coda della corrente, di rilevante importanza. Il grafico relativo è riportato in Fig. 5.2-H.

Rispetto al caso con decadimento esponenziale, la fase finale si nota che è più ripida, viene affrontata cioè con una velocità molto più elevata. Si nota però che questo tipo di decadimento porta però più rapidamente a zero nella fase finale e quindi sono inferiori i

numeri di cicli a bassa o bassissima corrente, che sono anche quelli che soffrono maggiormente del fenomeno di distorsione dovuto ai tempi morti.



**Figura 5.2-H: Corrente nella bobina da 120 [mm] di diametro, 1156 spire, test 9 del 13 ottobre; ingrandimento della fase di decadimento dell'esponenziale, si può notare come la coda sia sporcata e leggermente distorta rispetto alla forma sinusoidale**

Il decadimento di tipo esponenziale quindi riduce più rapidamente nei primi istanti la corrente, ma tende poi ad essere più "lento" nella coda finale. Questo effetto comporta che si raggiunga più rapidamente il fenomeno dove i tempi morti sono enfatizzati, e vi si permane di più; mentre con un decadimento lineare si ottiene un taglio più ripido della fase di maggiore criticità.

## ***6. Confronto strutture e conclusioni***

### ***6.1 Confronto delle due strutture***

Alla fine dell'analisi delle due strutture, anche a livello di dimensionamento e di costo, si può passare ad effettuare un confronto. Anche se in parte ci sono state delle differenze, le due strutture hanno subito la stessa analisi nel corso di questa Tesi.

Per quanto riguarda la struttura CSI non si sono potute effettuare prove sperimentali, mentre per il VSI si è invece. Questo non permette di poter confrontare quelli che sono i risultati ottenuti in laboratorio, che si valuteranno in maniera a sé stante per il VSI.

Si parte con l'analisi strutturale, ovvero un confronto che si era già iniziato nel Cap. 2, all'interno della descrizione dei Cap. 2.2.1 e Cap. 2.2.2. La differenza è che adesso si può aggiungere la comprensione del funzionamento delle due strutture.

La struttura CSI presenta una notevole complessità in più rispetto alla struttura VSI; dal puro punto di vista dell'elettronica di potenza, vi sono molti componenti in più. Se lo stadio di pre-carica ed il relativo ponte a diodi è sostanzialmente identico, tanto che si sono scelti gli stessi elementi per il dimensionamento, così non è per gli stadi presenti in cascata.

La struttura VSI è costituita da un semplice ponte ad H, ovvero due gambe di inverter, componenti della SEMIKRON che sono moduli standard pre-fabbricati; la componentistica dell'elettronica di potenza termina qui. Ovviamente si devono intendere inclusi anche i relativi driver.

La struttura CSI, prevede l'impiego dello stadio multilivello, per cui vi saranno due componenti della SEMIKRON solo dedicati a questo. Poi vi saranno altri due componenti per realizzare il CSI vero e proprio, che si devono collegare opportunamente.

Essendo i moduli dei componenti simili come dimensioni, si intuisce immediatamente come vi sia una differenza di ingombro in primo luogo. Secondariamente, di dissipazione; infatti durante il dimensionamento della struttura CSI, si è dovuto inserire un dissipatore in più rispetto alla struttura VSI.

Questo vantaggio non è del tutto da sotto valutare, poiché significa avere una struttura più piccola, meno ingombrante e con una necessità inferiore di raffreddamento. Può lavorare in condizioni differenti se necessario; in catena di montaggio può risultare più compatto e quindi più semplice da inserire.

Oltre ovviamente ad una differenza di costo, che si può vedere dai risultati riportati nelle rispettive tabelle, in Appendici – Tabelle [1] e Appendici – Tabelle [2].

Inoltre completamente differente è il fabbisogno di componenti reattivi all'interno delle due strutture. Per la prima, il CSI, è necessario inserire il banco di condensatori all'ingresso per garantire la continuità dell'alimentazione. Dopo di che è necessario "splittare" l'alimentazione, per il DC-DC Multilivello, quindi si devono inserire dei condensatori, che siano in grado di erogare un valore efficace di corrente elevato.

In uscita vi è il filtro induttivo, che deve realizzare il DC-Link di corrente oltre che filtrarne il ripple. E questo è un elemento molto ingombrante, costoso e dissipativo. Infine vi è il condensatore da agganciare in parallelo alla bobina dello smagnetizzatore, per realizzare la risonanza e la compatibilità elettromagnetica del convertitore, che è un elemento in più da considerare nella struttura CSI.

