## POLITECNICO DI TORINO

Collegio di Ingegneria Elettrica

## Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica

Tesi di Laurea Magistrale

## Convertitori di potenza innovativi ET multilivello per la Media Tensione: modelli di calcolo e verifiche comparative di progetto



### Relatore

Prof. Ing. Antonino Fratta

**Co-relatore** 

Ing. Gabriele Festuccia

Candidato

Edoardo Matteo Marchica

Settembre 2018

#### <u>Ringraziamenti</u>

Desidero ringraziare tutti coloro che mi hanno sostenuto e incoraggiato nella stesura di questa tesi.

Per primo il mio relatore, Prof Antonino Fratta, per la conoscenza che così generosamente ha voluto trasmettermi, i preziosi consigli, la disponibilità.

Grazie all'ingegnere Festuccia per avermi dato la possibilità di visitare la Centrale Enel (PC)" Edoardo Armaldi" La Casella, illustrandomi dettagliatamente il suo funzionamento.

Grazie alla mia famiglia, i miei genitori, mia sorella, per il sostegno e la fiducia. Hanno voluto donarmi ali per volare e ora spero di librarmi in volo.

Ringrazio gli amici che mi sono stati vicini, in particolare Mario ed Enrico che mi hanno affettuosamente ospitato durante l'ultimo periodo di stesura di questa tesi.

Per ultimi, ma non meno sentiti, i ringraziamenti vanno a Silvana il cui costante appoggio mi ha permesso di superare i momenti di fatica maggiore.

Grazie a tutti

Edoardo Marchica

### INDICE

PARTE I. Tecnologia e innovazione in MT dei convertitori di potenza
I.A. Stato dell'arte e necessità dell'innovazione in Media Tensione
I.A.1 Introduzione alla conversione di potenza elettrica e alla richiesta di innovazione in
MT11
I.A.2 Classificazione dei convertitori di potenza
I.A.2.1 Cenni sui convertitori diretti
I.A.2.2 VSI vs CSI: fondamenti del vantaggio competitivo15
I.A.2.2.a) Generalità sui componenti reattivi per DC-link15
I.A.2.2.b) Realizzazione e proprietà di celle canoniche Hard-Switching PWM VSI e
I.A.2.2.c) Valori del successo dei CSI a commutazione naturale: efficienza e
amdaolinta
I.A.2.3 Strutture CSI per la MT con componenti a semiconduitori in serie
I.A.2.3.a) Load – Commutated Inverter (LCI)
I.A.2.3.6) PWM Current Supplied Inverter (PWM CSI)
1.A.3 Inverter trifase a tensione impressa: riferimento VSI in B1
I.A.4 Strutture competitive e sottoclassi di convertitori VSI multilivello
I.A.4.1 Neutral Point Clamped (NPC) e relativa sottoclasse
I.A.4.2 Flying Capacitors (3-L FC) e relativa sottoclasse
I.A.4.3 La sottoclasse dei Cascaded H – Bridge (CHB)
I.A.4.4 Comparazione di complessità circuitale e problematiche applicative dei MLC.
I.A.5 Idealità e innovazione delle proprietà strutturali e tecnologiche per la MT
I.A.5.1 Idealità di riferimento e fattibilità del convertitore ET perfetto per la MT35
I.A.5.2 Punti qualificanti della applicazione di convertitori di potenza in MT
I.B Concetto ET di conversione e dimensionamento in sistemi trifase
I.B.1 Concetti, blocchi circuitali e proprietà: ET PWM Stage + 3x3 ET/AC Matrix 39
I.B.2 Trasformazioni AC/ET e proprietà ET in VSI trifase
I.B.2.1 Trasformazione AC/ET e proprietà delle componenti di tensione ET trifase. 41
I.B.2.1.a) Concetto della trasformazione ET/AC e applicazione alle componenti
fase-neutro41
I.B.2.1.b) Trasformazione ET/AC applicata alle componenti fase-medio

I.B.2.1.c) Generica matrice di trasformazione binaria B <sub>ET/AC</sub> trifase	44
I.B.2.1.d) Proprietà numeriche delle tensioni ET per la regolazione PWM	45
I.B.2.2 Trasformazione e proprietà delle correnti ET	46
I.B.2.2.a) Forme d'onda di corrente al variare del fattore di potenza	46
I.B.2.2.b) Correnti ET: grafici dei valori di picco, medio ed efficace	49
I.B.2.2.c) Coefficienti di forma d'onda e funzioni per il calcolo della potenza	
dissipata	50
I.B.2.2.d) Proprietà ET di dimensionamento e potenza	52
I.B.3 Strutture ET canoniche e fondamentali	53
I.B.3.1 Concezione della struttura ET canonica elementare: ET ibrido2	53
I.B.3.2 Switch Matrix 4x3 per la regolazione di ampiezza in discesa delle tensioni	AC.
	54
I.B.3.3 Proprietà ET di dimensionamento a fattore di potenza limitato	56
I.B.3.3.a) Dimensionamento e progetto in funzione del fattore di potenza nomina	ale
	56
I.B.3.3.b) Esemplificazione per inverter	57
I.B.3.3.c) Esemplificazione per un Active Front End (AFE)	58
I.B.4 Strutture ET PWM multilivello non ibride per la MT.	60
I.B.4.1 Correlazione di dimensionamento di inviluppi e transizione in 5-L ET $3\Phi$ V	/SI
	60
I.B.4.2 Caso esemplare per la MT: 6-L ET 3Φ AFE con 2-L T-choppers	62
I.B.4.3 Caso esemplare di inverter per la MT: 6-L ET $3\Phi$ VSI con 3-L T-choppers	64
I.C. Definizione delle specifiche di progetto per un azionamento ET in MT	68
I.C.1 Attualità e tecnologia dei convertitori in MT	68
I.C.1.1 Standard di tensione per impianti in MT, azionamenti e IGBT di potenza	68
I.C.1.2 Topologia di riferimento per il mercato degli azionamenti in MT: 7-L CHB	. 70
I.C.2 Convertitore AC/ET/AC ottimale in MT (6-L)	72
I.C.2.1 Note e scelta del numero di livelli	72
I.4.2.2 Schema completo del convertitore 6-L AC/ET/AC	73
I.C.2.2.a) ET PWM Stage & ET-DC-link	73
I.C.2.2.b) Stadio ausiliario o di potenza ridotta, per il bilanciamento di carica	74
I.C.2.2.c) Componenti in serie nelle matrici ET/AC: protezione dal c.c. e	
industrializzazione	75
I.C.3 Specifiche numeriche di progetto	77

I.C.3.1 Specifiche trifase ingresso/uscita.	78
I.C.3.3 Caratteristiche di potenza e dipendenza dalla tensione	79
I.C.3.4 Semiconduttori di potenza: tensione, corrente, tipi, effetti termici	80
PARTE II: Programma di calcolo ET e di progetto ai valori medi	84
II.A Finalità del programma di calcolo e di progetto della struttura 6-L AC/ET/AC	84
II.B Programma di calcolo di valor medio in 6-L AC/ET/AC	86
II.B.1 Simulazione della regolazione per lo stadio ET PWM	87
II.B.1.1 Trasformazioni AC/ET utilizzate nel programma	87
II.B.1.2 Opportunità e ottimizzazione nella gestione del modo comune	89
II.B.1.2.a) Gestione ottima del modo comune nel funzionamento ETE	90
II.B.1.2.b) Gestione ottima del modo comune nel funzionamento T2E	91
II.B.1.3 Calcolo delle tensioni ET di riferimento e visualizzazione dei duty cycle	93
II.B.1.4 Calcolo delle correnti ET di riferimento nel caso di funzionamento two-	
phases-ON	95
II.B.2 Applicazione della 4x3 ET-Matrix e reiezione di modo comune	96
II.B.2.1 Valori caratteristici della matrice $B_{ET/AC}$	96
II.B.2.2 Applicazione e calcolo della reiezione di modo comune	. 100
II.B.3 Visualizzazione delle forme d'onda nelle condizioni più significative	. 101
II.B.3.1 Forme d'onda delle grandezze ET e AC da inverter	. 101
II.B.3.1.a) modalità ETE	. 103
II.B.3.1.b) modalità T2E	. 104
II.B.3.1.c) Calcolo del THD delle tensioni fase-neutro di uscita	. 105
II.B.3.2 Forme d'onda delle grandezze ET e AC da AFE	. 108
II.C Programma di calcolo per il dimensionamento dell'ET-DC-link	. 110
II.C.1 Correnti e quantità di carica risultanti nell'ET-DC-link	.110
II.C.1.1 Scomposizione delle componenti DC e AC di corrente	. 113
II.C.1.2 Calcolo del ripple di quantità di carica	.114
II.C.1.3 Correlazione di fase e frequenza	. 115
II.C.2 Dimensionamento e progetto dell'ET-DC-link	.116
II.C.2.1 Dimensionamento in tensione	.118
II.C.2.2 Calcolo del massimo valore efficace di corrente	.118
II.C.2.3 Calcolo del massimo valore picco-picco della quantità di carica	. 119
II.C.2.4 Dimensionamento della capacità dei condensatori	. 120
II.C.2.5 Calcolo del ripple di tensione	. 121

II.C.3 Calcolo del bilanciamento di carica	121
II.C.3.1 Verifiche di progetto ed efficienza	122
II.D Programma di calcolo delle perdite nei semiconduttori di potenza	125
II.D.1 Dimensionamento in tensione/corrente e caratteristiche dei componenti	125
II.D.1.1 Selezione dei componenti a semiconduttore	126
II.D.1.1.a) Componenti dell'ET-PWM-Stage	126
II.D.1.1.b) Componenti delle ET-Matrix	127
II.D.1.2 Caratteristiche di perdita dei componenti selezionati	128
II.D.2 Calcolo delle perdite nelle parti attive della struttura 6-L AC/ET/AC	129
II.D.2.1 Valutazione delle perdite nell'ET-PWM-Stage	130
II.D.2.1.a) Perdite per conduzione	130
II.D.2.1.b) Perdite per commutazione	131
II.D.2.2 Valutazione delle perdite nelle ET-Matrix	132
II.D.3 Grafici di perdita totale	133
APPENDICI	140
A.A Confronto tra la conversione a tensione impressa e quella a corrente impressa	140
A.A.1 Fondamenti comparativi di costo tra VSI e CSI monofase	140
A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzio	one143
A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzi A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di invilup	one 143 po e
A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzi A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di invilup transizione	one 143 po e 148
A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzi A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di invilupj transizione A.B.1 Correnti di inviluppo	one 143 po e 148 149
<ul> <li>A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzio</li> <li>A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di invilupi</li> <li>transizione</li> <li>A.B.1 Correnti di inviluppo</li> <li>A.B.1.1 Calcolo del valore medio</li> </ul>	one 143 po e 148 149 149
<ul> <li>A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzione</li> <li>A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppi</li> <li>transizione</li> <li>A.B.1 Correnti di inviluppo</li> <li>A.B.1.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.1.2 Calcolo del valore efficace</li> </ul>	one 143 po e 148 149 149 151
<ul> <li>A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzione</li> <li>A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppi</li> <li>transizione</li> <li>A.B.1 Correnti di inviluppo</li> <li>A.B.1.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.1.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.2 Corrente di transizione</li> </ul>	one 143 po e 148 149 149 151 152
<ul> <li>A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzione</li> <li>A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppi</li> <li>transizione</li> <li>A.B.1 Correnti di inviluppo</li> <li>A.B.1.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.1.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.2 Corrente di transizione</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio</li> </ul>	one 143 po e 148 149 149 151 152 152
<ul> <li>A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzio</li> <li>A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppi</li> <li>transizione</li> <li>A.B.1 Correnti di inviluppo</li> <li>A.B.1.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.1.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.2 Corrente di transizione</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio</li> </ul>	one 143 po e 148 149 149 151 152 152 153
<ul> <li>A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzione</li> <li>A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppi transizione</li> <li>A.B.1 Correnti di inviluppo.</li> <li>A.B.1.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.1.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.2 Corrente di transizione.</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.3 Sintesi dei coefficienti di forma d'onda.</li> </ul>	one 143 po e 148 149 149 151 152 153 154
<ul> <li>A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzione</li> <li>A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di invilupi transizione</li> <li>A.B.1 Correnti di inviluppo</li> <li>A.B.1.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.1.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.2 Corrente di transizione.</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.2.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.2.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.3 Sintesi dei coefficienti di forma d'onda.</li> <li>A.C Formulazione analitica dei termini di perdita di una cella canonica di commutazione</li> </ul>	one 143 po e 148 149 149 151 152 152 153 154 ione
<ul> <li>A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzione</li> <li>A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppi transizione</li> <li>A.B.1 Correnti di inviluppo</li> <li>A.B.1.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.1.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.2 Corrente di transizione</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.2.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.3 Sintesi dei coefficienti di forma d'onda</li> <li>A.C Formulazione analitica dei termini di perdita di una cella canonica di commutaz forzata</li> </ul>	one 143 po e 148 149 149 151 152 152 153 154 ione 156
<ul> <li>A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzione</li> <li>A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppi transizione</li> <li>A.B.1 Correnti di inviluppo.</li> <li>A.B.1.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.1.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.2 Corrente di transizione.</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.2.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.3 Sintesi dei coefficienti di forma d'onda.</li> <li>A.C Formulazione analitica dei termini di perdita di una cella canonica di commutazi forzata</li> <li>A.C.1 Perdite per conduzione</li> </ul>	one 143 po e 148 149 149 151 152 152 153 154 ione 156
<ul> <li>A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzione</li> <li>A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppi transizione</li> <li>A.B.1 Correnti di inviluppo.</li> <li>A.B.1.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.1.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.2.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.3 Sintesi dei coefficienti di forma d'onda.</li> <li>A.C Formulazione analitica dei termini di perdita di una cella canonica di commutazi forzata</li> <li>A.C.1 Perdite per conduzione</li> <li>A.C.2 Perdite per commutazione</li> </ul>	one 143 oo e 148 149 149 151 152 152 153 154 ione 156 158
<ul> <li>A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzio</li> <li>A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppi transizione</li> <li>A.B.1 Correnti di inviluppo.</li> <li>A.B.1.1 Calcolo del valore medio .</li> <li>A.B.1.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.2 Corrente di transizione.</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio .</li> <li>A.B.2.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.3 Sintesi dei coefficienti di forma d'onda.</li> <li>A.C Formulazione analitica dei termini di perdita di una cella canonica di commutazi forzata</li> <li>A.C.1 Perdite per conduzione .</li> <li>A.D Formulazione analitica delle perdite dell'inverter ET ibrido2</li> </ul>	one 143 oo e 148 149 149 151 151 152 153 154 ione 156 156 158 160
<ul> <li>A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzio</li> <li>A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppi transizione</li> <li>A.B.1 Correnti di inviluppo.</li> <li>A.B.1.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.1.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.2 Corrente di transizione.</li> <li>A.B.2.1 Calcolo del valore medio</li> <li>A.B.2.2 Calcolo del valore efficace</li> <li>A.B.3 Sintesi dei coefficienti di forma d'onda.</li> <li>A.C Formulazione analitica dei termini di perdita di una cella canonica di commutazi forzata.</li> <li>A.C.1 Perdite per conduzione</li> <li>A.D Formulazione analitica delle perdite dell'inverter ET ibrido2</li> <li>A.D.1 Perdite dell'ET-PWM-Stage</li> </ul>	one 143 oo e 148 149 149 151 152 152 153 154 ione 156 156 158 160 160

A.D.1.2 Perdite per commutazione
A.D.2 Perdite della 3x3 ET-Matrix
A.E Valutazione comparativa delle perdite nelle parti attive tra inverter ET ibrido2 e 2-L
VSI
A.E.1 Formulazione delle perdite dell'inverter ET ibrido2 ai fini dell'analisi comparativa
A.E.1.1 Perdite per conduzione164
A.E.1.2 Perdite per commutazione
A.E.2 Formulazione delle perdite del 2L-VSI166
A.E.3 Valutazione comparativa delle perdite per conduzione168
A.E.4 Valutazione comparativa delle perdite per commutazione168
INDICE DELLE FIGURE
INDICE DELLE TABELLE
BIBLIOGRAFIA

#### PARTE I. Tecnologia e innovazione in MT dei convertitori di potenza.

#### I.A. Stato dell'arte e necessità dell'innovazione in Media Tensione

L'elettrificazione delle attività produttive e umane è un processo in corso più che secolare. In questo ambito, la conversione regolata dell'energia, necessaria per una efficiente utilizzazione dell'energia elettrica, ha una storia pressoché secolare. Limitandosi alla conversione statica a semiconduttori, esiste più di mezzo secolo di storia della tecnologia specifica, in qualsiasi campo di applicazione fino alla alta potenza e tensione.

L'applicazione dei convertitori statici segue l'elettrificazione generale, per la richiesta della massima efficienza energetica in processi produttivi, impianti e sistemi elettrici dalla produzione a qualsiasi utilizzazione dell'energia elettrica. Questo avviene in quanto la forma e la qualità ottimale per la generazione e la distribuzione dell'energia elettrica non sono mai ottimali, per gli utilizzatori dell'energia.

Non sono quindi gli aspetti quantitativi, risolvibili con più semplici trasformatori, a indirizzare all'uso dei convertitori di potenza, bensì quelli qualitativi e di regolazione, per l'adattamento migliore o ottimale alle esigenze di ciascun utente dell'energia elettrica, in tempo reale.

Il tutto vale analogamente qualora si consideri una qualsiasi altra sorgente di energia elettrica, come ad esempio gli accumulatori elettrochimici, oggi tanto di attualità nel settore automobilistico.

# I.A.1 Introduzione alla conversione di potenza elettrica e alla richiesta di innovazione in <u>MT</u>

Il processo storico di ottimizzazione energetica, recentemente definito anche *efficientamento*, richiede quasi sempre nuove proprietà di adattamento tra sorgente e utenza, che possono essere realizzate solo dai convertitori statici di potenza elettrica.

Questo processo è in corso in ogni settore, e si può dire che ha raggiunto effettivi livelli di eccellenza, ovvero di *stato dell'arte* consolidato, solo in alcuni di essi.

Senza dubbio, lo stato dell'arte delle applicazioni in Bassa Tensione BT, in particolare di tipo industriale, è consolidato da più decenni, ricomprendendo ogni aspetto anche relativo alle migliori proprietà di regolazione e accuratezza, necessarie e richieste. Tuttavia, in molteplici altri settori le esigenze specifiche non hanno ancora prodotto risultati analoghi, in genere per insufficiente know-how in combinazione con la disponibilità economicamente compatibile delle tecnologie di base.

Un esempio significativo per l'impatto ambientale e sulla efficienza generale della elettrificazione globale, è dato dal settore di applicazioni di potenza medio alta in Media Tensione *MT*, storicamente diffuso a partire dalle utenze di servizio negli stessi impianti di generazione dell'energia elettrica. Analogamente, al medesimo livello della MT, esistono meno diffuse applicazioni nel trasporto e nella distribuzione non convenzionali, come ad esempio la distribuzione via mare ovvero la alimentazione *off-shore* di piattaforme a altre utenze marine, fino a ricomprendere impianti in mare di generazione di energie rinnovabili, eoliche marine o altre.

Il lavoro viene focalizzato pertanto sulle applicazioni in MT, che sono riconosciute ancora distanti da uno stato dell'arte della conversione che possa dirsi adeguato, per una reale completa diffusione dell'uso di convertitori.

Affrontare in modo esaustivo lo studio della conversione dell'energia elettrica è pertanto un compito arduo, per ragioni storiche e di vastità delle conoscenze e delle tecnologie coinvolte. Questo vale anche limitandosi alla sola MT, particolarmente nella prospettiva di delineare scenari futuri o le proposte innovative, che possano rappresentarne lo stato dell'arte, viceversa tuttora in corso di sviluppo.

Una struttura radicalmente innovativa di conversione di potenza è stata sviluppata in questo stesso Politecnico dal Prof. Fratta, che ne ha motivato le proprietà in modo comparativo rispetto alle tecnologie note, teoriche o reperibili commercialmente. L'esistenza di questo nuovo concetto e famiglia di strutture di conversione, denominati *Envelope Transition* o più sinteticamente *ET*, offre la possibilità di una attività di approfondimento scientifico su una base già maturata dal punto di vista concettuale e tecnologico. Il lavoro è comunque focalizzato sulle applicazioni in MT, che sono scientificamente oggetto della innovazione per ogni requisito di qualità e regolazione, in una combinazione non ancora realizzata, neppure concepibile senza radicali innovazioni tecnologiche di base.

Viceversa, l'innovazione ET è un concetto e un know-how che permettono l'immediato utilizzo e il pieno sfruttamento di tecnologie diffuse e affidabilmente utilizzate da decenni, seppure in altre topologie e strutture di conversione.