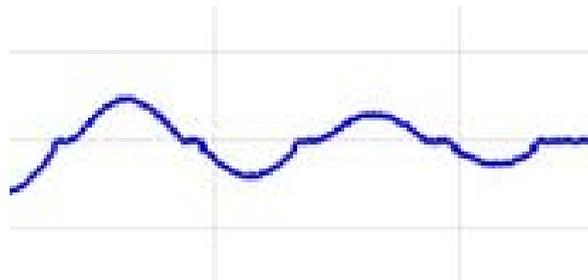
La struttura VSI, invece non necessita praticamente di alcun elemento reattivo extra: in ingresso i banchi di condensatore come il CSI per la continuità dell'alimentazione, mentre in uscita vi è già la bobina da alimentare. Il risparmio, in termini di costo, ingombro e dissipazione è notevole.

Si passa ora confrontare il funzionamento delle due strutture; il VSI esegue un controllo del flusso e realizza la funzione obiettivo del flusso. Questo consente di avere un legame diretto con il parametro della smagnetizzazione, ovvero il campo e la relativa induzione.

Gli inconvenienti sono legati alle problematiche che si trovano sulle strutture di questo tipo, a tensione impressa, nel dover gestire l'errore di tempo morto e la relativa caduta di tensione non facilmente correggibile.

A basse correnti, e questo si è potuto osservare principalmente nelle prove sperimentali, il controllo tende a non realizzare più bene il profilo. Infatti la corrente si è potuto osservare arrivare anche ad avere dei tratti in cui si annulla.

La forma d'onda che risulta si riporta in Fig. 6.1-A, e come si è visto precedentemente nel Cap. 5 durante le prove sperimentali, non è di forte disturbo rispetto al profilo ideale, poiché risulta comunque sufficientemente simmetrica.



**Figura 6.1-A:** Ingrandimento ulteriore di una delle prove sperimentali effettuate con la struttura VSI; fase di decadimento della corrente, si osservano gli zeri della corrente causati dalla non controllabilità a bassa tensione

Per cui questo difetto si può ritenere accettabile e quasi influente sul funzionamento della struttura VSI. I limiti della struttura VSI sono altri: la tensione di alimentazione pone una barriera al funzionamento.

Di fatto nel tratto a regime prima della fase di decadimento, la tensione applicata è in regime sinusoidale, per cui si può scrivere la Eq. 6.1-A, nel dominio dei fasori.

$$V_{out} = R_{coil} I_{coil-rms} + j\omega_{out} L_{coil} I_{coil} \quad \text{Eq. 6.1-A}$$

Si intuisce immediatamente che a frequenze più elevate, si limita la corrente, poiché la caduta sull'induttanza diventa rilevante. È altresì vero che normalmente, per i principi della smagnetizzazione, si cerca di mantenere basse frequenze a cui operare.

La struttura CSI ha lo stesso problema in realtà, infatti all'aumentare della frequenza, la tensione ai capi del condensatore in uscita aumenta di conseguenza, poiché la sollecitazione a gradino genera ugualmente delle risposte sinusoidali che dipendono dalla frequenza effettiva che si va instaurando.

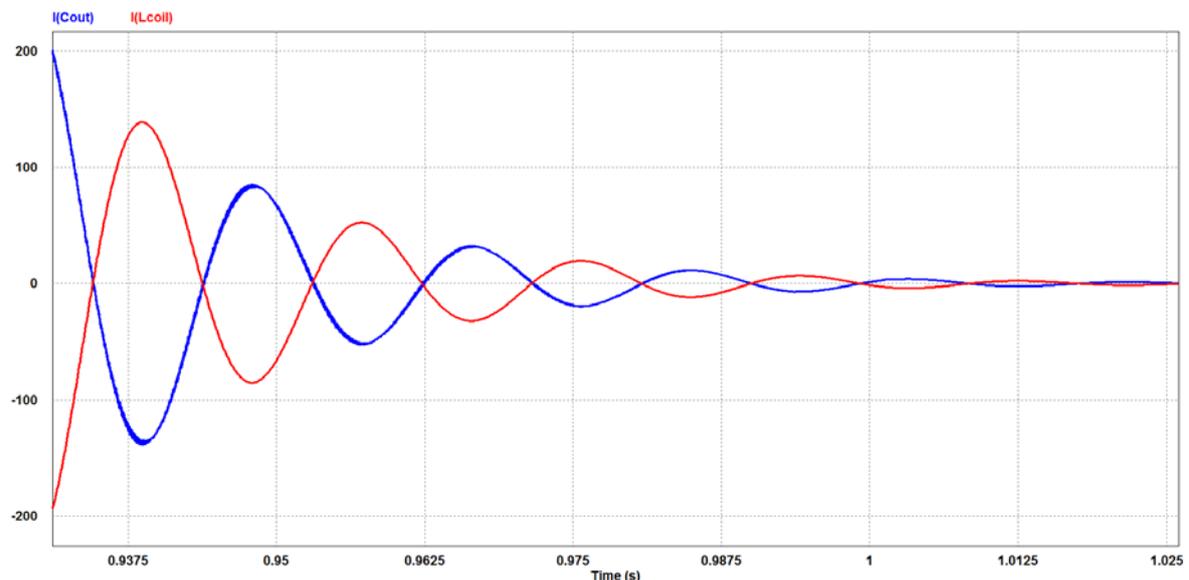
Differente però è il discorso riguardo al decadimento della corrente nella fase di uscita della forma d'onda. In questo caso il profilo risulta molto più "pulito", senza effetto di tempi morti o cadute di tensione, poiché è uno smorzamento naturale. Tale effetto si può osservare meglio in Fig. 6.1-B, tramite un ingrandimento di una delle simulazioni effettuate con PSIM.

La natura della risonanza assistita della struttura consente di ottenere correnti molto maggiori sulla bobina rispetto a quella che si sta impostando sul DC-Link di corrente, sfruttando la possibilità di far risuonare il parallelo tra induttanza e condensatore. Fattore che nella realtà può arrivare fino a 2-3 volte, spingere la struttura oltre non è consigliabile.

Per poter impostare una certa frequenza voluta, nel caso della struttura VSI questo è un parametro che si dà in ingresso e che viene realizzato dal controllo stesso.

Per la struttura CSI è più complesso, perché risulta un parametro che altera fisicamente il circuito risonante. La capacità  $C_{out}$  come diverse volte già ricordato, dipende da tale parametro.

Si deve quindi cambiare ogni volta tale parametro del circuito, che equivale ad un condensatore nell'ordine del [mF], per far variare la frequenza delle oscillazioni.



**Figura 6.1-B: Simulazione PSIM struttura CSI; si ingrandisce la fase di decadimento della corrente, sono riportate in blu la corrente nell'induttanza Lcoil ed in rosso la corrente nel condensatore Cout**

Inoltre il legame in realtà non è così semplice; perché si deve tenere conto dello smorzamento e quindi della frequenza effettiva che si va ottenendo.

In altre parole, risulta una struttura complessa, di difficile intercambiabilità e quindi non flessibile nel suo uso, al contrario della struttura VSI, che fissata la bobina, è in grado autonomamente di determinarne il valore e quindi regolare il controllo di conseguenza.

Senza aver bisogno di variare alcun parametro del circuito e questo è un dato importante, poiché inserito all'interno di un ciclo produttivo a catena continua, può fare la differenza.

## *6.2 Conclusioni Tesi*

Il lavoro sin qui svolto, porta a ragionare sulle diverse soluzioni presentate; tramite le simulazioni si è potuto osservare i pregi ed i difetti di entrambe le strutture, in funzione dell'obiettivo che ci si era prefissati. Il dimensionamento ha consentito di avere un'idea dei costi da sostenere per poter sviluppare un prototipo, fase necessaria se l'azienda volesse sviluppare il prodotto ed analizzarlo su più larga scala.

Le prove sperimentali hanno garantito il risultato dello sviluppo del controllo di flusso della struttura VSI e la sua implementazione. Si è potuto inoltre osservare sui provini portati dall'azienda l'efficacia del metodo di smagnetizzazione mediante strutture a commutazione forzata, contro il metodo a risonanza naturale.

Su questo ultimo punto è importante spendere due parole, poiché i risultati che si sono ottenuti, in merito ai valori di induzione residua, sono stati talvolta contrastanti. Per cui a priori non è sicuro che l'impiego di strutture a commutazione forzata garantisca una migliore smagnetizzazione rispetto al caso delle strutture a risonanza naturale. Quello che si può affermare con sicurezza, è la comodità che consentono queste strutture, in particolar modo la struttura VSI, la cui versatilità è indubbiamente un punto di forza. Oltre che il costo più contenuto rispetto alla struttura CSI.

La struttura CSI ha rappresentato in parte più tentativo di sviluppare un'idea che consentisse di ottenere una smagnetizzazione il più simile possibile a quella naturale, ma con la peculiarità di poter essere sostenuta nel tempo ed eventualmente modificabile in ampiezza con maggiore semplicità rispetto alla risonanza naturale.

Si deve considerare infatti tutta la serie di problematiche esposte nel Cap. 6.1, riguardo a tale struttura, poiché non di semplice utilizzo ed implementazione. I costi per svilupparla sono più elevati e l'efficacia del metodo non è così immediata.