Nella prospettiva di introdurre il nuovo concetto ET in modo concreto, dal punto di vista comparativo e di classificazione, la prima parte è dedicata alla revisione dello stato dell'arte storico corrente. Se necessario, per maggiore concretezza lo studio fa particolare riferimento alla MT e all'applicazione negli azionamenti elettrici. In questo modo, il concetto innovativo ET viene identificato come possibile idealità di riferimento dello stato dell'arte prossimo, in termini comparativi rispetto alle conoscenze e alle realizzazioni consolidate e condivise nel settore.

La seconda parte è quindi dedicata alle verifiche numeriche di un *case study* specifico, in modo da fornire risultati numerici accurati sulla base di specifiche di progetto significative in MT.

Le appendici sono utilizzate per una lettura più immediata del testo, riportando risultati e approfondimenti specifici, opportuni per completare basi di conoscenza adeguate alla vastità di conoscenze coinvolte.

#### I.A.2 Classificazione dei convertitori di potenza

Anticipata da decenni di previsioni scientifiche, fondate sulle proprietà dei materiali e dei dispositivi di potenza che li adottano, sono concordemente definite differenti classi di strutture e topologie di convertitori. La molteplicità delle soluzioni praticabili ed effettivamente utilizzate giustifica il fatto che esistano classificazioni semplificate, in funzione della tipologia di applicazioni per le quali sono orientate. Nella figura è riportata una classificazione comune per le strutture di conversione di potenza media e alta, valida per applicazioni di Bassa e Media Tensione, utilizzabile anche negli azionamenti elettrici in MT.



Figura 1 - Classificazione delle strutture di conversione per la MT

La prima distinzione è tra convertitori di potenza diretti e indiretti:

- i primi sono detti *diretti* in quanto prevedono una connessione "diretta" tra utenza e sorgente, attraverso idonee strutture di soli dispositivi a semiconduttore;
- i secondi, invece, sono detti *indiretti* in quanto realizzano la conversione della potenza elettrica tramite due stadi distinti, attraverso un comune sistema di accumulo dell'energia, in forma induttiva o capacitiva, detto "DC-link"; i due stadi possono essere nominati raddrizzatore e inverter, in quanto connessi alla sorgente e all'utenza, rispettivamente.

I convertitori indiretti si distinguono ulteriormente in strutture *a corrente impressa (CSI)* e *a tensione impressa (VSI)*, a seconda della natura reattiva dei componenti che ne costituiscono il DC–link. La distinzione tra VSI e CSI e il confronto tra diverse topologie, in classi e sottoclassi, sono sviluppate nel seguito evidenzare aspetti significativi per l'applicazione e l'innovazione in MT.

#### I.A.2.1 Cenni sui convertitori diretti

Per quanto riguarda la conversione diretta, la topologia storicamente rappresentativa delle potenze più elevate è il *cicloconvertitore*. A partire da una terna trifase di tensioni di

ampiezza e frequenza costanti il cicloconvertitore è in grado di regolare la potenza su una utenza di ampiezza e frequenza variabili, in un campo di regolazione limitato soprattutto in frequenza a causa delle proprietà della commutazione naturale di SCR (Silicon Controlled Rectifier). Anche la distorsione di tensione e corrente che ne consegue rappresentano un limite applicativo del cicloconvertitore. In ogni caso, tale struttura consente di ottenere un flusso di potenza in entrambe le direzioni, in modo molto efficiente pur con limitate prestazioni dinamiche. Per superare i limiti dinamici di regolazione, analoghi *convertitori a matrice* fanno parte di questa categoria, utilizzando la commutazione forzata e la modulazione di larghezza di impulsi (PWM). Questi ultimi non vengono inclusi nella classificazione in quanto poco diffusi in MT, proprio perché non possono ridurre strutturalmente nè la THD di tensione, né la ampiezza delle discontinuità applicate alla utenza.

#### I.A.2.2 VSI vs CSI: fondamenti del vantaggio competitivo

I convertitori a tensione impressa (VSI) si stanno imponendo come più competitivi per la regolazione PWM per molteplici ragioni, tutte concorrenti. Allo stato dell'arte, le soluzioni PWM "hard-switching" rimangono comunque distanti da quelle a commutazione naturale per molti aspetti di reale interesse applicativo. In ogni caso, si distinguono dapprima le principali proprietà dei dispositivi e dei circuiti, separatamente per i componenti di potenza reattivi e a semiconduttore.

#### I.A.2.2.a) Generalità sui componenti reattivi per DC-link

Per quanto riguarda gli elementi reattivi, non vi è alcun dubbio sulla maggiore efficienza generale dei condensatori. Ad esempio, in particolare, in una condizione di "riposo" della conversione, cioè di potenza nulla ma con energia accumulata nei rispettivi DC-link, un condensatore deve semplicemente sostenere la tensione di lavoro, puramente continua quindi con perdite pressoché nulle, mentre un induttore, a causa della resistenza serie dell'avvolgimento, dissiperà costantemente in ragione della corrente condotta dal current-DC-link, con dipendenza quadratica dalla corrente.

In definitiva, per questa sola ragione, pressoché ogni tipo di convertitore CSI prevede la regolazione della variabile di stato induttiva del suo DC-link, ovvero un particolare e più complesso stadio di conversione adatto, alla regolazione della corrente del suo DC-link.

Al contrario, nei convertitori di tipo VSI non esiste il problema della regolazione della tensione del DC-link, se non per ulteriori affinamenti e vantaggi competitivi di ordine superiore.

I.A.2.2.b) Realizzazione e proprietà di celle canoniche Hard-Switching PWM VSI e CSI.

Posto che la funzione elementare canonica può sempre essere simboleggiata da un deviatore ideale, la differenza si palesa nella realizzazione interna dei tripoli deviatori, ovvero degli interruttori e diodi che realizzano la funzionalità del deviatore, con i segni di tensione e corrente prefissati o richiesti, come evidenziato in figura.

Le strutture canoniche di un inverter, dette anche gambe di inverter (inverter legs), devono infatti operare in modo duale:

- VSI: bidirezionalità di corrente, non reversibilità in tensione;

- CSI: unidirezionalità, reversibilità.

Partendo dalla disponibilità di semplici interruttori bipolari (BJT, IGBT ecc.) e di diodi veloci, nella figura sono riportate le connessioni necessarie, utilizzando il simbolo dell'interruttore polarizzato per rappresentare dispositivi unidirezionali e non reversibili. Quanto è schematicamente realizzato nella figura evidenzia la ripetibilità del collegamento in (anti)parallelo di switch e diodo in un VSI, il loro collegamento in serie in un CSI.



Figura 2 – Realizzazione a semiconduttore dei tripoli deviatori ideali di VSI e CSI monofase

Il confronto strutturale di perdita è quanto mai semplificato dal fatto che, per tutti i semiconduttori, le perdite nello stato di conduzione sono di ordini di grandezza superiori a quelle nello stato di interdizione.

In condizioni nominali di esercizio, pertanto, le perdite in un CSI saranno almeno doppie, di quelle di un VSI realizzato con i medesimi componenti.

Nel caso in cui la potenza richiesta dal carico si riduca, per esempio a zero, il divario diverge:

- VSI: si annulla la corrente di uscita e si annullano le perdite per conduzione e commutazione del convertitore (il rendimento può rimanere sostenuto);
- CSI: si annulla la tensione di uscita, la corrente nei dispositivi a semiconduttore è costante pari a quella del DC-link, così la potenza dissipata (il rendimento rapidamente si annulla).

Per quanto riguarda le perdite per commutazione, in convertitori PWM, il confronto risulta ancora a vantaggio della famiglia di convertitori a tensione impressa: la maglia di commutazione del VSI monofase è costituita da due soli componenti attivi e da un condensatore (generatore di tensione); la maglia di commutazione del CSI monofase comprende, invece, quattro componenti attivi e il condensatore (generatore di tensione) che rappresenta il carico. Questo significa che le induttanze parassite di un CSI sono più grandi di quelle di un VSI, limitando le derivate di corrente in commutazione, ovvero i tempi delle commutazioni sono superiori. Ne segue che le perdite per commutazione di un PWM CSI sono maggiori di quelle di un PWM VSI.

Dall'analisi comparativa delle proprietà strutturali emerge la netta convenienza di impiego dei convertitori a tensione impressa, rispetto a quelli a corrente impressa.

I.A.2.2.c) Valori del successo dei CSI a commutazione naturale: efficienza e affidabilità.

Sommando in serie le caratteristiche nel piano elettrico di un interruttore unidirezionale e non reversibile, tipo transistor, e di un diodo, elemento ripetibile dei convertitori a corrente impressa, si realizzano le caratteristiche elettriche di un tiristore, come simboleggiato in figura.



La versione più datata e "lenta" in commutazione dei tiristori è detta SCR (Silicon Controlled Rectifier). Gli SCR possono operare esclusivamente in commutazione "naturale", in particolare posso essere comandati ad operare solo la commutazione di chiusura, il *turn-ON*, mentre la loro apertura avviene appunto naturalmente quando la corrente condotta si annulla.

La stabilità dello stato di conduzione auto rigenerato internamente, grazie alle proprietà di *latching* della struttura bipolare a quattro strati, giustifica le proprietà di robustezza e affidabilità che gli sono riconosciute da sempre. Storicamente, pertanto, inizialmente venivano utilizzati esclusivamente CSI a commutazione naturale.

La sostituzione, della serie di switch e diodo con un solo tiristore, fa sì che in ogni istante di tempo, il numero di componenti contemporaneamente in conduzione passi da due a uno, per ciascuna fase. I tiristori inoltre risultano, inoltre, i migliori da un punto di vista delle proprietà di conduzione, visto che la sua caratteristica di conduzione è prossima a quella di un diodo.

Per questi motivi le perdite per conduzione di un CSI a SCR risultano di gran lunga inferiori a quelle di un PWM VSI, per duplici motivi:

- Cadute e perdite di conduzione inferiori (SCR vs transistor);

- Perdite per commutazione pressochè nulle, ma grazie alla commutazione naturale.

Infatti, non è possibile alcuna regolazione PWM, con gli SCR.

Da un punto di vista dell'efficienza, il CSI a commutazione naturale non è comunque eguagliabile da nessuna struttura conosciuta di conversione VSI.

Un altro punto di forza di questi convertitori è certamente quello dell'affidabilità.

Poiché la corrente è impressa, infatti, i CSI non patiscono l'insorgere di sovracorrenti e corto circuiti, ovvero vi provvedono per definizione di proprietà economicamente realizzabili. Teoricamente essi incorrerebbero in guasto solo nel caso in cui si manifestasse una opportuna sovratensione inversa, ma eventuali soppressori di sovratensioni sono molto economici in molteplici tecnologie.

Il principale problema di affidabilità dei convertitori VSI, viceversa, è la sovracorrente, ovvero la risposta al corto circuito di qualsiasi guasto. Un soppressore di sovracorrenti è infatti quanto di più difficile e antieconomico da realizzare.

Seppure i VSI non si possano definire poco affidabili, in definitiva essi non raggiungono i livelli di eccellenza dei CSI a commutazione naturale: visto che tali convertitori sono sprovvisti di soppressori di sovracorrenti, si deve disporre di sistemi di diagnostica in tempo reale della presenza di condizioni di funzionamento anomale e, in particolare, di corto circuito, per poter provvedere in tempo reale.

Si osservi, infine, che nel caso di un PWM CSI, ad esempio impiegato in un azionamento elettrico, ai fini della compatibilità delle commutazioni è necessario collegare ai morsetti della macchina dei condensatori di filtro, non necessario in commutazione naturale. In ogni caso, la tensione in uscita dal convertitore e ai terminali della macchina elettrica non è discontinua. In questi casi diventa possibile alimentare direttamente macchine elettriche progettate per la alimentazione in tensione sinusoidale, senza importanti *derating* e riduzioni di affidabilità.

Viceversa, l'utilizzo di VSI in azionamenti elettrici richiederebbe macchine appositamente progettate per la alimentazione in tensione discontinua, con notevoli incrementi di costo o problematiche logistiche, in caso di impianti esistenti da efficientare.

D'altro canto, l'induttore del DC – link di un CSI a SCR ingombra, pesa e dissipa molto di più, in generale, rispetto ai condensatori che compongono un VSI DC-link.

Dalle considerazioni fatte si evincono i grandi pregi della famiglia dei convertitori CSI a commutazione naturale che costituiscono, ancora oggi, il riferimento tecnico e commerciale dal punto di vista dell'affidabilità e dell'efficienza, a maggior ragione in MT.

#### I.A.2.3 Strutture CSI per la MT con componenti a semiconduttori in serie.

Gli inverter storicamente più diffusi nell'ambito della Media Tensione sono di tipo CSI, prima a commutazione naturale e poi di tipo PWM. Il *load – commutated inverter* (LCI) ha avuto la più ampia applicazione nei decenni passati, in virtù di semplicità circuitale, elevata efficienza e affidabilità, ridotti costi e manutenzione, grazie alla commutazione naturale di SCR. Notevole la possibilità di realizzare convertitori di tensioni teoricamente qualsiasi, grazie alla serie diretta di singoli interruttori, nel caso di commutazione naturale. Ancor più notevole la realizzazione industriale e la robustezza della serie di Hockey Puck in "stack", una tecnica di industrializzazione che è simbolo della affidabilità dei convertitori in MT di alta potenza. I principali svantaggi della struttura, basso fattore di potenza e alta distorsione armonica delle correnti di ingresso, ma soprattutto le limitate proprietà di regolazione, hanno portato alla richiesta di mercato e alla adozione di più recenti PWM – CSI.

#### I.A.2.3.a) Load – Commutated Inverter (LCI)

Il Load Commutated Inverter è uno dei primi convertitori sviluppati per gli azionamenti a velocità variabile di alta potenza, che impiega esclusivamente SCR, ovvero la commutazione naturale. In figura è mostrata una configurazione completa AC/AC, con trasformatore di ingresso a molteplici secondari per la alimentazione di raddrizzatori totalcontrollati in serie. Viceversa, gli SCR lato inverter sono direttamente in serie, come nella industrializzazione di stack di dissipatori per il montaggio di Hockey Puck.



Figura 3 - Schema di principio di un LCI con raddrizzatore a 18 impulsi a SCR

Il raddrizzatore, nel suo complesso, fornisce una corrente continua regolabile che, filtrata dall'induttore del DC – link, alimenta l'inverter a corrente impressa e regolabile. Poiché non è possibile comandare il turn – OFF degli SCR, essi vengono commutati naturalmente dalla tensione del carico, che deve presentare fattore di potenza reattivo capacitivo, affinché siano verificate le condizioni di commutazione corretta e completa.

Nel caso di macchine asincrone, ai morsetti di uscita del convertitore (completo di reattanza di commutazione) allo scopo si collegano tre condensatori, che hanno anche il compito di ridurre la distorsione armonica di tensione, ovvero in particolare di annullare ogni discontinuità ai terminali della macchina.

Le correnti in uscita dall'inverter presentano forma d'onda pressoché squadrata (six-step) con i canonici contenuti armonici di bassa frequenza (5<sup>a</sup>, 7<sup>a</sup>, 11<sup>a</sup>, 13<sup>a</sup>). La presenza di tali armoniche produce ondulazione di coppia e perdite addizionali, di statore e gabbia.

L'impiego di SCR per la realizzazione dei due stadi fa sì che il convertitore presenti bassi costi di installazione e manutenzione; l'assenza di regolazione PWM e la semplicità circuitale risultano, invece, in un'elevata efficienza. Queste caratteristiche rendono gli LCI indicati per azionamenti di di potenza qualsiasi, diffusi fino alle decine di MW, dove non sono richieste elevate prestazioni dinamiche.

Nel caso in figura, cioè con trasformatore a secondari molteplici, quanti raddrizzatori distinti in serie, non risulta necessario installare dei filtri passivi a monte del trasformatore

di alimentazione, per ridurre la distorsione armonica di corrente. Rimane il problema della compensazione del fattore di potenza fondamentale, variabile con le condizioni di funzionamento, tipico dei raddrizzatori controllati.

I.A.2.3.b) PWM Current Supplied Inverter (PWM CSI)

La scarsa prestazione dinamica offerta da un Load Commutated Inverter ha portato allo sviluppo di nuove strutture da esso derivate che impiegano dispositivi a semiconduttore per la commutazione forzata, tipo GTO e IGCT, che consentono l'implementazione della regolazione PWM. Tra queste è qui utile citare il Pulsewidth – Modulation Current Supplied Inverter (PWM CSI), per la sua topologia direttamente derivata dallo LCI. A differenza dell'LCI, presenta uno stadio di inversione a GTO o IGCT, che richiede una natura capacitiva direttamente alle terminazioni trifase. In altri termini, la regolazione PWM consente di eliminare le reattanze di commutazione dei LCI.

Per quanto riguarda lo stadio di ingresso, si decide di impiegare il medesimo schema raddrizzatore a tre raddrizzatori e 18 SCR utilizzato nella soluzione a soli SCR.

Per esempio numerico, un convertitore da 6kV nominali (7,2kV rms massimi) possono essere utilizzati turri componenti da 6-6,5kV di targa.



Figura 4 - Schema di principio di un PWM CSI con raddrizzatore a 18 impulsi a SCR

#### I.A.3 Inverter trifase a tensione impressa: riferimento VSI in BT.

Nella conversione a tensione impressa, il tradizionale "inverter" di BT è universalmente noto nella elettronica di potenza, a tutti i livelli di conoscenza e competenza.

Nell'ambito di una classificazione orientata alla MT e alla alta potenza, la struttura elementare di VSI diviene puramente teorica, ma permane il riferimento culturale comune. Pertanto, questo VSI fondamentale qui viene ridenominato *2-L VSI* per omogeneità e confronto con le strutture multilivello.

Nello schema generico in figura sono disegnati transistor IGBT, per sottolineare la realtà dello stato dell'arte in BT e nelle applicazioni industriali. In particolare, questo vale quantomeno negli azionamenti elettrici di macchine progettate e realizzate per l'alimentazione in tensione fortemente discontinua, tipica dei due soli livelli istantanei generabili, per gamba, pari agli estremi dell'intero campo di regolazione possibile per i valori medi di modulazione.



Figura 5 – Schema di principio di un 2L-VSI

Il 2-L VSI trifase è costituito da tre gambe di inverter bidirezionali e non reversibili, collegate a un DC–link comune che presenta un solo condensatore: il più semplice possibile, in applicazioni trifase.

Il suo utilizzo, nelle applicazioni oggetto dello studio per la MT, è tuttavia limitato da alcune problematiche correlate con la sua semplicità:

- i *limiti in tensione* dei dispositivi a semiconduttore disponibili sul mercato limitano la tensione regolabile nel campo inferiore della MT; la commutazione hard-switching è

infatti incompatibile con la serie di componenti, necessaria per il campo di maggiore interesse;

- le *perdite per commutazione* sono le più alte, rispetto a qualsiasi altra struttura, in quanto funzione approssimativamente quadratica della tensione commutata, a parità di caratteristiche dinamiche, mentre in realtà le caratteristiche dinamiche peggiorano, e di molto, con la tensione nominale dei dispositivi a semiconduttore.
- la bassa risoluzione di ampiezza, a due livelli, genera un elevata distorsione della tensione in uscita; negli azionamenti questo implica perdite addizionali nel ferro delle macchine e relativo derating termico, eccessivo nelle macchine progettate per la tensione sinusoidale;
- *inaffidabilità della macchina elettrica* negli azionamenti, a causa della propagazione interna delle discontinuità (sovratensioni e scariche parziali) e della corrente omopolare parassitica capacitiva, che in particolare può fluire nei cuscinetti; questo problema pone gravi limiti applicativi per le macchine di alta potenza, progettate per la alimentazione sinusoidale, eventualmente già installate in impianti da rendere più efficienti;

Per ovviare convenientemente a questi problemi e altri secondari, è necessario utilizzare strutture più complesse, genericamente chiamate multilivello.

#### I.A.4 Strutture competitive e sottoclassi di convertitori VSI multilivello

L'insieme delle soluzioni alle problematiche della regolazione PWM di VSI di alta potenza, poste ad esempio dal 2-L VSI come sopra riassunto, è rappresentata dalla *conversione multilivello (MLC – Multi Level Converters)*. La denominazione multilivello suggerisce innanzitutto il fatto che ciascuna tensione di fase possa assumere un numero di valori o livelli maggiore di due, risolvendo direttamente le problematiche relative alla risoluzione della tensione ed ai suoi effetti. Al contempo, se le discontinuità della regolazione PWM assumono valori frazionari dell'intero campo di regolazione, questo implicitamente significa che esse sono forzate, in hard-switching, da componenti di tensione intrinsecamente frazionaria, con opportune topologie circuitali. Pertanto, tutte le problematiche della MT possono essere così concettualmente risolte.

Analogamente, per quanto riguarda ogni altro tipo di induttore o reattanza necessaria per l'accoppiamento alla rete AC sorgente, così come eventualmente per l'accoppiamento alla utenza AC, la prestazione multilivello sarà certamente favorevole per minimizzare tutti i reattori induttivi che ne beneficiano, così come le macchine elettriche negli azionamenti elettrici.

D'altro canto, per realizzare l'intero campo di regolazione richiesto, senza dubbio le strutture di MLC saranno più complesse, non solo per il numero di componenti a semiconduttore, ma anche per il numero e il tipo di condensatori, nonchè per eventuali convertitori ausiliari, necessari per la alimentazione e/o la gestione dello stato di carica dei molteplici condensatori, in altri termini per realizzarne il bilanciamento dello stato di carica.

Più che per il numero di livelli, il punto di vista della complessità e della connessione dei condensatori, necessari in ciascuna struttura (e sottostruttura) PWM VSI, è talmente dirimente da definire le sottoclassi più significative dei MLC, così come definito nella panoramica complessiva a blocchi delle strutture per la conversione di potenza. Dalla panoramica, i tre MLC capostipite sono rappresentativi di tre intere sottoclassi:

- MLC con singolo DC-link multilivello; il capostipite è il cosiddetto *Neutral-Point-Clamped Converter*, sinteticamente NPC; in realtà è un 3-L VSI, cioè a tre livelli per fase o gamba; in altri termini, il DC-link è suddiviso in due parti uguali, ciascuna sostenuta da un condensatore; per questa sottoclasse, concettualmente basta aumentare il numero N<sub>C</sub> di condensatori, per poter ottenere un numero di livelli N<sub>L</sub>=N<sub>C</sub>+1; il problema di questa sottoclasse è infatti correlata con il numero di diodi ausiliari, ovvero di *Clamp*, necessari per limitare le sovratensioni in commutazione, strutturalmente possibili;
- MLC con DC-link semplificato e però con condensatori ausiliari "volanti", detti *Flying Capacitors*; in realtà, l'obiettivo di questa sottoclasse è quello di ridurre il numeri o il costo dei diodi di Clamp; già a livello teorico, tuttavia, la complessità di numero e di gestione dei Flying Capacitors diventa proibitiva al salire del numero di livelli richiesto;
- MLC realizzati dalla serie di ponti monofase PWM VSI, per ciascuna fase, detti Cascaded H-Bridge Converters, in sintesi CHB; in questo caso, il numero di ponti per fase coincide con il numero di condensatori per fase N<sub>c</sub>, mentre il numero di livelli per

fase realizzabile è  $N_L=2$   $N_C+1$ , sempre dispari; la caratteristica principale è data dal fatto che tutti i condensatori sono in pratica Flying Capacitors, e per di più è indispensabile un sistema di alimentazione galvanicamente isolato di alimentazione e di gestione dello stato di carica; in genere, si utilizza un trasformatore con NC secondari, o sistemi di secondario, con semplici ponti diodi raddrizzatori solo per il caso di convertitori che debbano esclusivamente erogare potenza attiva all'utenza AC.

In tutti i casi, l'obiettivo strutturale in un MLC è quello di richiedere a ciascun dispositivo a semiconduttore di commutare solo una parte della tensione totale, e possibilmente di dover anche sostenere solo quella parte, corrispondente alla risoluzione di ampiezza multilivello richiesta. In BT esistono infatti anche soluzioni dette *ibride*, per le quali vengono utilizzati componenti di diversa tensione nominale. Tuttavia, al salire della specifica della tensione AC, in MT diviene più pratico e/o necessario utilizzate tecnologie omogenee e pertanto strutture non ibride.

Come sarà quantitativamente evidenziato nelle conclusioni, nonostante la maggiore complessità e le problematiche strutturali implicite, la sottoclasse CHB si dimostra vincente in MT e alta potenza AC trifase. A prescindere dai possibili vantaggi di industrializzazione (modularità), questo è il risultato del numero di livelli effettivamente necessari, richiesti in MT per poter interfacciare direttamente le utenze impiantistiche progettate per la tensione sinusoidale. In altri termini, si può comprendere e dimostrare che con un numero di livelli  $N_L>5$  la THD di tensione diviene adeguatamente piccola da soddisfare ogni requisito di qualità, direttamente o con molto economici componenti ausiliari di "filtro" (EMC e EMI).

Occorre quindi comparare le strutture, delle singole sottoclassi, al numero livelli effettivamente richiesto, posto pari a sei o sette per ridurre la THD ben al di sotto del 10% (obiettivo circa 5%) per praticamente annullarne ogni effetto negativo primario e secondario, anche verso macchine elettriche progettate per la tensione sinusoidale.

#### I.A.4.1 Neutral Point Clamped (NPC) e relativa sottoclasse.

Lo schema circuitale di una fase di un convertitore NPC (Neutral Point Clamped), certamente trifase cioè 3-L 3-ph VSI, evidenzia due proprietà circuitali significative, semplificate in ragione dei soli tre livelli generabili per fase:

- il DC-link è suddiviso parti (due in NPC), ma in ogni caso i medesimi potenziali, sostenuti dai condensatori del DC-link, sono di servizio per tutte e tre le fasi (non esistono condensatori dedicati alle singole fasi) pertanto lo stato di carica è sollecitato da componenti alternative di ripple di potenza che sono armoniche del sistema trifase (piuttosto che monofase come in condensatori dedicati alle singole fasi); questo è davvero di grande beneficio, come per qualsiasi componente reattivo di DC-link;
- al contrario per i semiconduttori; posto che la gamba di potenza è composta da componenti uguali in serie, dimensionati per la frazione di tensione in cui è suddiviso il DC-link, sono necessari molteplici diodi ausiliari (di clamp e ricircolo) per ciascuna fase.

In ogni caso, il comando degli interruttori PWM hard switching deve seguire precise sequenze, perfettamente realizzate, altrimenti lo schema di diodi di clamp, mostrato in figura per il 3-L VSI, non può di per sé garantire l'impossibilità circuitale di sovratensioni per tutti i semiconduttori, bensì esclusivamente la fattibilità.

Una ulteriore problematica caratteristica peculiare dello schema, è data dal fatto che il numero di componenti a semiconduttore nelle maglie in commutazione è pari al numero minimo (due) solo per gli interruttori connessi agli estremi del DC-link, che realizzano una struttura canonica di commutazione in combinazione con un diodo di clamp. Per gli altri interruttori, il numero strutturale è superiore, a meno di ulteriori circuiti ausiliari, comprendenti diodi e condensatori di commutazione.

In definitiva, la sottoclasse definita dal NPC è la più semplice per i condensatori, ma il numero di diodi ausiliari diviene una funzione più che proporzionale del numero di livelli totali.



Figura 6 - Schema di principio di una fase di un 3-L NPC

Nel NPC (3-L VSI), ciascuna fase presenta due coppie di dispositivi per la commutazione e una coppia di diodi ausiliari. I diodi ausiliari di clamp sono impiegati per connettere il punto intermedio degli switch (in serie tra estremi del DC-link e la fase) con il punto medio del DC – link.

Il DC-link può essere suddiviso in un numero m-1 di tensioni e condensatori, per ottenere  $N_L = m$  livelli in uscita. Dalla letteratura, in questo caso il numero di diodi ausiliari richiesto per fase è  $m^2 - 3m + 2$ . La tensione di fase di uscita presenta m livelli, quella concatenata (2m - 1). La differenza tra due successivi livelli di tensione è pari a quella ai capi dei condensatori del DC – link. Le tre fasi del convertitore condividono il medesimo bus in continua che è costituito da (m - 1) condensatori. Il numero di dispositivi di potenza per fase, per la conduzione della corrente di fase è (2m - 2) e ciascuno di essi commuta una tensione pari a  $\frac{1}{m-1}V_{dc}$ .

I convertitori della sottoclasse NPC trovano scarso impiego nelle applicazioni per le quali è richiesto un numero di livelli elevato anche per gli effetti del reverse recovery dei diodi di clamp crescenti al crescere del loro numero di livelli.

La realizzazione del bilanciamento di carica dei condensatori è semplicemente realizzata in modo attivo esclusivamente per il 3-L VSI. Nel caso, opportune tecniche PWM di bilanciamento, ovvero di regolazione del punto medio, possono sempre realizzare il bilanciamento medio nel terzo di periodo AC, per carichi simmetrici ed equilibrati.

Diversamente, al crescere del numero di livelli e in funzione dell'accoppiamento al DClink della sorgente AC, caratteristico dello stadio AC/DC, diviene necessario un sistema attivo o a diodi di alimentazione parziale, capace di bilanciare la ripartizione di tensione. Molteplici soluzioni sono possibili, ma in ogni caso il sistema di bilanciamento richiede costi ridotti, in ragione della parziale potenza di dimensionamento, rispetto alla potenza nominale.

#### I.A.4.2 Flying Capacitors (3-L FC) e relativa sottoclasse.

La struttura circuitale di un convertitore Flying Capacitors a tre livelli può essere derivata visivamente da quella dell'NPC, come in figura. Tuttavia, in prima approssimazione, la differenza sostanziale è data dal fatto che al posto dei diodi ausiliari (di clamp) si impiegano invece condensatori ausiliari, uno per fase. Non essendo più necessario generare alcun punto intermedio nel DC-link, rimane un singolo condensatore comune, di piena tensione. Nella figura del 3-L FC, al posto del condensatore è disegnato un generatore ideale di tensione, non essendo specificato il convertitore raddrizzatore (o AFE) alimentato dalla rete AC sorgente.



Figura 7 - Schema di principio di una fase di un 3-L FC

Al crescere dei livelli, si riporta brevemente quanto noto dalla letteratura. Un convertitore FC a m livelli realizza tensioni di fase a m livelli, concatenate a (2m - 1) livelli. Le tre fasi condividono il medesimo DC – link. Per ciascuna fase sono richiesti (2m - 2) switch (in antiparallelo ai diodi di ricircolo) che commutano una tensione pari a  $\frac{1}{m-1}V_{dc}$ . Il numero di condensatori ausiliari per fase risulta  $\frac{m^2-3m+2}{2}$ .

Nei FC esistono ridondanti combinazioni di stati dei dispositivi a semiconduttore che producono il medesimo livello di uscita, se diverso da quelli estremi, per i quali non sussiste alcuna ridondanza. Queste ridondanze, vincolate, permettono teoricamente il bilanciamento dei condensatori, ovvero la regolazione del loro stato (tensione media). Il problema di dimensionamento è però il periodo di media, di tipo monofase (in relazione ai vincoli funzionale di uso delle ridondanze), a prescindere dalla complessità di gestione delle ridondanze di fase e del modo comune trifase, che hanno entambi effetto sulla carica dei condensatori.

In definitiva, anche questa topologia circuitale non si presta ad essere impiegata in applicazioni di alta potenza e MT, per l'esistenza di una relazione quadratica che lega il numero di livelli a quello dei condensatori ausiliari, oltre che per valori superiori di capacità correlati con la frequenza del ripple di tensione, ovvero di energia accumulata in ciascuno.

#### I.A.4.3 La sottoclasse dei Cascaded H – Bridge (CHB)

Il Cascaded H–Bridge CHB nasce intrinsecamente come convertitore modulare, costituito dal collegamento in serie di inverter monofase H-Bridge (ponte a H).

Questa configurazione non avrebbe alcuna possibilità di competere con nessuna altra, a basso numero di livelli, ad esempio tre. Viceversa, i CHB divengono vantaggiosi sugli altri MLC all'aumentare del numero di livelli richiesto, posto che per entrambe le sottoclassi NPC e FC un tipo di dispositivi di potenza cresce in ragione quadratica, quantomeno come numero. Infatti, la proprietà strutturale della modularità implica, a prescindere dai vantaggi di industrializzazione, una semplice proporzionalità del numero di componenti, o meglio moduli, con il numero di livelli. In altri termini, è possibile incrementare il numero di livelli senza la necessità di circuiti ausiliari o sofisticati

algoritmi di controllo. Nella figura, la semplicità competitiva all'aumentare del numero di livelli emerge, anche solo per un 5-L CHB realizzato da soli due HB in serie.

D'altro canto, al contrario, tutti i CHB richiedono un costosissimo sistema di alimentazione, ovvero di bilanciamento di carica dei condensatori, dimensionato complessivamente per la piena potenza attiva, ma con effetti anche in funzione della potenza reattiva.

Strutturalmente questo avviene per la totale assenza di un DC-link comune, in particolare che possa essere messo direttamente in comune anche con il convertitore AC/DC di alimentazione, regolata o meno, connesso alla sorgente AC della rete prima in ingresso del convertitore AC/AC completo.

Nella pratica, il costo del convertitore di alimentazione/bilanciamento si riduce enormemente qualora possano essere utilizzati semplici raddrizzatori di alimentazione, come in un caso ideale di potenza di uscita positiva (carico) ed esclusivamente a fattore di potenza unitario, cioè in assenza di qualsiasi potenza reattiva. Infatti, tutti i condensatori di CHB sostengono una conversione monofase di potenza di un solo segno solo con fattore di potenza unitario (pulsante di seconda armonica, si annulla due volteal periodo AC).

Viceversa, in presenza di potenza reattiva le potenze istantanee monofase sono funzioni di seconda armonica con entrambi i segni, cioè esistono anche sottointervalli di assorbimento, invece che di sola erogazione della potenza elettrica. Pertanto, la semplificazione della conversione di alimentazione/bilanciamento in soli diodi raddrizzatori comporta un sovradimensionamento dei condensatori, funzione del caso peggiore di potenza reattiva dell'utenza AC.

In generale, tuttavia, il problema peggiore permane la necessità di un trasformatore, e di piena potenza, con un numero di sistemi secondari, galvanicamente isolati tra loro, pari al numero di condensatori, ovvero di HB.

Se il trasformatore è alimentato da una rete di distribuzione, di bassa frequenza (50-60 Hz), allora tale trasformatore è non solo di piena potenza, ma aumentato in dimensioni dal numero e dalla qualità di utenze isolate, e in costo dal fatto di essere un trasformatore speciale.

Per ridurre quantomeno l'ingombro di tale trasformatore, recentemente è stato proposto l'uso di convertitori e quindi l'impiego di trasformatori in ferrite ad alta frequenza (> 1 kHz), opportunamente alimentati da inverter risonanti ad onda quadra. Anche in questo caso, comunque, il sistema di alimentazione/bilanciamento di carica dei condensatori risulta estremamente costoso e poco efficiente, rispetto a qualsiasi sistema di conversione *AC/AC in common-DC-link*.

Nella figura, per la maggiore semplicità e generalità, è ipotizzato l'impiego di convertitori e trasformatori ad onda quadra, di cui è disegnato solo il nucleo e il numero di secondari e di raddrizzatori necessari per ciascuna fase



Figura 8 - Schema di principio di una fase di un 5-L CHB

Nella generalità, ogni HB genera tre livelli:  $+V_{dc}$ , 0, -  $V_{dc}$ . La tensione di fase è data dalla somma dei contributi di ciascun ponte. Nello schema in figura, la fase può assumere tutti i valori tra -2  $V_{dc}$  e +2  $V_{dc}$  con passo  $V_{dc}$ .

Un convertitore CHB a m livelli realizza tensioni di fase a m livelli, concatenate a (2m - 1) livelli. Per ciascuna fase sono richiesti (2m - 2) switch e diodi di ricircolo che commutano una tensione  $\frac{1}{m-1}$  volte quella complessiva concatenata massima. Il numero di ponti a H da collegare in serie e, quindi, di condensatori è  $\frac{m-1}{2}$ .

Nella ipotesi suggerita dallo schema adottato, anche il numero di diodi raddrizzatori è (2m - 2).

#### I.A.4.4 Comparazione di complessità circuitale e problematiche applicative dei MLC.

La diffusione dei MLC risulta ancora limitata per specifiche complessità circuitali o problematiche applicative, per ogni tipo o sottoclasse di convertitori PWM VSI. Nella tabella riassuntiva delle complessità, rappresentate in termini di numerosità dei componenti principali, emergono le relazioni quadratiche per fase, che penalizzano la realizzazione di convertitori delle sottoclassi NPC e FC a un numero di livelli appena superiore a tre. In essi, i condensatori del DC-link non sono neppure riportati, talmente impari risulta il confronto al numero di livelli di interesse.

Convertitori multilivello MLC					
Componenti per fase	NPC	FC	СНВ		
Switch principali	2m - 2	2m - 2	2m - 2		
Diodi principali	2m - 2	2m - 2	2m - 2		
Diodi ausiliari	$m^2 - 3m + 2$	0	2m - 2		
Condensatori ausiliari	0	$\frac{m^2-3m+2}{2}$	$\frac{m-1}{2}$		

Tabella 1 - Numero di componenti per fase di NPC, FC e CHB a m livelli

Per ottenere una risoluzione in ampiezza delle tensioni, compatibile con l'alimentazione di macchine elettriche progettate per la alimentazione sinusoidale, come detto, un numero di livelli almeno pari a sei risulta ragionevole se non necessario. Ad esempio, nella pratica applicativa la soluzione più diffusa sul mercato è quella del 7-L CHB, anche nel campo minore della MT, per il quale sarebbe realizzabile il 5-L CHB. Ebbene, questo non avviene nonostante il sensibile incremento di complessità nel passaggio dal 5-L al 7-L CHB.

Dal punto di vista applicativo e logistico, invece, il peggiore è senza dubbio il CHB per la stretta necessita di un trasformatore di piena potenza, per di più speciale, sia che venga realizzato per la bassa frequenza di rete, sia alla alta frequenza generata da costosi convertitori di piena potenza.

Il CHB pare il peggiore anche per le perdite, quantomeno di conduzione, infatti in tutte e tre le sottoclassi il numero di componenti PWM in serie è m-1. Ma nel CHB a questo termine, identico, si deve sommare anche la perdita di conduzione dei diodi raddrizzatori.

Permarrebbero a vantaggio del CHB esclusivamente le ragioni di complessità.

E' davvero interessante notare, tuttavia, che le perdite per commutazione in un CHB sarebbero minori e grandemente, considerata la robustezza della commutazione hardswitching in ciascun HB, canonica nel senso che tutte le commutazioni sono realizzate in maglie con soli due componenti, interruttore e diodo, oltre al condensatore specificamente assegnato ad essi. Invece, nelle sottoclassi NPC e FC, le problematiche di commutazione peggiorano col numero di livelli. Questo, dell'affidabilità superiore, pare essere il carattere distintivo del CHB.

Quantomeno rispetto alle altre due sottoclassi di PWM VSI, non già rispetto a qualsiasi CSI a commutazione naturale.

#### I.A.5 Idealità e innovazione delle proprietà strutturali e tecnologiche per la MT.

In questa prima parte del lavoro sono stati progressivamente affrontati i principali temi della conversione in MT, comparando le proprietà strutturali che hanno trovato applicazione, dalla conversione CSI a commutazione naturale fino alla VSI capace di regolazione PWM multilivello.

L'insieme degli aspetti scientifici è tecnologici è troppo esteso e disomogeneo, per essere affrontato sinteticamente, anche solo per una valutazione comparativa realmente esaustiva.

Tuttavia, l'approfondimento dello studio correlato può essere trattato come una premessa di conoscenza quasi sperimentale, per l'elaborazione di un riferimento ideale, di proprietà desiderate e necessarie per la reale diffusione delle applicazioni di conversione in MT.

Alle idealità possono quindi essere associate le principali tematiche applicative e tecnologiche, opportune per giungere alla ideazione di una proposta realisticamente fattibile della innovazione.

#### I.A.5.1 Idealità di riferimento e fattibilità del convertitore ET perfetto per la MT.

Dal punto di vista della *idealità irrealizzabile*, è quantomeno possibile definire le proprietà e le prestazioni del convertitore AC/AC definibile *perfetto* per la MT, attraverso un insieme anche irrealizzabile delle migliori proprietà e tecnologie di consolidato riferimento applicativo:

- Affidabilità, costo ed efficienza dei convertitori a commutazione naturale di SCR, oppure più in generale dei CSI a tiristori;
- Dinamica e accuratezza di regolazione della conversione PWM VSI;
- Prestazione di ingresso/uscita, ovvero verso sorgente/utenza AC di bassa frequenza, intrinsecamente di tipo multilivello;
- Struttura reattiva interna capacitiva, da VSI in *common DC-link*, ovvero con un numero minimo di condensatori, strettamente correlato con la risoluzione multilivello offerta;
- Nessuna necessità di trasformatori e di convertitori per il bilanciamento di carica dei condensatori.

Ovviamente, la totalità delle idealità non è fattibile contemporaneamente, come potrebbe essere concettualmente dimostrato.