Sicuramente ha dei vantaggi dal punto di vista della possibilità di applicare alla bobina dello smagnetizzatore correnti maggiori, senza doverne in realtà applicare l'intera quantità. Si intuisce però che il condensatore di risonanza debba essere dimensionato di conseguenza. Le problematiche maggiori si riscontrano nell'attuabilità e nella ripetibilità che ha questo metodo, che risulta sicuramente svantaggiosa rispetto alla configurazione VSI.

La necessità di dover variare la capacità in uscita per far variare la frequenza alla quale si vuole far risuonare il circuito, anche a parità di bobina impiegata, è una problematica non indifferente. Rende la frequenza di uscita una variabile modificabile in maniera discreta e non fine e continua come si vorrebbe.

Si può inoltre introdurre un discorso di perdite, ovvero rendimento globale delle due strutture, anche se nel corso di questa Tesi non si è affrontato a fondo; di fatto la struttura VSI presenta lo stesso stadio DC-AC della struttura CSI, in cui si è scelto di inserire lo stesso componente. Per cui è evidente che vi siano le stesse perdite a pari condizioni.

Invece sullo stadio DC-AC, presente in entrambe le strutture, si può affermare che le perdite siano piuttosto diverse. La struttura VSI è un classico inverter, quindi avrà perdite per commutazione e per conduzioni più o meno di pari entità. La struttura CSI, commuta a frequenze molto basse, quindi le perdite per commutazione saranno sicuramente più basse.

Però sono presente più elementi in serie, per la precisione 4 contro i 2 del VSI; questo implica maggiori perdite per conduzione, all'incirca il doppio. In complessivo, si può dire che lo stadio DC-AC della struttura CSI perde sicuramente più dello stadio VSI a pari condizioni di corrente e tensione commutate. Però di contro, per avere la stessa corrente efficace nella bobina, la corrente che si deve commutare nel caso della struttura CSI risulta inferiore, anche di 2-3 volte. Questo implica che le perdite nello stadio DC-AC risultino inferiori, a parità di utilizzo della bobina dello smagnetizzatore.

Si ha che nella struttura CSI, sia presente anche lo stadio DC-DC Multilivello, che implica un ulteriore aumento delle perdite. Si deve però tenere conto della corrente a cui viene effettuata tale analisi; di fatto per avere la stessa corrente sulla bobina dello smagnetizzatore a pari frequenza, si necessita di minore corrente e quindi ciascun elemento perde di meno. Risulta difficile quindi a priori stabilire quale struttura sia più efficiente in termini assoluti, si deve comprendere come relazionarli all'utilizzo specifico.

La richiesta dell'azienda si esaurisce quindi con lo studio delle due strutture in maniera teorica, senza ulteriore sviluppo; la fase di test sperimentali all'interno del Politecnico costituisce un tentativo di verifica, anche se senza avere sviluppato un vero e proprio prototipo per l'occasione.

Sebbene sia un tentativo interessante, la struttura CSI presenta molteplici svantaggi, rispetto ai vantaggi, che può presentare la struttura VSI, che portano a concludere che allo stato attuale, per il tipo di applicazione ricercata dall'azienda sia conveniente lo sviluppo di una struttura simile al caso VSI.

Se si potessero superare i limiti di tensione, imposti sia dalla tecnologia attuale dell'elettronica di potenza, sia anche dalle strutture di conversione a monte, garantendo quindi di poter innalzare il valore di frequenza e quindi riuscendo ad applicare con la struttura CSI la stessa corrente (a pari frequenza ed induttanza) in realtà con una corrente assorbita ben inferiore, di quanto non se ne potrebbe fare con la struttura VSI, allora potrebbe nascere un maggiore interesse verso tale concezione di risonanza assistita.

## **Bibliografia**

- [01] *"<http://www.bussi-demagnetizers.com/it/smagnetizzatori-elettronici-ad-impulsi/cause-e-conseguenze-del-magnetismo-residuo-nelle-lavorazioni-dei-metalli/>" indirizzo sito web ufficiale della Bussi - Demagnetizer*
- [02] *MagnetismoMoleolare.pdf*
- [03] *"Elettromagnetismo" di Alessandro Bettini*
- [04] *"Richiami di Elettromagnetismo" e-book di Prof. Graziano Cerri, disponibile al sito "<https://seremailragno.com/category/libri/ebook-libreria-digitale/elettromagnetismo/fondamenti-di-elettromagnetismo/>"*
- [05] *"Power Electronic" EE IIT Kharagrup – NPTEL – Chapter 39 e Chapter 40*
- [06] *"Power Eletronics" edizione inglese, di Daniel W. Hart*
- [07] *Dispense del corso di "Elettronica Industriale" del Prof. Radu Bojoi, del Politecnico di Torino – DENERG*
- [08] *Dispense del corso "Fondamenti di Automatica – Feedback vs Forward" del Prof. Leonardo Lanari, DIS, Università di Roma "La Sapienza"*
- [09] *Dispense del corso di "Conversione Statica" del Prof. Antonino Fratta, del Politecnico di Torino – DENERG*
- [10] *Dispense del corso di "Controlli Digitali" del Prof. Giampiero Pellegrino, del Politecnico di Torino - DENERG*
- [11] *"Elettronica di Potenza – Convertitori ed Applicazioni" edizione italiana, di Ned Mohan, Tore M. Undeland e William P. Robbins*
- [12] *"<http://www.semikron.com/>" sito web ufficiale della SEMIKRON; database relativo ai Datasheets ed al simulatore termico per componenti*