Tuttavia, passando dalla idealità alla ingegneria, è possibile ipotizzare la realizzazione di strutture di conversione che si avvicinino di molto alla idealità, in una progressione di priorità e di non idealità che si discosti il meno possibile dall'insieme idealmente espresso.

A livello di esempio, la innovazione ET proposta e studiata, potrebbe essere qui comparativamente definita dalla seguente serie di priorità, nelle proprietà ideali e quasi ideali:

- Dinamica e accuratezza di regolazione della conversione PWM VSI;
- Prestazione ingresso/uscita intrinsecamente di tipo multilivello;
- common DC-link con un numero minimo di condensatori;

- assenza strutturale di trasformatori di piena potenza;
- specializzazione dei semiconduttori, in modo utilizzare il minimo possibile di dispositivi veloci PWM hard-switching, lo stretto indispensabile per realizzare la prestazione PWM multilivello offerta in ingresso e uscita AC;
- utilizzazione estesa, per il resto, di componenti di potenza *lenti*, o meglio a bassa caduta di conduzione, del tipo tiristori o meglio SCR, per ogni aspetto significativo per affidabilità, costo ed efficienza; compresa la possibilità di industrializzazione per serie ovvero stack dei componenti più economici ed affidabili (hockey puck), per raggiungere qualsiasi livello di affidabilità, sicurezza e ridondanza funzionale per semplice serie di componenti.
- stadio di conversione per il bilanciamento di carica dei condensatori, dimensionato per la minima parte possibile della potenza, in modo da essere trascurabile quantomeno per gli ingombri e il rendimento complessivi, se non anche per il costo.

Ebbene, questo compromesso ET è perfettamente realizzabile.

#### I.A.5.2 Punti qualificanti della applicazione di convertitori di potenza in MT.

Nel paragrafo sono riuniti i principali punti qualificanti per l'applicazione in MT, come sintesi di quanto trattato e svolto precedentemente sulle proprietà di conversione necessarie:

- Inserzione in impianti e sistemi esistenti; è richiesto che la struttura di conversione sia compatibile con le applicazioni/installazioni esistenti, che non prevedevano la regolazione PWM; nel mondo degli azionamenti elettrici, ad esempio, non si può pensare di rimpiazzare i grandi motori già installati, progettati per alimentazione sinusoidale, con altri che siano specificatamente realizzati per la discontinuità della tensione in ingresso.
- Fattibilità tecnologica ed esclusione del 2-L VSI; le tecnologie dei semiconduttori permettono la realizzazione di dispositivi di potenza limitati in tensione, a livelli inferiori alle massime tensioni di picco richieste nelle applicazioni in MT. Ciò significa che non è possibile impiegare le più semplici topologie (2L VSI) che attualmente costituiscono lo stato dell'arte in BT, in ambito industriale e rinnovabile.
- Necessità e limitazioni dei convertitori multilivello; le strutture di conversione multilivello sino ad ora proposte risultano insoddisfacenti per la loro complessità circuitale, l'elevato numero di componenti in serie (con conseguente aumento delle perdite per conduzione e, in molti casi, della quantità di silicio impiegato), le difficoltà di implementazione del controllo e della realizzazione del bilanciamento di carica dei condensatori.
- Regolazione PWM ed esclusione dei CSI a commutazione naturale; convertitori a corrente impressa a SCR, pur raggiungendo livelli di efficienza e affidabilità senza eguali, presentano prestazioni dinamiche inadatte all'alimentazione dei motori sincroni diffusi nel mondo degli azionamenti elettrici di MT.

Queste considerazioni giustificano il perché la conversione statica di potenza non sia ancora pronta per una larga diffusione nella Media Tensione. Di seguito vengono riassunte le caratteristiche che un convertitore innovativo deve possedere per potersi definire nuovo stato dell'arte in MT. Si sottintendono le proprietà di convenienza economica, affidabilità e efficienza.

- La power quality delle tensioni realizzate deve essere quanto più elevata possibile, in modo che si possano alimentare i motori sincroni e asincroni di MT, progettati per la forma d'onda di tensione sinusoidale canonica, a bassa distorsione, e non per quella discontinua generata dai convertitori richiesti dal mercato (*hard-switching PWM*). Per tali motori, infatti, occorre minimizzare: la distorsione armonica di tensione in ingresso, per limitare il *derating* causato dall'insorgere di perdite addizionali nel ferro; l'ampiezza delle singole discontinuità, per contenere i problemi di affidabilità associati alla propagazione degli effetti capacitivi parassitici interni (ad esempio, l'erosione dei cuscinetti).
- Il rating in tensione del convertitore dovrebbe raggiungere 12 kV, senza aspettare l'introduzione di nuovi componenti con limiti in tensione superiori. Lo standard 12 kV è quello dei motori sincroni utilizzati nelle centrali di produzione dell'energia elettrica.
- Il convertitore deve essere compatibile con l'housing delle cabine elettriche, sia da un punto di vista delle dimensioni che da quello delle perdite. Il problema del bilanciamento di carica dei condensatori del DC – link non dovrebbe, quindi, essere risolto impiegando trasformatori tradizionali o di alta frequenza che risultano costosi, ingombranti e poco efficienti.

 In ogni caso, deve essere prevista la possibilità di realizzare il bypass elettrico del convertitore di potenza, nel caso in cui si presentino condizioni di guasto. Questa operazione consiste nello scollegare lo stadio di conversione e alimentare l'utenza direttamente dalla rete locale, di dimensionamento dell'utenza.

Nel seguito della trattazione vengono proposti i fondamenti della conversione ET, che unisce le prestazioni dinamiche di regolazione delle strutture PWM hard-switching con le proprietà di costo, affidabilità e efficienza dei CSI a commutazione naturale. L'elevato grado di specializzazione dei diversi stadi che compongono i convertitori ET li rendono adatti alla diffusione nelle applicazioni di alta potenza e MT, nel rispetto delle proprietà strutturali e tecnologiche sopra riportate.

### I.B Concetto ET di conversione e dimensionamento in sistemi trifase

### I.B.1 Concetti, blocchi circuitali e proprietà: ET PWM Stage + 3x3 ET/AC Matrix

La conversione ET nasce dall'osservazione e dalla constatazione di alcune proprietà fondamentali delle forme d'onda AC polifase, nello specifico trifase per le potenze medio/alte. In particolare, le proprietà di interesse più immediato e semplici da verificare riguardano gli inviluppi delle tensioni AC, definiti dalle funzioni matematiche Max() e min(). Le forme d'onda di inviluppo sono evidentemente rappresentate da un valore medio, o continuo, e da componenti alternative sovrapposte, armoniche della frequenza AC trifase, Viceversa, in un sistema trifase, la terza componente, diversa dagli inviluppi, è fisicamente e matematicamente in *transizione* tra gli inviluppi. Questa terna di valori e funzioni rappresenta il vettore delle componenti *Envelope Transition*, ovvero *ET*.

Dalla visualizzazione degli inviluppi deriva anche la constatazione che ogni vettore ET coincide con il vettore AC a tratti, ovvero in intervalli di fase o tempo che in trifase coincidono con opportuni sesti di periodo elettrico. Concettualmente e matematicamente, la trasformazione AC/ET è discontinua e unitaria a tratti.

Al concetto e alla trasformazione AC/ET, sono correlate strutture e circuiti radicalmente innovativi, di conversione, concettualmente preposti per:

- regolare le grandezze ET (invece che AC) a partire da un "DC-link" dedicato, che sarà quindi chiamato *ET-DC-link*; la regolazione è necessariamente PWM hard-switching, per cui questo stadio è chiamato complessivamente *ET PWM Stage;*
- realizzare fisicamente, ovvero con circuiti e dispositivi dedicati e opportunamente comandati, quando necessario, la trasformazione inversa ET/AC per potersi connettere con la rete/utenza AC regolata; poiché si tratta di una connessione a tratti, o sesti in trifase, sono sufficienti semplici interruttori, per cui questo stadio è descritto come *ET/AC Matrix*.

Un convertitore ET è pertanto costituito da due stadi distinti: il primo (*ET PWM Stage*) realizza le forme d'onda di inviluppo (E) e di transizione (T) ed è costituito da componenti specializzati per la commutazione forzata; il secondo (*ET/AC Matrix*) esegue la

trasformazione circuitale ET/AC inversa a quella concettuale AC/ET, che non deve operare alcuna regolazione, per cui sono i soli componenti specializzati per la conduzione risultano ottimali.



Figura 9 – Blocchi funzionali di una struttura di conversione ET

Dal punto di vista della prestazione risultante, in termini di qualità, il convertitore ET risulta intrinsecamente multilivello, con livelli disponibili correlati con i potenziali utilizzati per la regolazione indipendente e *specializzata* per le diverse componenti ET. Nel caso, i livelli di tensione sarebbero, intrinsecamente, intimamente legati alle proprietà delle forme d'onda e perciò alla realtà fisica ET.

La coesistenza nel medesimo convertitore di componenti per la commutazione forzata e di componenti non hard-switching, che si dimostrerà poter essere perfino del tipo SCR a commutazione naturale, fa sì che la conversione ET si debba sempre definire intrinsecamente ibrida.

Proprio da questa estrema capacità e flessibilità di specializzazione deriva il grande vantaggio di impiego delle strutture ET, correlato e spiegabile dalla possibilità di realizzare le prestazioni dinamiche di una struttura PWM hard – switching con le caratteristiche di costo, affidabilità ed efficienza prossime a quelle dei CSI a commutazione naturale.

Per le funzionalità esposte, è intuitivo che i convertitori ET debbano essere costituiti da un numero di componenti maggiore, rispetto alla più semplice struttura trifase, 2-L VSI, tuttavia offrono intrinsecamente prestazioni multilivello di estremo interesse.

Dal punto di vista della complessità, infatti, in tutti i casi di confronto con strutture MLC, anche le più semplici come l'NPC, allora i convertitori ET hanno la possibilità di essere persino più semplici, pur radicalmente innovativi.

In definitiva, si anticipa che risulta possibile dimostrare che, per confronto con qualsiasi struttura multilivello competitiva in prestazione, i convertitori ET possono ottenere, contemporaneamente:

- perdite decisamente minori, cioè efficienza facilmente incrementabile al 99% (AC/AC);
- costo molto ridotto dei semiconduttori, fino alla metà;
- dimensioni e numero dei bipoli reattivi grandemente ridotto, fino a circa un quinto.

# I.B.2 Trasformazioni AC/ET e proprietà ET in VSI trifase

# I.B.2.1 Trasformazione AC/ET e proprietà delle componenti di tensione ET trifase.

Nei convertitori PWM VSI che si vogliono realizzare con l'innovazione ET, deve esistere un common DC-link capacitivo, dal quale sono ricavate le tensioni commutate da celle canoniche di commutazione forzata, per la regolazione PWM. Pertanto, fin dal primo approccio, l'utenza AC regolata viene trattata per la specifica di valore medio da regolare. Nello specifico, per l'applicazione di elevata potenza in MT, si considera esclusivamente il caso trifase, e in particolare quello di connessione a neutro isolato.

I.B.2.1.a) Concetto della trasformazione ET/AC e applicazione alle componenti faseneutro.

Con riferimento ad una terna di tensioni AC, sinusoidali e riferite al loro potenziale neutro come in figura, la trasformazione AC/ET delle grandezze elettriche è concettualmente definita dalla applicazione dei semplice operatore matematico di inviluppo. Applicato alla terna dei potenziali elettrici attraverso gli operatori MAX() e min(), questi ricavano le due

grandezze di inviluppo, dette "E", nel dettaglio EP ed EN, rispettivamente MAX e min, mentre la terza componente, detta di transizione ovvero "T", nel caso di componenti faseneutro è ricavata direttamente dal negato della somma degli inviluppi.



Figura 10 – Esempio di terna di tensioni fase-neutro

$$\begin{cases} v_{EP,N} = \max(v_{1,N}, v_{2,N}, v_{3,N}) \\ v_{EN,N} = \min(v_{1,N}, v_{2,N}, v_{3,N}) \\ v_{T,N} = -v_{EP,N} - v_{EN,N} \end{cases}$$



Figura 11 - Esempio di terna di tensioni ET riferite al punto neutro

Le componenti ET-neutro trifase sono distinte in figura dai colori rosso viola blu. Tutte le componenti ET-neutro hanno periodicità di terza armonica, ma solo la componente T-neutro è esclusivamente alternativa, mentre le E hanno entrambe valor medio o DC. Tuttavia, per tutte il campo di variazione e quindi di regolazione (PWM) richiesto è di molto inferiore a quello delle grandezze AC originali.

I.B.2.1.b) Trasformazione ET/AC applicata alle componenti fase-medio.

Nella prospettiva della definizione di campi di variazione minimi e quindi di regolazione PWM delle tensioni ET, l'ulteriore passaggio, definitivo per il dimensionamento di uno stadio PWM ET, consiste nell'abbandonare il potenziale neutro come riferimento, in tutti i casi nei quali la connessione trifase è a soli tre fili, e non a tre+neutro. In questo caso, le grandezze che contano sono quelle concatenate, perchè il sistema trifase a neutro isolato è intrinsecamente in grado di realizzare la cosiddetta *reiezione del modo comune* di qualsiasi terna, rispetto al potenziale neutro isolato.

In altri termini, può essere più utilmente utilizzato, come potenziale di riferimento per la conversione PWM da un ipotetico ET-DC-link. Essendo questo ancora indefinito, come potenziale intermedio è corretto utilizzate il potenziale intermedio M tra i potenziali degli inviluppi, ovvero il potenziale M rispetto al quale la somma degli inviluppi è costantemente nulla. Questa operazione viene anche chiamata, significativamente, *bilanciamento degli inviluppi*, così come avviene per calcolo nei modulatori PWM trifase. Per far ciò si dimostra facilmente necessario sommare, alla terna di componenti ET-neutro, il modo comune pari alla metà della componente di T-neutro.

$$\begin{cases} v_{EP,M} = v_{EP,N} + \frac{1}{2}v_{T,N} \\ v_{EN,M} = v_{EN,N} + \frac{1}{2}v_{T,N} \rightarrow v_{EP,M} + v_{EN,M} = v_{EP,N} + v_{EN,N} + v_{T,N} = 0 \\ v_{T,M} = \frac{3}{2}v_{T,N} \end{cases}$$



Figura 12 - Esempio di terna di tensioni ET riferite al punto medio degli inviluppi

Le componenti ET-M sono molto diverse da quelle ET-neutro, soprattutto in termini di campi di variazione, di molto ridotti quelli E-M, e aumentato del 50% quello T-M.

I.B.2.1.c) Generica matrice di trasformazione binaria B<sub>ET/AC</sub> trifase.

In sede di calcolo, programmi o regolazione e controllo, è normalmente utile definire la matrice di coefficienti della trasformazione ET/AC, definita quindi  $B_{AC/ET}$  in quanto i suoi coefficienti sono bit di valore 0-1, per eguagliare le omologhe componenti ET e AC nei diversi sesti di periodo.

Per componenti omologhe, in questo caso, si intendono le tensioni riferite al medesimo potenziale, N oppure M rispettivamente:

$$\vec{v}_{ET,N} = \begin{bmatrix} B_{AC/ET} \end{bmatrix} \vec{v}_{f,N} \qquad \vec{v}_{ET,M} = \begin{bmatrix} B_{AC/ET} \end{bmatrix} \vec{v}_{f,M}$$

Definita la  $B_{ET/AC}$  trifase, essa è applicabile a qualsiasi vettore, di tensione o anche, come si vedrà, di corrente, in quanto la  $B_{ET/AC}$  è l'operatore che a tratti eguaglia le grandezze elettriche ET alle omologhe AC. Infatti essa è una matrice unitaria a tratti, ovvero che commuta a 1 esclusivamente i bit che realizzano tale uguaglianza, nei diversi sesti di periodo AC. Ad esempio, caratteristica della matrice  $B_{AC/ET}$  è il fatto che un solo coefficiente è 1 per ciascuna riga e colonna.

$$\begin{bmatrix} B_{AC/ET} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{1P} & b_{2P} & b_{3P} \\ b_{1T} & b_{2T} & b_{3T} \\ b_{1N} & b_{2N} & b_{3N} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} v_{EP} \\ v_T \\ v_{EN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{1P} & b_{2P} & b_{3P} \\ b_{1T} & b_{2T} & b_{3T} \\ b_{1N} & b_{2N} & b_{3N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix}$$

I.B.2.1.d) Proprietà numeriche delle tensioni ET per la regolazione PWM.

Con riferimento alle forme d'onda replicate per comodità, si vogliono evidenziare le proprietà numeriche delle tensioni ET-M, qui rapportate all'ampiezza delle componenti fase neutro  $\hat{V}_{f.N}$ :

- il valore massimo delle tensioni di inviluppo è 0.866 (modulo);
- l'ampiezza massima della tensione di transizione è 0.75;
- le tensioni di inviluppo hanno segno definito, con campo di regolazione minimo necessario per la regolazione PWM pari a 0.116 = 0.866-0.75;
- la tensione di transizione è pseudo-triangolare (archi di seno) e richiede campo di regolazione minimo 1.5 = +/- 0,75.= 0.75x2.

Il motivo per cui questi valori di forme d'onda siano significativi è legato al fatto che, come accennato in precedenza, la scomposizione multilivello operata nelle strutture di conversione ET non risulta avulsa dalla realtà fisica ma, anzi, deriva da essa. I convertitori ET non generano le forme d'onda trifase ma quelle di inviluppo e transizione (PWM ET Stage), in campi di regolazione dei potenziali elettrici che sono proprietà strutturali ET, con le quali dovranno ulteriormente confrontarsi le specifiche applicative di utenza e/o sorgente capaci di regolare lo ET-DC-link qui ancora indefinito.

In questo contesto, infatti, si vuole mettere in evidenza che anche i (sotto)stadi PWM, che comporranno lo ET PWM-stage, possono beneficiare grandemente di una ulteriore specializzazione in tensione, in ragione del fatto che i campi di regolazione PWM richiesti dagli inviluppi sono davvero notevolmente minori di quello richiesto per la regolazione della transizione. Questa specializzazione è una seconda ibridazione, propria dello stadio PWM.



I.B.2.2 Trasformazione e proprietà delle correnti ET

La trasformazione ET/AC definita dalle tensioni è applicata alle correnti, con risultati molto diversi sia perché sulle correnti non esiste circuitalmente alcuna possibilità di "bilanciamento degli inviluppi", sia perché le correnti in genere sono sfasate in ragione di fattori di potenza non unitari. Poichà le dissipazioni di energia sono principalmente dovute alla conduzione e alla commutazione delle correnti, le proprietà di forma d'onda sono analizzate in dettaglio allo scopo.

### I.B.2.2.a) Forme d'onda di corrente al variare del fattore di potenza

Le proprietà delle tensioni di inviluppo e transizione sono state utilmente e correttamente riferite al punto medio degli inviluppi, mentre le correnti circuitali, ET come AC, permangono di forma d'onda sinusoidale a tratti, campionate dalla matrice di trasformazione  $B_{AC/ET}$ .

$$\vec{i}_{ET} = \begin{bmatrix} B_{AC/ET} \end{bmatrix} \vec{i}_{f} \quad \rightarrow \quad \begin{bmatrix} i_{EP} \\ i_{T} \\ i_{EN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{1P} & b_{2P} & b_{3P} \\ b_{1T} & b_{2T} & b_{3T} \\ b_{1N} & b_{2N} & b_{3N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1} \\ i_{2} \\ i_{3} \end{bmatrix}$$

È necessario osservare che le correnti ET, essendo proporzionali alle tensioni fase-neutro in caso di sinusoidalità r fattore di potenza unitario, in generale presentano una dipendenza dal fattore di potenza. A tale scopo, se ne riportano alcune forme d'onda, significative per diversi valori di  $\cos \varphi$ , unitamente a quelle delle tensioni AC fase-medio.

Si prendono in considerazione i casi di  $\varphi = 0, \frac{\pi}{12}, \frac{\pi}{9}, \frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2}$ .

Dalle forme d'onda si comprende che le correnti di inviluppo sono maggiori della corrente di transizione, soprattutto nei casi di fattore di potenza superiori, che sono di interesse applicativo.



*Figura 13 - Tensioni fase-medio e correnti ET per*  $\varphi=0$ 



*Figura 14 - Tensioni fase-medio e correnti ET per*  $\varphi = \pi/12$ 



Figura 15 - Tensioni fase-medio e correnti ET per  $\varphi = \pi/9$ 



Figura 16- Tensioni fase-medio e correnti ET per  $\varphi = \pi/6$ 



Figura 17 - Tensioni fase-medio e correnti ET per  $\varphi = \pi/3$ 



*Figura 18 - Tensioni fase-medio e correnti ET per*  $\varphi = \pi/2$ 

I.B.2.2.b) Correnti ET: grafici dei valori di picco, medio ed efficace

Per il dimensionamento di un generico sistema di conversione statica, risulta necessario conoscere tutti i valori caratteristici delle forme d'onda di corrente: i valori di picco vengono impiegati per il dimensionamento dei dispositivi di potenza, i valori medio ed efficace, invece, per il calcolo delle perdite. Le correnti ET presentano forme d'onda non convenzionali, variabili con il fattore di potenza, e, per questo, è utile visualizzare gli andamenti di tali valori al variare di  $\cos \varphi$ .