## ***Allegati***

### ***Datasheets***

- [01] SEMIKRON\_SKM200GBD126D.pdf
- [02] SEMIKRON\_SKM150GAL12TD.pdf
- [03] SEMIKRON\_SKM150GAR12T4.pdf
- [04] SEMIKRON\_SKD160-12.pdf
- [05] SEMIKRON\_SKHI22AR.pdf
- [06] KEMET\_C4DE-Family.pdf
- [07] KEMET\_ALS3-Family.pdf
- [08] SEMIKRON\_Heatsink.pdf
- [09] SEMIKRON\_Fan.pdf
- [10] SchneiderElectric\_Contattori.pdf
- [11] Bussman\_Fusibili.pdf
- [12] Bussma\_PortaFusibili.pdf
- [13] SchneiderElectric\_CircuitBreaker.pdf
- [14] SEMIKRON\_SKM200GB12E4.pdf

### ***Cartelle***

- [1] Structure\_CSI.zip
- [2] Structure\_VSI.zip
- [3] ExpResults.zip

# Appendici

## Tabelle

[1] Tabella Riassuntiva Costi\_CSI.xls:

Nome Componente	Tipo componente	Costo unitario	Quantità	Tot.
Bussmann FWH-80b	Fusibile di protezione	64,20 €	x3	€ 192,60
Bussmann J70100-3CR	Portafusibili	120,17 €	x1	€ 120,17
Schneider Electric GV3ME80	Interuttore automatico tripolare	599,74 €	x1	€ 599,74
SEMIKRON SKM150GAL12T4	Gamba Chopper Alta	55,06 €	x1	€ 55,06
SEMIKRON SKM150GAR12T4	Gamba Chopper Bassa	55,11 €	x1	€ 55,11
SEMIKRON SKM200GBD126D	Gamba Inverter CSI	114,94 €	x2	€ 229,88
SEMIKRON SKDA160/12	Ponte Trifase	88,13 €	x1	€ 88,13
SEMIKRON SKHI 22A R	Driver per IGBT	70,34 €	x4	€ 281,36
Scheda di Controllo e sensori	Scheda PCB	500,00 €	x1	€ 500,00
KEMET C4DEFQ6260A8TK	Condensatore a Film	82,09 €	x2	€ 164,18
KEMET ALS31A332MF350	Condensatore Elettrolitico	39,28 €	x8	€ 314,24
Induttore Trifase	Filtro AC	200,00 €	x1	€ 200,00
Coppia di Induttori	Filtro DC-Link	250,00 €	x1	€ 250,00
SEMIKRON KL285/180	Dissipatore	38,44 €	x1	€ 38,44
SEMIKRON KL285/300	Dissipatore	61,50 €	x2	€ 123,00
SEMIKRON SKF 3-230-1	Ventola di raffreddamento	16,40 €	x3	€ 49,20
Schneider Electric LC1D65G7	Circuito di precarica	298,39 €	x1	€ 298,39
Componenti secondari	Spese ulteriori	1.000,00 €	x1	€ 1.000,00
				<b>Totale: € 4.559,50</b>

[2] Tabella Riassuntiva Costi\_VSI.xls:

Nome Componente	Tipo componente	Costo unitario	Quantità	Tot.
Bussmann FWH-80b	Fusibile di protezione	64,20 €	x3	€ 192,60
Schneider Electric GV3ME80	Interuttore automatico tripolare	599,74 €	x1	€ 599,74
SEMIKRON SKM200GB12E4	Gamba Inverter VSI	106,76 €	x2	€ 213,52
SEMIKRON SKDA160/12	Ponte Trifase	88,13 €	x1	€ 176,26
SEMIKRON SKHI 22A R	Driver per IGBT	70,34 €	x2	€ 140,68
Scheda Controllore e sensori	Scheda PCB	500,00 €	x1	€ 500,00
KEMET ALS30A103QT400	Condensatore Elettrolitico	101,13 €	x6	€ 606,78
Induttore Trifase	Filtro AC	200,00 €	x1	€ 200,00
SEMIKRON KL285/180	Dissipatore	38,44 €	x1	€ 38,44
SEMIKRON KL285/300	Dissipatore	61,50 €	x1	€ 61,50
SEMIKRON SKF 3-230-1	Ventola di raffreddamento	16,40 €	x2	€ 32,80
Schneider Electric LC1D65G7	Circuito di precarica	298,39 €	x2	€ 596,78
Componenti secondari	Spese ulteriori	1.000,00 €	x1	€ 1.000,00
				<b>Totale: € 4.359,10</b>

[3] *TabellaRisultati\_12oct.xls:*

12 - October - 2016					
File Matlab	File Oscilloscopio	Profilo	Ampiezza	Tfall	Frequenza
lphi120_1156sp_tst1	Bobina_120_1156sp1	lin	45 A	10 s	5 Hz
-	Bobina_120_1156sp2	lin	45 A	10 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst3	Bobina_120_1156sp3	exp	45 A	10 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst4	Bobina_120_1156sp4	exp	45 A	10 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst5	Bobina_120_1156sp5	exp	45 A	20 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst6	Bobina_120_1156sp6	exp	45 A	20 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst7	Bobina_120_1156sp7	exp	45 A	20 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst8	Bobina_120_1156sp8	exp	45 A	20 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst9	Bobina_120_1156sp9	exp	45 A	10 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst10	Bobina_120_1156sp10	lin	45 A	10 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst11	-	lin	30 A	10 s	20 Hz
lphi120_1156sp_tst12	Bobina_120_1156sp12	exp	30 A	10 s	20 Hz
lphi120_1156sp_tst13	Bobina_120_1156sp13	exp	45 A	20 s	1 Hz
lphi120_1156sp_tst14	Bobina_120_1156sp14	exp	45 A	20 s	1 Hz
lphi120_1156sp_tst15	Bobina_120_1156sp15	exp	45 A	10 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst16	Bobina_120_1156sp16	exp	40 A	10 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst17	Bobina_120_1156sp17	exp	45 A	5 s	10 Hz
lphi120_1156sp_tst18	Bobina_120_1156sp18	exp	45 A	5 s	10 Hz
lphi120_1156sp_tst19	Bobina_120_1156sp19	exp	45 A	10 s	10 Hz
lphi120_1156sp_tst20	Bobina_120_1156sp20	exp	45 A	10 s	10 Hz
lphi120_1156sp_tst21	Bobina_120_1156sp21	exp	45 A	20 s	10 Hz
lphi120_1156sp_tst22	Bobina_120_1156sp22	exp	60 A	10 s	5Hz
lphi120_1156sp_tst23	Bobina_120_1156sp23	exp	55 A	10 s	2 Hz
lphi120_1156sp_tst24	Bobina_120_1156sp24	exp	50 A	10 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst25	Bobina_120_1156sp25	lin	50 A	10 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst26	Bobina_120_1156sp26	exp	50 A	10 s	5 Hz
lphi120_1156sp_tst27	Bobina_120_1156sp27	exp	50 A	10 s	5 Hz
lphi210_780sp_tst1	Bobina_210_780sp1	exp	50 A	10s	5 Hz
lphi210_780sp_tst2	Bobina_210_780sp2	exp	50 A	20 s	1 Hz
lphi210_780sp_tst3	Bobina_210_780sp3	exp	38 A	10 s	20 Hz
lphi210_780sp_tst4	Bobina_210_780sp4	exp	50 A	20 s	1 Hz
lphi210_780sp_tst5	Bobina_210_780sp5	exp	50 A	20 s	5 Hz
lphi210_780sp_tst6	Bobina_210_780sp6	exp	35 A	20 s	20 Hz
lphi210_780sp_tst7	Bobina_210_780sp7	exp	50 A	10 s	5 Hz
lphi210_780sp_tst8	Bobina_210_780sp8	exp	50 A	10 s	5 Hz
lphi210_780sp_tst9	Bobina_210_780sp9	exp	50 A	20 s	5 Hz
lphi210_780sp_tst10	Bobina_210_780sp10	exp	50 A	20 s	5 Hz
lphi210_780sp_tst11	-	a passaggio	50 A	a passaggio	50 Hz
lphi210_780sp_tst12	-	a passaggio	50 A	a passaggio	50 Hz
lphi210_780sp_tst13	-	a passaggio	50 A	a passaggio	50 Hz
lphi210_780sp_tst14	-	lin	45 A	2 s	50 Hz
lphi210_780sp_tst15	Bobina_210_780sp11	lin	65 A	2 s	10 Hz
lphi210_780sp_tst16	Bobina_210_780sp12	lin	50 A	5 s	10 Hz
lphi210_780sp_tst17	Bobina_210_780sp13	exp	50 A	30 s	5 Hz
lphi210_780sp_tst18	Bobina_210_780sp14	lin	40 A	10 s	50 Hz
lphi210_780sp_tst19	Bobina_210_780sp15	exp	50 A	10 s	50 Hz
-	Bobina_210_780sp16	exp	10 A	10 s	50 Hz
lphi210_780sp_tst20	Bobina_210_780sp17	lin	50 A	2 s	20 Hz