Per le correnti di inviluppo si nota che tutte le funzioni sono monotonamente decrescenti con lo sfasamento tra tensione e corrente.



Figura 19 - Andamento dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppo

Per la corrente di transizione, invece, tutte le funzioni sono monotonamente crescenti con lo sfasamento.



Figura 20 - Andamento dei coefficienti di forma d'onda della corrente di transizione

I.B.2.2.c) Coefficienti di forma d'onda e funzioni per il calcolo della potenza dissipata

Per il calcolo delle potenze dissipate in conduzione da qualsiasi struttura di conversione, è noto che sia necessario conoscere i valori medi ed efficaci delle correnti commutate. Altrettanto dicasi per il calcolo di classe superiore delle perdite per commutazione, che normalmente si semplificano in termini di dipendenza dal solo valor medio. A tal proposito, in riferimento all'appendice A.x, si riportano le formulazioni delle perdite per conduzione di una generica cella canonica di commutazione forzata.

$$P_{cond} = V_0 \frac{1}{T} \int_T |i(t)| dt + r_j \frac{1}{T} \int_T i^2(t) dt = V_0 \bar{I} + r_j \tilde{I}^2$$

$$P_{comm} \cong V_c I f_{sw} \Delta t_{eq}$$

Le correnti commutate da tutti i dispositivi di potenza che compongono una struttura di conversione ET coincidono proprio con le correnti di inviluppo e transizione che, come è stato osservato, presentano delle forme d'onda non convenzionali. Ai fini del calcolo delle perdite, risulta, quindi, necessario ricavare una formulazione analitica per i valori medio ed efficace delle correnti ET. Tale formulazione viene proposta in appendice A.x. Si riporta la tabella riassuntiva dei coefficienti di forma d'onda, definiti come segue:

$$\bar{k} = \frac{\frac{1}{T} \int_{T} |i(t)| dt}{\hat{l}} \qquad \tilde{k} = \frac{\frac{1}{T} \int_{T} |i^{2}(t)| dt}{\hat{l}}$$

Tabella 2 - Sintesi dei coefficienti di forma d'onda delle correnti ET per  $\varphi < \pi/6$ 

Coefficienti di forma d'onda per le correnti di inviluppo e transizione		
$@ \varphi < \frac{\pi}{6}$		
Coefficienti medio ed efficace (al quadrato) delle correnti di inviluppo		
Valore medio	$ar{k}_E = rac{ar{I}_E}{\hat{I}}$	$\frac{1}{2\pi/3} \left( \sqrt{3} \cos \varphi \right)$
Valore efficace	$ ilde{k}_E^2 = rac{ ilde{I}_E^2}{ ilde{I}^2}$	$\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}\cos 2\varphi$
Coefficienti medio ed efficace (al quadrato) della corrente di transizione		
Valore medio	$ar{k}_T = rac{ar{l}_T}{\hat{l}}$	$\frac{1}{\pi/3} \left[ 2 - \sqrt{3} \cos \varphi \right]$
Valore efficace	$\tilde{k}_T^2 = \frac{\tilde{I}_T^2}{\hat{I}^2}$	$\frac{1}{2} - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi}\cos 2\varphi$

Poiché esiste una discontinuità di formulazione per il coefficiente di valor medio, la tabella è valida solo per  $\varphi < \frac{\pi}{6}$ . In ogni caso, come si specificherà più avanti, questo è il campo di variazione del fattore di potenza entro il quale le correnti di inviluppo hanno segno definito ed è, quindi, possibile utilizzare chopper di inviluppo unidirezionali.

#### I.B.2.2.d) Proprietà ET di dimensionamento e potenza

Dalle proprietà illustrate nel paragrafo, si evince come la soluzione ET bene si adatti alla conversione della potenza attiva, cioè alle applicazioni che, in condizioni nominali, prevedano  $\cos \varphi > \frac{\sqrt{3}}{2}$ . In tali casi l'impiego di convertitori ET consente di ridurre i costi e di migliorare l'efficienza, grazie al fatto che:

- la corrente di ciascun inviluppo ha segno definito;
- la forma d'onda della corrente di transizione presenta valori efficace e medio considerevolmente minori rispetto a quelli di inviluppo (circa la metà);
- i chopper di inviluppo presentano campo di regolazione in tensione limitato ma conducono le correnti massime;
- i chopper di transizione presentano ampio campo di regolazione in tensione ma conducono le correnti inferiori.

Se, in particolare, ci si riferisce al caso di fattore di potenza unitario, normalizzando rispetto all'ampiezza delle correnti di fase:

- le correnti di inviluppo sono variabili DC di segno costante, di valore compreso tra 0.5 e
   1;
- la corrente di transizione è proporzionale alla tensione di transizione e ha valore di picco 0.5;
- il valore medio della corrente di inviluppo è 0.83, il suo valore efficace 0.71;
- il valore medio della corrente di transizione è 0.26, il suo valore efficace 0.09.

Si osservi, infine, che nonostante esista un ampio divario tra i campi di regolazione delle tensioni ET, le variabili di inviluppo gestiscono il 92% della potenza attiva trasferita mentre quelle di transizione solo il restante 8%.

### I.B.3 Strutture ET canoniche e fondamentali.

# I.B.3.1 Concezione della struttura ET canonica elementare: ET ibrido2

Introdotti il concetto e le proprietà fondamentali, è opportuno esemplificare le modalità realizzative degli stadi che compongono un convertitore ET. Per far ciò è innanzitutto opportuno presentare la struttura ET più semplicemente correlata con le proprietà ET di forma d'onda, l'inverter *ET ibrido2*.



Figura 21 - Schema di principio dell'inverter ET ibrido2

Dall'osservazione dello schema si comprende come la struttura sia a quattro livelli, "ibrida" o differenziata, bidirezionale in corrente, cioè impiegabile per fattore di potenza di uscita qualsiasi. Essa si dice ibrida anche perché per la realizzazione dei chopper di inviluppo e transizione vengono impiegati dispositivi di potenza differenti. Si distinguono:

- *ET PWM Stage*: è costituito da tre celle di commutazione canoniche bidirezionali, essendo l'inverter per ipotesi bidirezionale. Le celle di inviluppo sono composte unicamente da MOSFET il cui pilotaggio dev'essere opportunamente sincronizzato in modo da evitare l'utilizzo di diodi di ricircolo (synchronous *rectifing*). Tale realizzazione è possibile in BT perché le tensioni di inviluppo richiedono variazioni molto ridotte rispetto a quella totale dell'ET DC link (circa 1/15) e risulta la più vantaggiosa in assoluto. Per la transizione si utilizza, invece, una gamba di inverter a IGBT, esemplificazione del superiore campo di regolazione richiesto.
- 3x3 ET/AC Switch Matrix: si tratta di una matrice di interruttori 3x3 bidirezionale in corrente, che ha il compito di realizzare la trasformazione ET/AC. Ciascun ramo è ottenuto dal collegamento di due generici tiristori in antiparallelo, componenti specializzati per la conduzione.

L'inverter ET ibrido2 è pensato per applicazioni di BT, per le quali lo stato dell'arte più semplice è il 2L – VSI. La struttura è perfettamente in grado di regolare le grandezze ET e di connetterle all'utenza AC, attraverso la matrice 3x3 ET/AC, in un intorno limitato di ampiezza delle tensioni AC, tipicamente nominali e in piena potenza. Concettualmente, per regolare l'ampiezza AC occorre

disporre di un circuito di regolazione delle tensioni dell'ET DC – link, in grado di mantenere le corrette proporzioni tra le tensioni di inviluppo e quella di transizione. Come si vedrà nel seguito, questa limitazione sarà risolta utilizzando una matrice 4x3.

#### I.B.3.2 Switch Matrix 4x3 per la regolazione di ampiezza in discesa delle tensioni AC.

L'inverter ET ibrido2 con la matrice 3x3 non può regolare tensioni di ampiezza variabile fin dallo zero, a meno di disporre della completa regolazione delle tensioni del ET-DC-link, fino allo zero.

Una alternativa a costo nullo, o meglio invariante, si realizza invece dividendo in duplici e indipendenti vie unidirezionali tutti i componenti di transizione, in entrambi gli stadi, realizzando così due semplici chopper nel PWM stage e una matrice 4x3 con ingressi unidirezionali di transizione.



Figura 22 - Implementazione della 4x3 ET-Matrix

Dividendo le strutture bidirezionali "T" in due sottostrutture unidirezionali, più semplici, il problema della regolazione in discesa e fino a zero di tensione è risolvendo in modo concettuale e a parità di componenti, anche se il ET-DC-link rimane a tensione costante. Questo è rappresentato dallo "ET – link" a quattro fili. Rappresentativo di quattro gradi di libertà di regolazione indipendenti, mentre solo tre correnti AC devono essere regolate in ciascun intervallo di fase. La regolazione fino a tensioni AC nulle diventa sempre realizzabile, scegliendo opportunamente quale tra le quattro correnti dell'ET–link regolare e connettere alla rete AC.

Verificata tale proprietà, risulta evidente la convenienza di impiego generalizzato della 4x3 Switch Matrix: essa introduce gratuitamente un grado di libertà, che può essere utilizzato per commutare e persino scegliere, in alcuni casi, la migliore modalità di funzionamento dell'inverter.

Le due principali modalità realizzabili sono di seguito definite e riassunte:

- modo ETE: si verifica quando entrambe le celle di inviluppo sono collegate tramite la matrice a due dei tre terminali AC; è tipico delle condizioni operative con ampiezze AC nominali e piena potenza;
- modo T2E: si verifica quando una cella di inviluppo e entrambe quelle di transizione sono regolate e collegate tramite la matrice ai terminali AC; è tipico del funzionamento a tensione ridotta fino a zero; esistono due sottocasi in modo T2E, così come circuitalmente due potenziali di riferimento, rispetto ai quali è possibile regolare le tensioni AC dallo zero:
- ETT, nel quale è selezionata per lo ET-link la regolazione di *i<sub>EP</sub>* insieme a quelle di *i<sub>TP</sub>* e *i<sub>TN</sub>*; in questo caso, il potenziale di riferimento è "TPdc";
- TTE, nel quale è realizzata la regolazione, e la connessione alla rete AC, delle correnti *i<sub>TP</sub>*, *i<sub>TN</sub>*, *i<sub>EN</sub>*; in questo caso, il potenziale di riferimento è "TNdc".

Le proprietà delle matrici 4x3 sono sempre utilizzate nei convertitori ET, così anche nella soluzione proposta e analizzata in dettaglio per l'applicazione in MT.

### I.B.3.3 Proprietà ET di dimensionamento a fattore di potenza limitato

### I.B.3.3.a) Dimensionamento e progetto in funzione del fattore di potenza nominale

In riferimento alle forme d'onda delle grandezze di inviluppo e transizione, emerge la dipendenza delle correnti dal  $\cos \varphi$ : esse sono "campionate", al variare del fattore di potenza, rispetto a finestre fisse.

In particolare, si osserva che per  $\cos \varphi > \frac{\sqrt{3}}{2}$ , cioè per  $\varphi < \frac{\pi}{3}$ , il segno delle correnti di inviluppo è definito. La corrente di transizione, viceversa, cambia sempre segno e per  $\cos \varphi = 1$  è direttamente proporzionale alla tensione di transizione.

A partire da queste considerazioni si comprende come, in applicazioni in cui la direzione del flusso di potenza è definita e  $\cos \varphi > \frac{\sqrt{3}}{2}$  (ad esempio, inverter per azionamenti elettrici di Alta Potenza e Media Tensione), il requisito di bidirezionalità dei convertitori di inviluppo venga meno e sia possibile operare una più economica realizzazione unidirezionale.

Inoltre, se il fattore di potenza è unitario (ad esempio, in Active Front End Converters), per la proporzionalità di tensione e corrente di transizione è possibile sostituire i chopper di transizione unidirezionali a campo di regolazione completo, con due unidirezionali a campo incompleto, dedicati ciascuno ad una semionda (pseudo-triangolare), che commutano ciascuno la metà della tensione di regolazione, quella del segno opportuno corrispondente al segno della corrente.

I.B.3.3.b) Esemplificazione per inverter

Nel caso in cui il flusso di potenza abbia direzione definita e il fattore di potenza di uscita sia  $> \frac{\sqrt{3}}{2}$ , è possibile semplificare ulteriormente lo schema e il progetto come nella figura, grazie alla certa uni direzionalità delle correnti di inviluppo.



Figura 23 – Esempio di inverter ET unidirezionale

Infatti, nel caso, le correnti di inviluppo hanno segno definito, così che anche le celle PWM di inviluppo sono unidirezionali. L'unidirezionalità delle correnti di inviluppo permette la sostituzione di un MOSFET, in ciascuna cella, con un semplice diodo (Schottky per massima convenienza) nonché di eliminare i sei tiristori concettualmente predisposti per la conduzione inversa (da raddrizzatore).

### I.B.3.3.c) Esemplificazione per un Active Front End (AFE)

Un Active Front End è una struttura di conversione impiegata per realizzare la regolazione della potenza assorbita da una rete prevalente, con bassa distorsione armonica di corrente. Nell'accezione ET tali convertitori constano di due stadi: una 3x4 Switch Matrix che realizza la trasformazione AC/ET e un ET PWM Stage, responsabile della vera e propria regolazione a basso THD di corrente.

In applicazioni di questo tipo la direzione del flusso di potenza è definita e il fattore di potenza è sempre unitario. Questo significa che gli zeri della corrente di transizione coincidono con quelli della tensione corrispondente. È quindi conveniente operare una ulteriore parzializzazione dell'ET–DC-link, dividendo in due la tensione del campo di

regolazione PWM di transizione, al fine di impiegare chopper a campo di regolazione nonché tensioni di dimensionamento e commutate tutte dimezzate.

Da notare anche la semplificazione della parte di inviluppo della matrice 4x3, realizzata da semplici diodi raddrizzatori (come in genere realizzati in applicazioni di BT con circuiti ausiliari di precarica del DC–link capacitivo).



Figura 24 - Esempio di AFE ET unidirezionale

### I.B.4 Strutture ET PWM multilivello non ibride per la MT.

Le applicazioni di alta potenza e MT sono in genere caratterizzate da una direzione definita del flusso di potenza. Se si pensa, ad esempio, ad un azionamento elettrico di MT, i grandi motori installati non prevedono la necessità di realizzare la frenatura elettrica.

Inoltre, il fattore di potenza è sempre elevato  $\left(\cos\varphi > \frac{\sqrt{3}}{2}\right)$ .

Per tali applicazioni, non è più conveniente adottare strutture di conversione ET ibride, cioè che presentino uno stadio PWM costituito da dispositivi di potenza di differente tecnologia.

Concettualmente, occorre quindi una ripartizione omogenea delle tensioni dell'ET DClink.

### I.B.4.1 Correlazione di dimensionamento di inviluppi e transizione in 5-L ET $3\Phi$ VSI

Una prima esemplare ripartizione in quattro tensioni uguali, ovvero con quattro condensatori, come in figura, potrebbe teoricamente rivelarsi funzionale anche per la applicazione in MT.



Figura 25 - Schema di principio del 5-L ET  $3\Phi$  VSI

La tensione commutata dai chopper di inviluppo è pertanto allargata, rispetto al requisito minimo dei campi di variazione dell'inviluppo, a un quarto della massima tensione AC concatenata regolabile. Entrambi i T–choppers sono, invece, necessariamente realizzati come chopper a tre livelli (3–L chopper), analogamente alla nota configurazione delle gambe di inverter NPC.

Questa struttura presenta due problematiche coerenti:

- il campo di regolazione degli inviluppi è eccessivo, con possibili limitazioni di ampiezza della regolazione di tensione, ovvero di THD delle grandezze AC;
- la risoluzione di ampiezza è ancora insufficiente per le applicazioni in MT.

### I.B.4.2 Caso esemplare per la MT: 6-L ET 3 $\Phi$ AFE con 2-L T-choppers

In figura è rappresentato lo schema di principio di un AFE ET a sei livelli, cioè con cinque condensatori, con DC-link derivato dallo schema precedente per aggiunta di un condensatore tra due semplici T-choppers canonici, cioè a due livelli.



Figura 26 - Schema di principio del 6-L ET AFE con 2-L T-chopper

Per quanto riguarda le proprietà dello ET-DC-link, la riduzione a un quinto del campo di regolazione di inviluppo può essere considerata ottimale, anche per interfacciare una rete AC di alimentazione, comprendente le tipiche varianze di rete (tipicamente  $\pm 10\%$ ). Inoltre, la ripartizione dell'ET DC – link risulta ottimalmente compatibile con i requisiti di regolazione posti dalle proprietà delle tensioni ET.

D'altro canto, l'impiego di chopper a due livelli fa sì che il campo di regolazione della tensione di transizione possa essere incompleto, al passaggio della corrente per il suo zero. Corrispondentemente permane nulla, non "assorbibile" perché non regolabile la corrente di transizione in entrambe le semionde  $(i_{TP}, i_{TN})$ , all'interno del campo di valori di tensione non regolabili, per la proprietà strutturale volutamente ricercata per ridurre il costo dei T-choppers. Infatti, la THD di corrente risultante si dimostra cmq molto ridotta (<3%). Una tipica forma d'onda di corrente assorbita è riportata in figura, pressoché sinusoidale e comunque compatibile con le migliori normative di qualità.



Figura 27 - Esempio di forme d'onda di corrente assorbita

Per confronto, alcune norme ammettono persino che il massimo THD di corrente in ingresso possa corrispondere al cosiddetto assorbimento six-step, realizzabile, ad esempio, eliminando tutte le parti di transizione dell'AFE. Le correnti "six step" sono riportate, come idealmente ottenibili anche da un raddrizzatore trifase caricato a corrente costante (o con un induttore di DC-link di induttanza sufficientemente elevata), il cui THD è del 30%.



Figura 28 – Esempio di assorbimento six-step di corrente

I.B.4.3 Caso esemplare di inverter per la MT: 6-L ET 3 VSI con 3-L T-choppers

Si considera il caso di convertitore completo AC/ET/AC con prestazioni di risoluzione di ampiezza a sei livelli, ovvero compatibile con l'AFE precedentemente descritto con ET DC–link a cinque condensatori omogenei. Allo scopo di permettere la regolazione sinusoidale in tutte le condizioni possibili, sarebbe necessario utilizzare T–choppers a quattro livelli.

Tuttavia, se  $\cos \varphi > 0.95$ , si dimostra sufficiente, cioè più economico ed efficiente, l'utilizzazione di T-chopper a tre livelli come nello schema riportato per la perfetta regolazione sinusoidale di corrente.



Figura 29 - Schema di principio del 6-L ET 3Ф VSI con 3-L T-chopper

In tutti i casi in cui  $\frac{\sqrt{3}}{2} < \cos \varphi < 0.95$  è però possibile annullare la corrente di transizione, aprendo gli interruttori di transizione della matrice 4x3, piuttosto che perderne il controllo.

La tipica forma d'onda ottenibile per fattore di potenza 0,9 è riportata in figura, per evidenziare proprietà di THD analoghe a quelle dell'AFE del paragrafo precedente (THD <5%).



Figura 30 - Esempio di correnti di fase realizzate

Questa soluzione si presta complessivamente molto bene per applicazioni di Media Tensione, anche per gli azionamenti elettrici MT oltre che per le energie rinnovabili. In tali casi, infatti, è nota la direzione del flusso di potenza e il fattore di potenza è elevato (> 0,9). La conversione di inviluppo è quindi unidirezionale. Per quanto riguarda lo stadio PWM del convertitore di transizione, si sceglie di impiegare choppers a tre livelli a campo incompleto, che consentono una regolazione sinusoidale per  $\cos \varphi > 0.95$ , quindi THD di corrente crescente coll'ulteriore riduzione del fattore di potenza. Questa scelta è, come per l'AFE, determinata da ragioni di semplicità e costo, in applicazione della flessibilità di progetto circuitale offerta dalle proprietà ET.

# I.C.1 Attualità e tecnologia dei convertitori in MT.

I convertitori in MT sono tipicamente dimensionati per corrispondere agli standard di tensione, ottimali in particolare per lo sfruttamento dei corrispondenti organi di manovra, interruzione e protezione, ovvero interruttori elettromeccanici e fusibili oltre a eventuali soppressori di sovratensione. Ad essi devono uniformarsi le specifiche dei convertitori alimentati dalle reti di MT localmente disponibili, per la selezione dei rating di tensione e corrente dei semiconduttori di potenza, in funzione delle proprietà strutturali di conversione prescelte.