[4] TabellaRisultati\_13oct.xls:

13 - October - 2016					
File Matlab	File Oscilloscopio	Profilo	Ampiezza	Tfall	Frequenza
BobinaGiogoC_612sp1	BobinaGiogoC_612sp1	exp	18 A	10 s	20 Hz
BobinaGiogoC_408sp1	BobinaGiogoC_408sp1	a passaggio	18 A	a passaggio	50 Hz
BobinaGiogoC_408sp2	BobinaGiogoC_408sp2	a passaggio	18 A	a passaggio	50 Hz
BobinaGiogoC_408sp3	-	exp	45 A	10 s	20 Hz
BobinaGiogoC_408sp4	BobinaGiogoC_408sp4	lin	45 A	6 s	20 Hz
Bobina120_1156sp_1	Bobina120_1156sp_1	a passaggio	50 A	a passaggio	5 Hz
Bobina120_1156sp_2	Bobina120_1156sp_2	a passaggio	50 A	a passaggio	5 Hz
Bobina120_1156sp_3	Bobina120_1156sp_3	lin	50 A	10 s	5 Hz
Bobina120_1156sp_4	Bobina120_1156sp_4	exp	50 A	10 s	5 Hz
Bobina120_1156sp_5	Bobina120_1156sp_5	exp	50 A	10 s	5 Hz
Bobina120_1156sp_6	Bobina120_1156sp_6	exp	50 A	10 s	5 Hz
Bobina120_1156sp_7	Bobina120_1156sp_7	exp	50 A	10 s	5 Hz
Bobina120_1156sp_8	Bobina120_1156sp_8	exp	50 A	10 s	5 Hz
Bobina120_1156sp_9	Bobina120_1156sp_9	lin	50 A	10 s	5 Hz
-	Bobina120_1156sp_10	a passaggio	55 A	a passaggio	5 Hz
Bobina120_1156sp_11	-	exp	38 A	10 s	20 Hz
Bobina120_1156sp_12	Bobina120_1156sp_12	exp	52 A	10 s	5 Hz
Bobina1156sp_1	Bobina1156sp_1	exp	52 A	10 s	5 Hz
Bobina1156sp_2	Bobina1156sp_2	exp	52 A	10 s	5 Hz
Bobina1156sp_4	Bobina1156sp_4	exp	52 A	10 s	5 Hz
Bobina1156sp_5	Bobina1156sp_5	exp	52 A	10 s	5 Hz
Bobina1156sp_6	Bobina1156sp_6	exp	40 A	2,5 s	20 Hz
Bobina1156sp_7	Bobina1156sp_7	exp	45 A	10 s	2 Hz
Bobina1156sp_serie2_1	Bobina1156sp_serie2_1	lin	45 A	10 s	5 Hz
Bobina1156sp_serie2_2	Bobina1156sp_serie2_2	lin	45 A	10 s	5 Hz
Bobina1156sp_serie2_3	Bobina1156sp_serie2_3	lin	45 A	10 s	5 Hz
Bobina1156sp_serie2_4	Bobina1156sp_serie2_4	lin	45 A	10 s	5 Hz
Bobina1156sp_serie2_5	Bobina1156sp_serie2_5	lin	45 A	10 s	5 Hz
Bobina1156sp_serie2_6	Bobina1156sp_serie2_6	lin	45 A	10 s	5 Hz
Bobina1156sp_serie2_7	Bobina1156sp_serie2_7	exp	45 A	10 s	5 Hz
Bobina1156sp_serie2_8	Bobina1156sp_serie2_8	exp	45 A	10 s	5 Hz
Bobina1156sp_serie2_9	Bobina1156sp_serie2_9	exp	50 A	10 s	5 Hz
-	Bobina1156sp_serie2_10	exp	54 A	10 s	5 Hz
Bobina650sp_380x280_1	Bobina650sp_380x280_1	exp	50 A	10 s	5 Hz
Bobina650sp_380x280_2	Bobina650sp_380x280_2	exp	50 A	10 s	5 Hz
Bobina650sp_380x280_3	Bobina650sp_380x280_3	exp	50 A	10 s	5 Hz
Bobina585sp_380x280	Bobina585sp_380x280	exp	50 A	2 s	5 Hz
Bobina2_500sp1	Bobina2_500sp1	exp	50 A	10 s	10 Hz
Bobina2_500sp2	Bobina2_500sp2	exp	50 A	10 s	10 Hz
Bobina2_500sp3	-	exp	50 A	10 s	10 Hz