Nella pratica degli azionamenti elettrici si possono identificare sia le strutture di maggiore diffusione che i livelli di tensione più largamente richiesti

### I.C.1.1 Standard di tensione per impianti in MT, azionamenti e IGBT di potenza.

Gli standard di tensione degli impianti in MT sono riportati nella tabella in termini di tensioni nominali e massime.

MV Standards		
Tensione concatenata [kVrms]	Tensione massima di riferimento per l'isolamento [kVrms]	
3	3.6	
6	7.2	
10	12	
15	17.5	
20	24	
30	36	

Tuttavia, nella attualità la maggior parte degli azionamenti elettrici in MT richiedono rating di tensione entro i 10 kVrms nominali (< 12 kVrms). Non è dato sapere se questo avviene per i limiti dei convertitori oppure per ragioni della storia della tecnologia, ben sapendo che il settore specifico tradizionalmente è piuttosto conservativo, poco propenso alla radicale innovazione. Pertanto nel lavoro si considera il 10kV lo standard massimo richiesto, supponendo di operare scelte che possano anche "aprire" a livelli anche superiori, per ipotesi fino a 20kV ma per altre applicazioni, diverse dagli azionamenti qui considerati.

In questa prospettiva, viene quindi anche riportata la tabella degli standard di tensione degli IGBT (al silicio), attualmente il transistore di riferimento per le applicazioni di potenza e in particolare per gli azionamenti elettrici. Nella tabella viene in particolare evidenziato il considerevole divario tra la tensione massima e di targa, rispetto alla tensione considerata sostenibile e commutabile per una elevata affidabilità espressa numericamente come 100 FIT (*failures in time*):

IGBT Voltage ratings		
Tensione di targa [kV]	V <sub>com@100FIT</sub> [kV]	
0.6	0.3	
0.9	0.6	
1.2	0.8	
1.7	0.9	
2.5	1.2	
3.3	1.8	
4.5	2.25	
6.5	3.6	

Tabella 4 – Tensioni di targa e massime commutabili (con affidabilità 100 FIT) della famiglia degli IGBT

È qui opportuno precisare che la tabella relativa agli IGBT sul mercato potrebbe essere quasi identicamente replicata per i componenti a tiristore e SCR, aggiungendo altri valori reperibili commercialmente. Tuttavia, il limite superiore resterebbe invariato per tutti, come un limite proprio delle tecnologie delle strutture bipolari realizzate con substrato al silicio. Questo per confermare che il successo consolidato in MT, dei convertitori a commutazione naturale, non dipende dalla riduzione del numero di componenti da porre in serie, ma bensì dalla facilità e dalla robustezza della semplice connessione in serie.

#### I.C.1.2 Topologia di riferimento per il mercato degli azionamenti in MT: 7-L CHB.

In ragione del requisito di alimentazione diretta di macchine elettriche progettate per la alimentazione sinusoidale, il numero di livelli realmente richiesto e/o diffuso sul mercato è strettamente superiore a cinque. Da quanto discusso sulle sottoclassi MLC, la struttura di conversione vincente negli azionamenti elettrici in MT è, attualmente, il Cascaded H-Bridge (CHB) a sette livelli (7-L CHB) costituito da tre ponti a H a IGBT in serie per fase. Ciascun ponte richiede un voltage-DC–link galvanicamente isolato dagli altri, e l'alimentazione e il bilanciamento di carica dei nove (Flying) condensatori (tre per fase) è in genere ottenuto impiegando un trasformatore a bassa frequenza (50/60 Hz) di piena potenza con nove sistemi secondari, ai quali vengono collegati nove raddrizzatori a ponte trifase. Come già citato, in alternativa esiste la proposta di utilizzare trasformatori in ferrite di elevata frequenza (>1kHz), che però richiedono diversi stadi di conversione attiva e di piena potenza.

Per quanto attiene al dimensionamento in tensione, il numero di livelli prescelto dalle applicazioni corrisponde anche con i livelli di tensione realizzabili dagli IGBT di mercato. Infatti il 7-L CHB è in grado di regolare ciascuna fase a potenziali +/- tre volte la singola tensione commutata, ovvero una massima ampiezza concatenata pari a sei volte la singola tensione capacitiva. In definitiva, utilizzando IGBT di massima tensione (6.5 kV), la massima tensione efficace regolabile è definita:

$$\hat{V}_{ff} \le 6 * 3.6 = 21.6 \ kV amplitude \rightarrow \ \tilde{V}_{ff} = rac{\dot{V}_{ff}}{\sqrt{2}} \le 15.27 \ kV rms$$

Questo valore copre con abbondanza le esigenze massime degli azionamenti (<12 kVrms), impiegando componenti reperibili, ovvero senza che si debba aspettare l'introduzione di nuovi, con limiti in tensione superiori. Le ragioni della modesta diffusione, evidentemente, non sono di reperibilità delle tecnologie di base, quanto piuttosto della necessità di trasformatori di piena potenza, di costo e di efficienza complessiva.

Si osserva infine, sulla risoluzione di ampiezza, che i CHB possono strutturalmente presentare solo un numero di livelli dispari per fase, per cui, ad esempio, non sono fattibili i livelli contigui a sei e a otto. Chiaramente, una struttura che li realizza potrebbe beneficiare della maggiore risoluzione di progetto.

Pur essendo vincente sulle altre sottoclassi di MLC proprio per la numerosità dei componenti, in ogni caso un 7-L CHB comprende un rilevante numero di dispositivi di potenza, riportati in tabella per fase, oltre alla necessità del trasformatore di piena potenza.

- Complessità circuitale: in tab. x viene riportato il numero di componenti per fase necessari alla realizzazione di un convertitore Cascaded H-Bridge a sette livelli.

7-L CHB	Componenti per fase
Switch principali	12
Diodi principali	12
Diodi raddrizzatori (trifase)	12 (18)
Condensatori	3

Tabella 5 - Numero di componenti per fase di un 7-L CHB

I principali svantaggi (drawbacks) 7-L CHB sono brevemente riassunti:

- Trasformatore di piena potenza e con nove sistemi secondari;
- Elevato numero di componenti;
- Elevato numero di componenti in serie (sei PWM) che conducono la corrente di linea, ofase, quindi elevata perdita di conduzione per la regolazione PWM, cui si sommano

le perdite di alimentazione e/o di bilanciamento, comunque non trascurabili a causa della piena potenza gestita complessivamente dallo stadio alimentatorie/bilanciatore;

- Bilanciamento di carica dei condensatori, difficoltoso e che richiede condensatori di capacità crescente con la potenza reattiva.

#### I.C.2 Convertitore AC/ET/AC ottimale in MT (6-L)

#### I.C.2.1 Note e scelta del numero di livelli

Contrariamente a quanto accade per i Cascaded H-Bridge, la soluzione ET consente di adottare un numero di livelli qualsiasi. Per confronto con il 7-L CHB, si potrebbe indagare quale sia davvero il numero di livelli ottimale, da impiegare in un convertitore per azionamenti elettrici in MT.

Dal punto di vista esclusivamente delle tensioni massime regolabili, un 5 livelli sarebbe insufficiente a coprire le esigenze di mercato definite fino a 12kVrms:

$$\hat{V}_{ff} \leq 4 * 3.6 = 14 \, kV amplitude \rightarrow < 12 \, kV rms$$

Adesmpio, una realizzazione a sei livelli consente già di realizzare tensioni efficaci superiori a 12 kVrms impiegando IGBT da 6.5 kV, che commutino 3.6 kV:

$$\hat{V}_{ff} \leq 5 * 3.6 = 18 \, kV amplitude \rightarrow \ \, ilde{V}_{ff} = rac{\hat{V}_{ff}}{\sqrt{2}} \leq 12.7 \, kV rms$$

Sei livelli possono essere considerati adeguati ai requisiti di compatibilità. Nel caso della innovazione ET, l'utilizzazione di tecniche sincrone di modulazione sincrona proprietarie del concetto ET si dimostra capace di superare la prestazione di qualsiasi altro MLC, a pari numero di livelli, anche in termini di THD di tensione e flusso. Pertant , il convertitore 6-L AC/ET/AC selezionato viene qui considerato equivalente ad un 7-L CHB, le differenze applicative verso la macchina elettrica utente essendo ininfluenti.
Il convertitore 6-L AC/ET/AC considerato ottimale per azionamenti di MT, è realizzato dalla semplice composizione di strutture già discusse di AFE e inverter a sei livelli. Ad esse occorre aggiungere una valutazione di uno stadio per il bilanciamento di carica.



Figura 31 - Schema di principio del 6-L AC-ET-AC

# I.C.2.2.a) ET PWM Stage & ET-DC-link

I convertitori AFE e Inverter risultano volutamente compatibili tra loro: si tratta di strutture a sei livelli, cioè che richiedono una ripartizione omogenea in cinque dell'ET-DC-link.

Per i chopper di inviluppo, in particolare, la realizzazione risulta omogenea anche in corrente. Ciò significa che è possibile utilizzare anche due soli power modules per implementare i converitori di inviluppo positivo e negativo, dell'ET PWM Stage.

L'accoppiamento di AFE e Inverter può far sì che il bilanciamento dei condensatori si ottenga intrinsecamente. Questo accade quando i rapporti tra le ampiezze delle tensioni

concatenate di ingresso e uscita sono prossimi a uno. In tali casi, il flusso di potenza per ciascun condensatore risulta passante, per cui esso è dimensionato solo per il ripple armonico.

Al crescere del disadattamento tra ingresso e uscita, cresce lo sbilanciamento di carica (tensione) dei condensatori che compongono l'ET-DC-link. Per questo motivo, è comunque necessario prevedere uno stadio di bilanciamento, anche se di potenza ridotta grazie all'adattamento ingresso/uscita, garantito dalla uguaglianza delle tensioni nominali.

I.C.2.2.b) Stadio ausiliario o di potenza ridotta, per il bilanciamento di carica.

La problematica del bilanciamento di carica dei condensatori del DC-link costituisce uno dei principali *drawback* dell'impiego delle strutture multilivello allo stato dell'arte in MT e, in particolare, della topologia CHB.

Nella struttura di conversione AC/ET/AC il problema del bilanciamento di carica dei condensatori è comunque molto ridotto dalla realizzazione dell'accoppiamento diretto AFE/inverter grazie al common-DC-link. Il problema è quindi superato tramite l'utilizzo di circuiti addizionali di potenza ridotta, collegati ai nodi dell'ET-DC-link.



Figura 32 - Sistema di bilanciamento di carica dei condensatori dell'ET-DC-link

Il bilanciamento richiede quindi cinque ponti a H a onda quadra/trapezia (risonanti) a frequenza elevata qualsiasi (> 1 kHz) e collegati agli avvolgimenti di un autotrasformatore di alta frequenza con cinque avvolgimenti uguali. Tali ponti devono poter gestire almeno le componenti continue di corrente, non gestibili capacitivamente. Per le componenti alternative armoniche della frequenza AC, nel caso in cui si possano utilizzare le parti attive, almeno in parte, queste possono essere dimensionate anche per ridurre il dimensionamento in corrente efficace dei condensatori.

In ogni caso, se il sistema di bilanciamento potesse essere dimensionato per potenze massime di molto ridotte, rispetto alla potenza AC nominale, questo implicherebbe un ridotto impatto sul costo e uno insignificante sull'efficienza complessiva. Questo sarà un obiettivo da calcolare e verificare.

Dal punto di vista circuitale, uno schema di bilanciamento di carica per la struttura 6-L AC/ET/AC è riportato nella figura, con la tecnologia e le definizioni compatibili con lo schema delle parti di potenza.

I.C.2.2.c) Componenti in serie nelle matrici ET/AC: protezione dal c.c. e industrializzazione.

Le matrici ET/AC son state rappresentate da semplici deviatori trifase a tiristori nella introduzione alla tecnologia ET, volendo sottolineare le possibilità di utilizzazione dei più economici ed efficienti (in conduzione) dispositivi. I meccanismi opportuni, ovvero le sequenze dinamiche di stati e di comandi opportuni o necessari aprono tuttavia un tema di rilevante spessore, che esula dal lavoro. Altrettanto si può dire delle possibilità di "entrare" nella matrice con un ET-link di tensioni o correnti impresse, entrambe fattibili con proprietà notevoli, specifiche.

Rimanendo nel tema delle possibilità di realizzazione in MT, la proprietà primaria delle matrici ET/AC corrisponde a quella dei convertitori a commutazione naturale, cioè di poter facilmente essere dimensionati per qualsiasi tensione nominale, per semplice serie di interruttori uguali, in numero qualsiasi.

In realtà, mentre in condizioni operative è possibile dimostrare la fattibilità della commutazione naturale, perfino con ulteriori proprietà utili, avendo considerato stadi ET PWM a tensione impressa occorre anche far riferimento alla protezione dal corto circuito,

l'evento di guasto peggiore per qualsiasi VSI. In particolare, per sistemi trifase, l'evento peggiore possibile è il corto circuito trifase.

Dal punto di vista della protezione dal corto circuito, una matrice per inverter differisce concettualmente da una matrice da AFE raddrizzatore. In un raddrizzatore le correnti si annullano al corto circuito di ingresso, mentre in un inverter se ne può perdere il dominio.

In altri termini, le matrici per inverter devono provvedere attivamente alla soppressione delle sovracorrenti di guasto. Tuttavia, questo non significa dover dimensionare commutazioni hard-switching di apertura di guasto per la tensione totale, perché tra lo stadio ET PWM e il corto circuito sono sempre disponibili due rami in serie, in qualsiasi tipo di connessione ET/AC. Questo, concettualmente, suggerisce la possibilità della suddivisione della tensione impressa dallo stadio ET PWM al corto circuito, attraverso la matrice.

Questo è il motivo per il quale la matrice di uscita, da inverter, nello schema complessivo proposto è stata disegnata dalla serie di componenti differenziati. Per maggiore evidenza grafica, per di più, la "metà" capace di apertura forzata è disegnata come IGBT, anche se esistono altri tipi di tiristori non SCR analogamente utilizzabili.

La tematica dell'effettivo dimensionamento in tensione dei componenti di una matrice è materia che esula dal lavoro, coinvolgendo in modo differenziato e specifico ciascuna via e la ripartizione per ciascuna tra la parte capace di turn-off e la restante realizzabile a semplici SCR. Un breve cenno, intuibile più direttamente per la matrice per l'AFE, può essere generalizzato sul fatto che le tensioni di dimensionamento diretto e inverso, tipiche per le connessioni di transizione, possono notevolmente differire, mentre permane di valore generale il fatto che nessuna reversibilità è richiesta alle connessioni degli inviluppi, per definizione.

La ripartizione in serie di due interruttori differenziati è comunque definibile "canonica" dal punto di vista della proteggibilità dal corto circuito trifase dell'utenza.

A prescindere dalla differenziazione in due tipi diversi per la protezione attiva, rimane sempre possibile realizzare ciascun interruttore con un numero qualsiasi di interruttori, per ciascuna funzione, cioè è possibile realizzare qualsivoglia tensione nominale così come nei convertitori a SCR a commutazione naturale.

Dal punto di vista della industrializzazione altrettanto, si può fare riferimento a quella della realizzazione per stack di Hockey Puck montati a pressione tra dissipatori, la soluzione più efficiente economica ed affidabile della storia dei convertitori di potenza.

In definitiva, tutti gli stadi ET PWM sono letteralmente circondati ed isolati dalla rete AC, e dai suoi guasti, da un sistema ridondato ma essenziale di protezione, realizzato affidabilmente.

### I.C.3 Specifiche numeriche di progetto.

Il procedimento di razionalizzazione di specifiche esemplari di progetto e calcolo ricomprende ogni tipo di tematica, considerazione e valutazione presentato.

In breve, si vuole svolgere il progetto per un caso caratteristico di azionamento di potenza e tensione elevate ma non eccessive, rispetto alle applicazioni più diffuse:

- 5MW pare un valore intermedio idoneo, prossimo alla decina di MW, che costituisce il livello superiore delle taglie ipotizzabili di azionamento, ad esempio per ventilatori da centrali a carbone;
- 6 kV efficaci è il valore nominale forse più diffuso per le potenze oltre il MW, inoltre esso è anche caratteristico per le utenze di servizio delle centrali di produzione dell'energia elettrica;
- Le specifiche di ingresso e uscita devono essere nominalmente uguali; in altri termini, nessun trasformatore deve essere necessario, al fine di poter anche connettere l'uscita all'ingresso in modo non regolato, attraverso sistemi di *bypass*;
- Parametri di importanza secondaria, non trascurabile per le ampiezza di corrente, sono i valori minimi della tensione d'ingresso e del fattore di potenza d'uscita; per semplicità, si ipotizzano rispettivamente -10% e 0,9 così da far coincidere in/out la massima corrente;
- L'avviamento controllato del motore deve essere previsto, tuttavia è di difficile interpretazione la effettiva caratteristica di carico al variare della velocità; nel caso di pompe e ventilatori, così come per altre utenze da avviare, non ha applicazione una caratteristica a coppia e corrente costante, per cui si fa maggiore riferimento ad una caratteristica di potenza quadratica con la velocità, ovvero con l'ampiezza della

tensione al motore, trascurando le possibilità di flussaggio e deflussaggio della macchina elettrica, sincrona o asincrona.

### I.C.3.1 Specifiche trifase ingresso/uscita.

La tabella riporta i dati essenziali delle specifiche di dimensionamento dell'azionamento esemplare, che si vuole dimensionare per le verifiche numeriche di progetto.

Azionamento elettrico 5MW 6kV				
Potenza nominale (attiva)	Pn	5	MW	
Tensioni nominali di ingresso e uscita	V <sub>ff,nom</sub>	6	kVrms	
Tensione massima di ingresso	V <sub>ff,in,max</sub>	7.2	kVrms	
Campo nominale di tensione in ingresso	-	+/- 10%		
Fattore di potenza di ingresso	cosφ <sub>in</sub>	1	-	
Fattore di potenza di uscita	cosφ <sub>out</sub>	> 0.9	-	
Frequenze di ingresso e uscita	f <sub>nom</sub>	50 - 60	Hz	

Tabella 6 - Specifiche dell'azionamento elettrico analizzato

# I.C.3.2 Ampiezza massima di corrente.

Sulla base delle specifiche esposte, è possibile calcolare il valore massimo dell'ampiezza delle correnti di fase in ingresso e uscita in condizioni nominali di massima potenza.

In ingresso si assume la minima tensione (-10%), riportata anche come ampiezza delle concatenate:

$$\hat{V}_{ff,in} = 0.9 \, \hat{V}_{ff,in,nom} = 0.9 * 6 * \sqrt{2} = 7.64 \, kV amplitude \cos \varphi_{in} = 1$$

In uscita si assume il minimo fattore di potenza 0,9 e si riporta il valore nominale di tensione:

$$\hat{V}_{ff,out} = \hat{V}_{ff,out,nom} = 6 * \sqrt{2} = 8.49 \, kV amplitude \quad \cos \varphi_{out} = 0.9$$

Per le ipotesi fatte, i valori massimi di ampiezza delle correnti di fase coincidono:

$$\hat{I}_{in} \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{P_n}{\hat{v}_{ff,in} \cos \varphi_{in}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{5*10^6}{7.64*10^3*1} = 755.60 \, A \quad , \ \hat{I}_{out} \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{P_n}{\hat{v}_{ff,out} \cos \varphi_{out}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{5*10^6}{8.49*10^3*0.9} = 755.60 \, A$$

#### I.C.3.3 Caratteristiche di potenza e dipendenza dalla tensione.

Si introducono due possibili tipologie di dipendenza della potenza di uscita dalla corrispondente tensione, le leggi di potenza di carico lineare (corrente costante) e quadratica (corrente lineare con la tensione). Si può prevedere che una caratteristica reale sarà data da una combinazione delle due leggi e funzioni, in utenze idrauliche e aerodinamiche, ovvero pompe e ventilatori.

- *Legge di carico lineare*. La potenza varia come l'ampiezza delle tensioni concatenate di uscita:

$$\begin{split} P_{out} &= \left(\frac{\hat{V}_{ff,out}}{\hat{V}_{ff,out,nom}}\right) P_{nom} = \left(\frac{\hat{V}_{ff,out}}{\hat{V}_{ff,out,nom}}\right) \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\hat{V}_{ff,out,nom} \ \hat{I}_{out,nom} \ \cos\varphi_{out}\right) = \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2}\hat{V}_{ff,out} \ \hat{I}_{out,nom} \ \cos\varphi_{out} \end{split}$$

Ne segue che l'ampiezza della corrente di fase di uscita deve risultare costante e pari al valore nominale.

$$\hat{I}_{out} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{P_{out}}{\hat{V}_{ff,out} \cos \varphi_{out}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} \hat{V}_{ff,out} \hat{I}_{out,nom} \cos \varphi_{out}}{\hat{V}_{ff,out} \cos \varphi_{out}} = \hat{I}_{out,nom}$$

- *Legge di carico quadratica*: La potenza varia come il quadrato dell'ampiezza delle tensioni concatenate di uscita:

$$P_{out} = \left(\frac{\hat{V}_{ff,out}}{\hat{V}_{ff,out,nom}}\right)^2 P_{nom} = \left(\frac{\hat{V}_{ff,out}}{\hat{V}_{ff,out,nom}}\right)^2 \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\hat{V}_{ff,out,nom} \hat{I}_{out,nom} \cos\varphi_{out}\right) =$$
$$= \frac{\sqrt{3}}{2}\frac{\hat{V}_{ff,out}^2}{\hat{V}_{ff,out,nom}} \hat{I}_{out,nom} \cos\varphi_{out}$$

L'ampiezza della corrente di fase di uscita varia come quella delle tensioni concatenate di uscita.

$$\begin{split} \hat{I}_{out} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{P_{out}}{\hat{V}_{ff,out} \cos \varphi_{out}} \\ &= \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{\hat{V}_{ff,out,nom}}^2}{\hat{V}_{ff,out,nom}} \hat{I}_{out,nom} \cos \varphi_{out}}{\hat{V}_{ff,out} \cos \varphi_{out}} = \left(\frac{\hat{V}_{ff,out}}{\hat{V}_{ff,out,nom}}\right) \hat{I}_{out,nom} \end{split}$$

# I.C.3.4 Semiconduttori di potenza: tensione, corrente, tipi, effetti termici.

Ai fini della scelta dei dispositivi di potenza da adottare per la realizzazione dei vari stadi che compongono il convertitore 6-L AC/ET/AC, in tabella sono riassunte le principali specifiche di interesse.

Massima tensione concatenata di ingresso (rms)	$\tilde{V}_{ff,in,max}$	7.2	kV
Massima tensione concatenata di uscita (rms)	$\widetilde{V}_{ff,out,max}$	6	kV
Massima corrente di fase di ingresso e uscita (amplitude)	$\hat{I}_{max}$	755.60	А

Tabella 7 - Specifiche di interesse per la selezione dei componenti a semiconduttore

Per quanto riguarda l'ET-PWM-Stage, si impiegano i medesimi componenti per la realizzazione dei chopper corrispondenti dei due sotto-stadi di input e output. Se la massima tensione dell'ET-DC-link coincide con la massima ampiezza delle tensioni concatenate di ingresso:

$$V_{ET-DC-link} = 7.2 * \sqrt{2} = 10.18 \, kV$$

ciascun dispositivo di potenza deve poter commutare una tensione fino a un quinto, prima dell'intervento delle protezioni, un valore raggiunto pertanto solo transitoriamente:

$$V_{SW} < 2.04 \ kV.$$

Per quanto riguarda le correnti, si può e deve considerare che quella di transizione è di molto ridotta, quantomeno in valori medi ed efficaci, cioè per il dimensionamento termico. Inoltre, i componenti di transizione sono usati alternativamente, per le due semionde, con ulteriore riduzione della potenza media e della relativa sovratemperatura media. Per l'AFE, che opera a fattore di potenza unitario, anche la corrente di picco è un mezzo, mentre in uscita, (a) cos $\varphi$ =0,9 il valore di picco è circa 0,8.e i valori medio ed efficace inferiori al 45%.

In definitiva, per semplice uniformità si sceglie tentativamente un dato di targa di corrente superiore al minimo necessario per gli inviluppi (800 vs 755.6 A) e analogamente per la transizione dell'AFE (400 A). Tentativamente, da sottoporre a verifica termica, per i

chopper di transizione da inverter si utilizza ancora la medesima targa (400 A). Questi valori di targa sono effettivamente reperibili.

Per quanto riguarda la tensione operativa, in condizioni nominali (6kVrms) il DC-link è a meno di 8,5kV, e un quinto è minore di 1,7kV. In altri termini, il quinto della ampiezza concatenata regolabile permane < 1,8kV fino alla tensione nominale +10%. La famiglia di *IGBT da 3,3kV* di targa è appropriata, anche con un limite di soli 100 FIT per l'affidabilità.

Occorre quindi scegliere IGBT Power Modules in configurazione da chopper, da 3,3kV da 800 per E-choppers e 400 A per T-choppers.

Gli interruttori della ET-Matrix sarebbero da dimensionare in modo del tutto analogo per le correnti e ancora più dettagliato per le tensioni, dirette e inverse nella serie di due componenti che costituisce ciascun ramo delle Switch Matrix. Per ragioni di omogeneità e semplicità, dato il costo ridotto rispetto allo ET-PWM-stage, si utilizzano componenti indifferenziati:

- per la matrice di ingresso si impiegano diodi da 5 kV ed SCR da 6.5 kV;

- per la matrice di uscita IGBT da 6.5 kV 400A con SCR da 6.5 kV.

Si ricorda che gli IGBT sono utilizzati come interruttori "lenti", per cui i dati di SOA (800A) non sono rilevanti quanto gli effetti termici. In dettaglio, gli IGBT di Inviluppo conducono ciascuno per un terzo del periodo, mentre quelli di transizione per addirittura un sesto, oltre che valori inferiori di corrente.

Nella tabella sono riportati i tipi di componenti a semiconduttore effettivamente adottati per il calcolo di progetto del convertitore 6-L AC/ET/AC proposto.

5 MW 6 kV 6-L AC/ET/AC converter			
Power devices			
E-chopper	FD800R33KF2C-K		
T-chopper	FD400R33KF2C-K		
MX IGBT	FZ400R65KE3		
H-Puk SCR	T280N65TOF		
Stud diode	SKNa 402/50		
HF H-bridge	FF200R33KF2C		

Tabella 8 - Componenti scleti per la realizzazione della struttura 6-L AC/ET/AC

Nell'ultima riga della tabella compaiono gambe di inverter a IGBT da 200A e 3,3kV, ovvero della medesima tecnologia dei chopper PWM. Essi sono ipotizzati necessari per la realizzazione dei ponti a H che alimentano i cinque avvolgimenti del trasformatore predisposto per il bilanciamento di carica dei condensatori dell'ET-DC-link. Le verifiche di progetto diranno se e quanto sono sovradimensionati.

# PARTE II: Programma di calcolo ET e di progetto ai valori medi

### II.A Finalità del programma di calcolo e di progetto della struttura 6-L AC/ET/AC

Il fulcro dell'attività di tesi svolta sotto la supervisione del Prof. Fratta è stato l'elaborazione dei modelli di calcolo e verifica di progetto per la struttura 6-L AC/ET/AC introdotta nella parte I. Per far ciò, è stato sviluppato un programma utilizzando come ambiente di calcolo MATLAB. La scelta di tale ambiente di calcolo, rispetto ad altri specificatamente pensati per la simulazione dei circuiti elettrici, è da ricercarsi nella possibilità di valutare, tramite semplici implementazioni iterative, il comportamento delle grandezze di dimensionamento e progetto al variare di uno o più parametri, al fine di individuare il worst case design.

Il programma di calcolo è stato sviluppato utilizzando un approccio modulare bottom-up: per prima cosa, sono stati implementati gli algoritmi di simulazione degli stadi di ingresso e uscita della struttura. In particolare, per l'inverter sono stati realizzati due moduli funzionali distinti, uno per ciascuna modalità di funzionamento prevista (ETE e T2E); per l'Active Front End, invece, ne è stato realizzato uno solo, in accordo con l'assunzione che questo possa operare solo in funzionamento ETE. I tre moduli si interfacciano all'interno di function chiamanti che implementano i modelli di calcolo e verifica di progetto elaborati. Le diverse parti sono, infine, gestite e coordinate dalla funzione padre *MAIN* nella quale vengono definiti tutti i parametri del sistema.

Alla base dell'elaborazione sono state fatte due ipotesi fondamentali:

- poiché lo scopo della tesi esula dalla descrizione della tecnica di modulazione sincrona da impiegare, nella pratica, per il controllo della struttura 6-L AC/ET/AC, si assume una frequenza di commutazione infinita. Le forme d'onda di tensione risultanti non presentano, quindi, ripple PWM e sono da intendersi come il valor medio di quelle realizzabili;
- non avendo implementato il modello della macchina elettrica, si suppone di collegare ai morsetti di uscita della struttura di conversione tre generatori ideali di corrente sinusoidale, sostitutivi del comportamento induttivo del carico.

La parte II dell'elaborato di tesi si articola in tre capitoli (oltre a quello introduttivo), in ciascuno dei quali viene esaminata nel dettaglio una diversa problematica di dimensionamento.

Il capitolo B, in particolare, è dedicato all'analisi degli algoritmi di simulazione degli stadi AFE e inverter nelle modalità di funzionamento previste e alla visualizzazione delle forme d'onda di valor medio di tensioni e correnti in tutte le parti della struttura.

Nel capitolo C si prende in esame la problematica del dimensionamento dell'ET-DC-link: individuate e discusse le condizioni di worst case design, si studia l'andamento delle grandezze di dimensionamento dei condensatori al variare dell'ampiezza delle tensioni concatenate di input/output. Si considera, quindi, il sistema di bilanciamento di carica, al fine di verificare che questo ha scarso impatto sul costo e l'efficienza della struttura complessiva. Si propone, inoltre, il dimensionamento in tensione e corrente dei dispositivi di potenza impiegati per la realizzazione dei cinque ponti a H collegati ai nodi dell'ET-DC-link.

Infine, il capitolo D offre l'analisi del modello di perdita implementato: operata la distinzione tra componenti dell'ET-PWM-Stage e delle ET-Matrix, si individuano le perdite per conduzione in ciascun dispositivo. Per quanto riguarda le perdite per commutazione, invece, l'approccio prevede di trattare come un'unica entità ciascuna cella di commutazione, senza discriminare i contributi di switch e diodo. Per tutte le condizioni operative esaminate, si propongono, quindi, i grafici di perdita totale e di rendimento, dimostrando l'alta efficienza della struttura 6-L AC/ET/AC e, più in generale, della conversione ET, paragonabile soltanto a quella delle strutture a commutazione naturale a SCR.

Questo capitolo fornisce una descrizione dettagliata del programma sviluppato per la simulazione dei diversi stadi della struttura 6-L AC/ET/AC. Per quanto concerne lo stadio di uscita (6-L ET  $3\Phi$  VSI), sono stati implementati due diversi algoritmi, uno per ciascuna modalità di possibile funzionamento (ETE e T2E), che si differenziano per il criterio di gestione del modo comune di ottimizzazione adottato. L'algoritmo per la simulazione dello stadio di ingresso (6-L ET AFE), invece, non viene esaminato nel dettaglio in quanto differisce da quello relativo all'inverter in funzionamento ETE per le sole convenzioni di segno delle correnti adottate.

L'ultimo paragrafo è dedicato alla visualizzazione delle forme d'onda delle grandezze degli stadi di cui si compone la struttura di conversione ET analizzata, ad eccezione di quelle dell'ET-DC-link, esaminate nel capitolo successivo.

Nel corso della trattazione, per semplicità di lettura, tutte le variabili definite sono associate a grandezze per unit: le tensioni vengono normalizzate rispetto a metà dell'ampiezza nominale delle tensioni concatenate (uguale per ingresso e uscita), le correnti rispetto quella della corrente di fase. In tale contesto, si introduce il concetto di indice di inviluppo (di ingresso o uscita), definito come il rapporto tra l'ampiezza delle tensioni concatenate e la tensione dell'ET-DC-link:

$$EE_{pu} = \frac{\hat{V}_{ff}}{V_{ET-DC-link}} \qquad con \qquad V_{ET-DC-link} = \max(\hat{V}_{ff,in}, \hat{V}_{ff,out})$$

Si osservi, infine, che le forme d'onda riportate a titolo esemplificativo nei paragrafi II.B.1 e II.B.2 di descrizione del programma di calcolo, sono riferite allo stadio di uscita (6-L ET  $3\Phi$  VSI + 4x3 ET Matrix) in funzionamento ETE nelle seguenti ipotesi:

Indice di inviluppo di uscita	EE <sub>pu,out</sub>	0.75	[p.u.]
Frequenza di uscita	fout	50	[Hz]
Fattore di potenza di uscita	$\cos \varphi_{out}$	0.95	[-]

### Tabella 9 – Condizioni di funzionamento di riferimento

# II.B.1 Simulazione della regolazione per lo stadio ET PWM

Nei sotto-paragrafi successivi vengono descritte in dettaglio le istruzioni per la generazione delle grandezze ET di riferimento. Nelle ipotesi di frequenza di commutazione infinita e modellizzazione del carico trifase induttivo tramite generatori ideali di corrente, tali grandezze coincidono con quelle dell'ET-link.

# II.B.1.1 Trasformazioni AC/ET utilizzate nel programma

Si definiscono le terne simmetriche di tensioni fase-neutro  $\vec{v}_{f,N}^*$  e correnti di fase  $\vec{i}_f^*$  di riferimento:

$$\begin{cases} v_{1,N}^* = \frac{2}{\sqrt{3}} EE_{pu,out} \sin \omega t \\ v_{2,N}^* = \frac{2}{\sqrt{3}} EE_{pu,out} \sin \left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{3,N}^* = \frac{2}{\sqrt{3}} EE_{pu,out} \sin \left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \qquad \begin{cases} i_1^* = \sin(\omega t + \varphi) \\ i_2^* = \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \\ i_3^* = \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi\right) \end{cases}$$



Figura 33 – Tensioni fase medio e correnti di fase di riferimento per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo 0.75

Si passa alle corrispondenti componenti di inviluppo-transizione ( $\vec{v}_{ET,N}^* \in \vec{\iota}_{ET}^*$ ):

$$\begin{cases} v_{EP,N}^* = \max(v_{1,N}^*, v_{2,N}^*, v_{3,N}^*) \\ v_{EN,N}^* = \min(v_{1,N}^*, v_{2,N}^*, v_{3,N}^*) \\ v_{T,N}^* = -v_{EP,N}^* - v_{EN,N}^* \end{cases} \begin{cases} i_{EP}^* = \max(i_1^*, i_2^*, i_3^*) \\ i_{EN}^* = \min(i_1^*, i_2^*, i_3^*) \\ i_T^* = -i_{EP}^* - i_{EN}^* \end{cases}$$



Figura 34 - Tensioni ET riferite al punto neutro e correnti ET di riferimento per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo 0.75

Applicando il bilanciamento degli inviluppi, si trasforma la terna  $\vec{v}_{ET,N}^*$  di tensioni ET riferita al punto neutro in quella riferita al punto medio degli inviluppi  $\vec{v}_{ET,M}^*$ :

$$\begin{cases} v_{EP,M}^* = v_{EP,N}^* - \frac{v_{T,N}^*}{2} \\ v_{EN,M}^* = v_{EN,N}^* - \frac{v_{T,N}^*}{2} \\ v_{EN,M}^* = v_{EN,N}^* - \frac{v_{T,N}^*}{2} \end{cases} \rightarrow v_{EP,M}^* + v_{EN,M}^* = v_{EP,N}^* + v_{EN,N}^* + v_{T,N}^* = 0 \end{cases}$$



Figura 35 - Tensioni ET riferite al punto medio di riferimento per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo 0.75

### II.B.1.2 Opportunità e ottimizzazione nella gestione del modo comune

Le terne  $\vec{v}_{ET,M}^*$  e  $\vec{t}_{FT}$  non coincidono con quelle che si vuole vengano realizzate, rispettivamente, dall'inverter ET a 6-L e dai generatori di corrente connessi ai nodi dell'ET -link.

Si osservi, infatti, che nell'ipotesi di carico a stella senza neutro, le correnti omopolari non possono circolare e, quindi, agli effetti del carico, avviene la reiezione del modo comune. Ciò significa che è possibile sfruttare il grado di libertà residuo sulle tensioni di inviluppotransizione  $\vec{v}_{ET,M}^*$ , iniettando un modo comune opportuno, al fine di raggiungere dati obiettivi.

In alcuni casi specificati nel seguito, l'addizione del modo comune di ottimizzazione produce delle condizioni di distorsione armonica delle tensioni realizzate in corrispondenza delle quali è conveniente optare al funzionamento two-phases-ON della macchina elettrica, cioè l'annullamento della corrente della fase in transizione (e la variazione di forma d'onda delle altre due). Ciò significa che tale addizione può indurre anche una variazione nella terna  $\vec{l}_{ET}$ .

Il criterio di scelta del modo comune di ottimizzazione non è univocamente determinato, ma può variare a seconda del tipo di funzionamento e degli obiettivi che si vuole perseguire: per il funzionamento ETE,  $m_{c,ott}^*$  è ricercato per ridurre le perdite per commutazione e, quindi, migliorare l'efficienza, mentre per il funzionamento T2E,  $m_{c,ott}^*$ risulta mirato alla riduzione della massima sollecitazione termica dei dispositivi di potenza.

II.B.1.2.a) Gestione ottima del modo comune nel funzionamento ETE

Per il funzionamento ETE, il modo comune di ottimizzazione  $m_{c,ott}^*$  viene perseguito allo scopo di non far commutare (quando possibile) il chopper di inviluppo che conduce la corrente maggiore, con evidenti benefici in termini di riduzione delle perdite per commutazione e miglioramento dell'efficienza.

Per ciascun istante di tempo, si individua il chopper di inviluppo che conduce la corrente massima (in valore assoluto). Tale chopper è quello che si desidera non commuti.

A tal fine, si sceglie come modo comune di riferimento  $m_c^*$  la minima differenza (con segno) tra la tensione dell'inviluppo selezionato e gli estremi del corrispondente campo di regolazione.

Se l'addizione di  $m_c^*$  alla terna  $\vec{v}_{ET,M}^*$  non produce la saturazione di almeno uno degli altri chopper, allora  $m_c^* = m_{c,ott}^*$ .

In caso contrario, il chopper che conduce la corrente massima non può non commutare e  $m_c^* \neq m_{c,ott}^*$ . Si ripete, allora, il medesimo procedimento in riferimento al chopper di inviluppo di corrente minima.

Se, anche in questo caso, non risulta possibile non far commutare il chopper in questione, il modo comune di ottimizzazione è quello che non fa commutare il chopper di transizione.



Figura 36 - Modo comune di ottimizzazione per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo 0.75

Nel caso in cui l'addizione del modo comune di ottimizzazione produca la saturazione della transizione a uno dei suoi livelli intermedi, si decide di annullare la corrente di transizione e di passare al funzionamento two-phases ON. Per operare lo spegnimento del chopper T, si definisce una corrente omopolare che, sommata alle tre, produce l'annullamento della corrente di transizione e la distorsione delle correnti di inviluppo.

Si decide di procedere in questo modo perché, quando la transizione satura ad uno dei suoi livelli intermedi, la corrente di transizione è prossima a zero e le forme d'onda di tensione in uscita risultano distorte. Ai fini dell'efficienza, a parità di distorsione armonica delle tensioni fase-neutro sul carico, diviene dunque conveniente spegnere il chopper di transizione e commutare i due chopper di inviluppo.

II.B.1.2.b) Gestione ottima del modo comune nel funzionamento T2E

Rispetto al caso di funzionamento ETE, l'algoritmo di implementazione della modalità T2E differisce solo per il criterio di gestione del modo comune, che risulta mirato alla riduzione della massima sollecitazione termica dei componenti dell'inverter ET in funzionamento T2E.

Per semplicità di trattazione si fa specifico riferimento al funzionamento ETT, che nell'ipotesi di  $\cos\varphi = 0.95$ , risulta univocamente determinato dal segno positivo della corrente di transizione di riferimento.

Per prima cosa, si definisce un *modo comune di centraggio* che, applicato alle componenti di inviluppo e transizione di riferimento, produce la traslazione della tensione di inviluppo positivo (modulata dal chopper di inviluppo positivo) sino al centro del suo campo di regolazione.



Figura 37 – Esempio di modo comune di centraggio per inverter in funzionamento T2E

Ai fini del dimensionamento termico dei componenti, nel funzionamento ETT l'obiettivo che ci si propone è quello di far commutare sempre il chopper di inviluppo positivo e, quando possibile, di non far commutare quello che regola la corrente massima di inviluppo negativo, cioè il chopper di transizione negativa. Per ottenere ciò, si definisce dapprima il modo comune che porta al livello di saturazione più vicino la tensione di inviluppo negativo. Qualora l'addizione di tale modo comune produca la fuoriuscita della transizione dal suo campo di regolazione, diviene necessario sommare un ulteriore termine di modo comune, in modo da tentare di riportare la tensione T ad uno dei sui livelli estremi. Questa operazione è consentita solo se le tensioni di inviluppo permangono all'interno del loro campo di regolazione e, per questo, il modo comune aggiuntivo viene opportunamente vincolato. Nel caso in cui non sia possibile desaturare la transizione si presentano due casi distinti:

- se la tensione di transizione è maggiore del suo livello estremo superiore, si accetta la saturazione (e la conseguente distorsione armonica di tensione) senza provvedimenti ulteriori.