## Codici

### [1] COMMISSIONING:

```
case COMMISSIONING:
{
    switch(Flag)// 0=calcolation of voltage drop and resistance, 1=calculation of inductance
    {
        case 0://calculation of voltage drop and resistance
        {
            switch(Test) // 0=first step, 1=second step, 2=calculation
            {
                case 0://first current step
                {
                    SlewRateLimiter(&vRef_Test[Test],&deltaV,&vRef);
                    voRef=vRef;
                    duty.a=vRef*inv_vdc;

                    duty.b=0;
                    duty.c=0;

                    Dio=(io-io_prec)*fs;

                    if((Dio<0.01) && (Time>0.2))
                        FlagCount=1;

                    if(FlagCount==1)
                    {
                        Vtest[Test]+=voRef;
                        Itest[Test]+=io;
                        i++;

                        if(i>=100)
                        {
                            i=0;
                            counter=0;
                            Time=0;
                            FlagCount=0;
                            Test=1;
                        }
                    }
                }
            }
        }
    }
}
```

```
    }  
    //exit from case test=0  
    break;  
  
    case 1://second current step  
    {  
        SlewRateLimiter(&vRef_Test[Test],&deltaV,&vRef);  
        voRef=vRef;  
        duty.a=vRef*inv_vdc;  
  
        duty.b=0;  
        duty.c=0;  
  
        Dio=(io-io_prec)*fs;  
  
        if((Dio<0.01) && (Time>0.2))  
            FlagCount=1;  
  
        if(FlagCount==1)  
        {  
            Vtest[Test]+=voRef;  
            Itest[Test]+=io;  
            i++;  
  
            if(i>=100)  
            {  
                i=0;  
                counter=0;  
                Time=0;  
                FlagCount=0;  
                Test=2;  
            }  
        }  
    }  
    //exit from case test=1  
    break;  
  
    case 2://calculation and current reset  
    {  
        Vtest[0]=Vtest[0]*0.01;
```

```

        Vtest[1]=Vtest[1]*0.01;
        Itest[0]=Itest[0]*0.01;
        Itest[1]=Itest[1]*0.01;

        Rcoil=(Vtest[1]-Vtest[0])/(Itest[1]-Itest[0]);
        Vth_eq=Vtest[0]-Rcoil*Itest[0];

        vRef=0.0;
        duty.a=0;
        duty.b=0;
        duty.c=0;

        voRef=0;

        amp_dt=Vth_eq;

        Flag=1;
        Test=0;
        counter=0;
        Time=0;
    } //exit from case test=2
    break;
}
} //exit from case Flag=0
break;

case 1://calculation of inductance
{
    switch(FlagL)// 0=waiting current fall 1=voltage step 2=calculation/assignment
    {
        case 0://waiting current fall
        {
            duty.a=0;
            duty.b=0;
            duty.c=0;

            if(io<1)
                FlagL=1;
        } //exit from case FlagL=0
    }
}

```

```
break;

case 1://voltage step
{

    if(Time>0.2)
    {
        duty.a=1;
        duty.b=0;
        duty.c=0;
        i++;

        if(i>2)
        {
            vL=vdc-Rcoil*io/2-Vth_eq;
            Lcoil=(2*Ts*vL)/io;
            FlagL=2;

            duty.a=0;
            duty.b=0;
            duty.c=0;

        }
    }
    else
    {
        duty.a=0;
        duty.b=0;
        duty.c=0;
    }
}

} //exit from case FlagL=1
break;

case 2://calculation/assignment
{

    duty.a=0;
    duty.b=0;
    duty.c=0;
```

```
        if(Time>0.3)
        {
            State=READY;

            FluxObs.R=Rcoil;
            FluxObs.L=Lcoil;
            FluxObs.g=gObs;

            CalcPIPar(&FluxController,&FluxObs);

            FlagL=0;
            i=0;
            vL=0;
            counter=0;
            Time=0;
        }
        } //exit from case FlagL=2
        break;
    }
} //exit from case Flag=1
break;
}
} //exit from case COMMISSIONING
break;
```