- se la tensione di transizione è minore del suo livello estremo inferiore, si verifica la perdita di controllo e si può decidere di spegnere il chopper di transizione, annullandone la corrente (funzionamento two-phases ON). Tale operazione è analoga a quella vista nel paragrafo dedicato al funzionamento ETE.

La somma dei termini di modo comune discussi costituisce il modo comune di ottimizzazione.



Figura 38 – Esempio di modo comune di ottimizzazione per inverter in funzionamento T2E

### II.B.1.3 Calcolo delle tensioni ET di riferimento e visualizzazione dei duty cycle

A partire dalla terna  $\vec{v}_{ET,M}^*$  e calcolato il modo comune di ottimizzazione per la condizione di funzionamento esaminata, è semplice ricavare le tensioni ET di riferimento (ancora riferite al punto medio degli inviluppi)

$$\begin{cases} \boldsymbol{v}_{EP,M}^{*} = v_{EP,M}^{*} + m_{c,ott}^{*} \\ \boldsymbol{v}_{EN,M}^{*} = v_{EN,M}^{*} + m_{c,ott}^{*} \\ \boldsymbol{v}_{T,M}^{*} = v_{T,M}^{*} + m_{c,ott}^{*} \end{cases}$$

che devono essere opportunamente saturate, tenendo conto dei limiti strutturali dei campi di regolazione di inviluppo e transizione.



Figura 39 – Tensioni ET di riferimento per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo 0.75

Note le tensioni ET di riferimento, mediante semplici manipolazioni algebriche, è possibile ricavare i duty cycle di tutti i chopper che costituiscono l'ET-PWM Stage.



Figura 40 – Duty cycle di riferimento per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo 0.75

*II.B.1.4 Calcolo delle correnti ET di riferimento nel caso di funzionamento two-phases-ON* 

Nell'ambito della descrizione dei criteri di gestione ottima del modo comune nei funzionamenti ETE e T2E, sono stati esaminati i casi in cui risulta conveniente far operare la macchina elettrica in funzionamento two-phases-ON.

In tali circostanze, è necessario definire una corrente omopolare  $i_o^*$  uguale e opposta a quella di transizione di riferimento, che deve essere sommata opportunamente alla terna  $\vec{i}_{ET}^*$ :

$$i_{o}^{*} = -i_{T}^{*}$$

$$\begin{cases} \boldsymbol{i}_{EP}^* = \boldsymbol{i}_{EP}^* - \frac{\boldsymbol{i}_o^*}{2} \\ \boldsymbol{i}_{EN}^* = \boldsymbol{i}_{EN}^* - \frac{\boldsymbol{i}_o^*}{2} \\ \boldsymbol{i}_T^* = \boldsymbol{i}_T^* + \boldsymbol{i}_o^* = \boldsymbol{0} \end{cases}$$



Figura 41 - Correnti ET di riferimento per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo 0.75

Da un punto di vista della modellistica, l'operazione di annullamento di una delle tre correnti di fase (quella in transizione) non è realizzabile se l'utenza è costituita da tre generatori ideali di corrente sinusoidale. Per ovviare a tale problema concettuale, nei casi in cui sia conveniente passare al funzionamento two-phases-ON della macchina elettrica, si suppone di commutare il modello del carico in uno induttivo, per il quale siano, però, trascurabili i transitori di annullamento e ripristino della corrente.

#### II.B.2 Applicazione della 4x3 ET-Matrix e reiezione di modo comune

### II.B.2.1 Valori caratteristici della matrice $B_{ET/AC}$

Nelle ipotesi di frequenza di commutazione infinita e modellizzazione del carico tramite tre generatori ideali di corrente sinusoidale, le grandezze ET di riferimento coincidono con quelle di ET-link ( $\vec{v}_{ET,M} \in \vec{i}_{ET}$ ) e rappresentano, quindi, gli ingressi alla 4x3 ET-Matrix, che ha il compito di realizzare la trasformazione circuitale inversa ET/AC. Tale operazione viene rappresentata, da un punto di vista matematico, dalla matrice di trasformazione  $B_{ET/AC}$  che, moltiplicata per le terne  $\vec{v}_{ET,M} \in \vec{i}_{ET}$ , fornisce le corrispondenti

$$\vec{v}_{f,M} \,\mathrm{e}\,\vec{i}_{f}$$

$$\vec{v}_{f,M} = \begin{bmatrix} B_{ET/AC} \end{bmatrix} \vec{v}_{ET,M} \qquad \vec{i}_f = \begin{bmatrix} B_{ET/AC} \end{bmatrix} \vec{i}_{ET}$$

I coefficienti della matrice  $B_{ET/AC}$  sono bit 0-1 e rappresentano lo stato dei componenti della 4x3 ET-Matrix. Questo significa che è necessario definire una matrice  $B_{ET/AC}$  per ogni sesto di periodo.

Ciascun sesto di periodo è univocamente determinato dal segno delle tensioni concatenate di riferimento  $v_{12}^*, v_{23}^*, v_{31}^*$ :

$$\begin{cases} v_{12}^* = v_{1,N}^* - v_{2,N}^* \\ v_{23}^* = v_{2,N}^* - v_{3,N}^* \\ v_{31}^* = v_{3,N}^* - v_{1,N}^* \end{cases}$$



Figura 42 – Esempio di tensioni concatenate di riferimento per la selezione del sesto di periodo esaminato

Per il sesto di periodo contrassegnato  $v_{12}^* > 0$ ,  $v_{23}^* > 0$ ,  $v_{31}^* < 0$ . Ciò significa che  $v_{1,N}^*$  si trova sull'inviluppo positivo,  $v_{2,N}^*$  in transizione,  $v_{3,N}^*$  sull'inviluppo negativo.



Figura 43 – Esempio di tensioni fase-neutro di riferimento per la selezione del sesto di periodo esaminato

A partire da queste considerazioni, è semplice individuare gli stati che tutti i componenti della matrice devono possedere affinché, nel sesto di periodo considerato, si realizzi la corretta trasformazione ET/AC. Con 1 si indica lo stato di conduzione, con 0 quello di interdizione.

Si distinguono i funzionamenti ETE (per  $i_T^* > 0 \ e < 0$ ), ETT e TTE.

Tabella 10 – Stato dei componenti della ET-Matrix per funzionamento ETE con corrente T di riferimento positiva

	Ramo EP/AC	Ramo TP/AC	Ramo TN/AC	Ramo EN/AC
Terminale 1	1	0		0
Terminale 2	0	1	_	0
Terminale 3	0	0		1

#### Tabella 11 - Stato dei componenti della ET-Matrix per funzionamento ETE con corrente T di riferimento negativa

	Ramo EP/AC	Ramo TP/AC	Ramo TN/AC	Ramo EN/AC
Terminale 1	1		0	0
Terminale 2	0	_	1	0
Terminale 3	0		0	1

Tabella 12 - Stato dei componenti della ET-Matrix per funzionamento ETT

	Ramo EP/AC	Ramo TP/AC	Ramo TN/AC	Ramo EN/AC
Terminale 1	1	0	0	
Terminale 2	0	1	0	_
Terminale 3	0	0	1	

Tabella 13 - Stato dei componenti della ET-Matrix per funzionamento TTE

	Ramo EP/AC	Ramo TP/AC	Ramo TN/AC	Ramo EN/AC
Terminale 1		1	0	0
Terminale 2	-	0	1	0
Terminale 3		0	0	1

Eliminando dalle tabelle precedenti le colonne relative ai rami non coinvolti nella regolazione per ciascuna modalità di funzionamento, rimane univocamente definita la matrice  $B_{ET/AC}$  per il sesto di periodo considerato:

$$B_{ET/AC} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Resta provata l'indipendenza della matrice dal tipo di funzionamento e dal segno della corrente di transizione di riferimento. Procedendo in modo analogo per tutti i sesti di periodo, si trovano tutti i possibili valori che i coefficienti di  $B_{ET/AC}$  possono assumere.

$$\begin{bmatrix} v_{1,M} \\ v_{2,M} \\ v_{3,M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{ET/AC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{EP,M} \\ v_{T,M} \\ v_{EN,M} \end{bmatrix} \qquad \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_{ET/AC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{EP} \\ i_T \\ i_{EN} \end{bmatrix}$$



Figura 44 – Tensioni fase-medio e correnti di fase realizzate per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo 0.75

#### II.B.2.2 Applicazione e calcolo della reiezione di modo comune

L'ultimo passo del programma di calcolo, prevede di emulare la reiezione di modo comune operata dal carico per la generazione delle tensioni fase-neutro.

Per ottenere ciò, è sufficiente sottrarre a ciascuna tensione fase-medio un terzo della loro somma:

$$m_{c} = \frac{v_{1,M} + v_{2,M} + v_{3,M}}{3} \rightarrow \begin{cases} v_{1,N} = v_{1,M} - m_{c} \\ v_{1,N} = v_{2,M} - m_{c} \\ v_{1,N} = v_{3,M} - m_{c} \end{cases}$$



Figura 45 – Tensioni fase-neutro realizzate per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo 0.75

### II.B.3 Visualizzazione delle forme d'onda nelle condizioni più significative

Descritto l'algoritmo del programma di calcolo, è interessante presentare le forme d'onda delle grandezze ET e AC, realizzate dagli stadi di ingresso e uscita della struttura 6-L AC/ET/AC. Per quanto riguarda l'inverter, si opera la distinzione tra i funzionamenti ETE e T2E, caratterizzati da differenti scelte di gestione e ricerca del modo comune ottimo. Per l'AFE, invece, ci si limita a presentare le forme d'onda in funzionamento ETE, in accordo con le tipiche varianze di rete ( $\pm 10\%$ ).

### II.B.3.1 Forme d'onda delle grandezze ET e AC da inverter

Si propongono le forme d'onda delle grandezze ET e AC realizzate dall'inverter in diversi punti di lavoro. Tra questi, i più significativi risultano quelli in corrispondenza degli estremi dei campi di regolazione delle due possibili modalità di funzionamento, in quanto consentono di visualizzare la continuità di regolazione tra ETE e T2E e la bassa distorsione armonica delle grandezze realizzate.

In tale contesto, è necessario specificare i due campi di regolazione in funzione dell'indice di inviluppo di uscita:

Si osservi che quando l'indice di inviluppo scende al di sotto di  $EE_{pu,out} \leq \frac{2}{\sqrt{3}} * 0.6$ , le tensioni di inviluppo si trovano interamente fuori dal proprio campo di regolazione e, ai fini della distorsione armonica di tensione realizzata, risulta conveniente passare al funzionamento T2E.

Inoltre, poiché si è scelto di impiegare chopper di transizione a campo incompleto (3-L), la modalità T2E non consente di regolare sino allo zero di tensione. Per ovviare al problema e adempiere al requisito richiesto di avviamento regolato dell'azionamento, si deve ricorrere a particolari modalità di funzionamento *two-phases-ON*, la cui descrizione esula dagli scopi della tesi.

Per tutti i casi esaminati nel seguito si ipotizzano:

Tabella 14 – Valori di frequenza e j	fattore di potenza di riferimento
--------------------------------------	-----------------------------------

Frequenza	fout	50	[Hz]
Fattore di potenza	$\cos arphi_{out}$	0.95	[-]



Caso 1. Indice di inviluppo  $EE_{pu,out} = 1$ 

Figura 46 – Grandezze ET e AC per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo 1

Caso 2. Indice di inviluppo  $EE_{pu,out} = 0.9$ 



Figura 47 - Grandezze ET e AC per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo 0.9

Caso 3. Indice di inviluppo  $EE_{pu,out} = 0.65$ 



Figura 48 - Grandezze ET e AC per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo 0.65

II.B.3.1.b) modalità T2E

Caso 1. Indice di inviluppo  $EE_{pu,out} = 0.65$ 



Figura 49 - Grandezze ET e AC per inverter in funzionamento T2E con indice di inviluppo 0.65

Caso 2. Indice di inviluppo  $EE_{pu,out} = 0.5$ 



Figura 50 - Grandezze ET e AC per inverter in funzionamento T2E con indice di inviluppo 0.5

Caso 3. Indice di inviluppo  $EE_{pu,out} = 0.25$ 



Figura 51 - Grandezze ET e AC per inverter in funzionamento T2E con indice di inviluppo 0.25

II.B.3.1.c) Calcolo del THD delle tensioni fase-neutro di uscita

Nell'ambito della trattazione dedicata alla visualizzazione delle forme d'onda, risulta certamente utile calcolare il THD delle tensioni fase – neutro di uscita. Tale analisi viene condotta ipotizzando che l'indice di inviluppo di uscita vari nel seguente intervallo:

$$\frac{2}{\sqrt{3}} * 0.2 \le EE_{pu,out} \le 1$$

In questo modo, si evidenzia l'entità della distorsione armonica di tensione realizzata nelle modalità di funzionamento dell'inverter ETE e T2E e si riesce a individuare il valore di  $EE_{pu,out}$  in corrispondenza del quale è conveniente effettuare la commutazione del tipo di funzionamento.

L'indicatore maggiormente utilizzato per esprimere la distorsione armonica di una grandezza elettrica è il THD (*Total Harmonic Distorsion*), generalmente espresso in valore percentuale:

$$THD\% = \frac{100}{\tilde{V}_1} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \tilde{V}_k^2} = 100 \sqrt{\frac{\tilde{V}^2}{\tilde{V}_1^2} - 1}$$

 $\tilde{V}$  è il valore efficace della tensione di fase di uscita e  $\tilde{V}_k$  quello della armonica di ordine k.

Per il calcolo della fondamentale  $v_{1,n,fond}$  si ricorre allo sviluppo in serie di Fourier:

$$a = \frac{2}{T} \int_{T} v_{1,n} \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt$$

$$b = \frac{2}{T} \int_{T} v_{1,n} \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt$$

$$v_{1,n,fond} = a \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right) + b \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right)$$

Applicando la definizione di valore efficace a  $v_{1,n}$  e  $v_{1,n,fond}$ 

$$\tilde{V} = \sqrt{\frac{1}{T}} \int_{T} v^{2}(t) dt$$

si trovano  $\tilde{V}$  e  $\tilde{V}_1$  e, quindi, il *THD*% della tensione fase – neutro di uscita.



Figura 52 – Andamento del THD delle tensioni fase-neutro realizzate

Dall'osservazione delle due curve si desume come, in termini di distorsione armonica, risulti opportuno far commutare il funzionamento dell'inverter da ETE a T2E quando l'indice di inviluppo scende al di sotto di circa 0.7.

In corrispondenza dei valori nominali delle tensioni concatenate di input/output il THD è del 4%: il convertitore ET a sei livelli garantisce quindi alta risoluzione in ampiezza della tensione fase-neutro realizzata e, per questo, può essere impiegato in azionamenti di macchine elettriche progettate per alimentazione sinusoidale senza che queste subiscano derating o riduzione dell'affidabilità.

È importante precisare che, qualora venisse meno l'ipotesi di frequenza di commutazione infinita, per la presenza del ripple PWM si osserverebbe un aumento del THD della tensione fase – neutro di uscita, anche se di pochi punti percentuali.

Si propongono le forme d'onda delle grandezze ET e AC da AFE in due diversi punti di lavoro, caratterizzati da valori di  $EE_{pu,in}$  pari a 1 e 0.9. Si osservi, infatti, che lo stadio di ingresso dell'ET-PWM-Stage opera sempre in funzionamento ETE, nell'ipotesi in cui la tensione di rete non scenda al di sotto del 10% del valore nominale di 6 kVrms.

Di particolare interesse risulta l'osservazione delle forme d'onda di corrente: una tipica forma d'onda di corrente assorbita è pressoché sinusoidale, con THD < 3%. Per confronto, alcune norme ammettono che il massimo THD di corrente in ingresso (30 %) sia del cosiddetto assorbimento six – step, realizzabile, ad esempio, eliminando tutte le parti di transizione dell'AFE.

A partire da questa considerazione, si comprende come la realizzazione dei T-chopper a 2-L non solo risulti più economica di quella a campo completo a 4-L, ma garantisca anche una distorsione armonica della corrente assorbita piccola, di molto inferiore alla massima ammessa dalle norme.

I casi analizzati nel seguito prevedono:

Frequenza	f <sub>in</sub>	50	[Hz]
Fattore di potenza	$\cos \varphi_{in}$	1	[-]

Tabella 15 – Valori di frequenza e fattore di potenza di riferimento
Caso 1. Indice di inviluppo  $EE_{pu,in} = 1$ 



Figura 53 - Grandezze ET e AC per AFE con indice di inviluppo 1

Caso 2. Indice di inviluppo  $EE_{pu,in} = 0.9$ 



Figura 54 - Grandezze ET e AC per AFE con indice di inviluppo 0.9

# II.C Programma di calcolo per il dimensionamento dell'ET-DC-link

# II.C.1 Correnti e quantità di carica risultanti nell'ET-DC-link

Prima di affrontare le problematiche di dimensionamento dei condensatori e del sistema di bilanciamento di carica, è utile visualizzare le forme d'onda delle correnti tra i nodi dell'ET-DC-link e delle corrispondenti quantità di carica.

Si fa riferimento alla seguente condizione operativa di adattamento input/output:

Ampiezza delle tensioni concatenate di ingresso	$\widehat{V}_{ff,in}$	$6\sqrt{2}$	[kV]
Ampiezza delle tensioni concatenate di uscita	$\hat{V}_{ff,out}$	6√2	[kV]
Frequenza di ingresso	$f_{in}$	50	[Hz]
Frequenza di uscita	fout	50	[Hz]
Fattore di potenza di ingresso	$\cos arphi_{in}$	1	[-]
Fattore di potenza di uscita	$\cos arphi_{out}$	0.95	[-]

Tabella 16 – Condizioni di funzionamento input/output esaminate

Per generare le forme d'onda desiderate, è necessario innanzitutto interfacciare i programmi di simulazione degli stadi di ingresso e uscita della struttura 6-L AC/ET/AC. Per far ciò è sufficiente trattare tali programmi come delle *function* gestite da un *main* di livello superiore. A ciascuna function si richiedono in uscita i vettori corrispondenti a tutte le grandezze ET e AC, oltre che i duty cycle dei chopper dell'ET-PWM-Stage (input/output).

Realizzato l'interfacciamento, si deve prevedere la possibilità che nasca uno sbilanciamento di potenza attiva tra ingresso e uscita. Per ovviare a questo problema si procede con la *compensazione della potenza attiva*: se l'ampiezza delle tensioni concatenate di ingresso è inferiore a quella delle tensioni concatenate in uscita, si

moltiplicano le correnti di fase di ingresso per il valore assoluto del rapporto  $\left|\frac{P_{out}}{P_{in}}\right|$ . Viceversa, si moltiplicano le correnti di fase di uscita per il valore assoluto del rapporto  $\left|\frac{P_{in}}{P_{out}}\right|$ .

In formule:

$$P_{in} = \frac{1}{T} \int_{T} \left( v_{1,N,in} i_{1,in} + v_{2,N,in} i_{2,in} + v_{3,N,in} i_{3,in} \right) dt$$

$$P_{out} = \frac{1}{T} \int_{T} \left( v_{1,N,out} i_{1,out} + v_{2,N,out} i_{2,out} + v_{3,N,out} i_{3,out} \right) dt$$

$$se \quad \hat{V}_{ff,in} \leq \hat{V}_{ff,out} \rightarrow K = \left| \frac{P_{out}}{P_{in}} \right| \rightarrow \begin{cases} Ki_{1,in} \\ Ki_{2,in} \\ Ki_{3,in} \end{cases}$$

$$se \quad \hat{V}_{ff,in} \ge \hat{V}_{ff,out} \quad \rightarrow \quad K = \left|\frac{P_{in}}{P_{out}}\right| \quad \rightarrow \quad \begin{cases} Ki_{1,out} \\ Ki_{2,out} \\ Ki_{3,out} \end{cases}$$

Per ricavare le correnti tra i nodi dell'ET-DC-link si devono conoscere quelle di tutti i dispositivi di potenza che compongono l'ET-PWM Stage. Note le correnti ET e i duty cycle dei chopper di ingresso e uscita, è semplice operare la ripartizione tra le correnti di switch e diodo. Indicando con *ch* il generico chopper:

$$i_{ch,SW} = D_{ch}^* i_{ch}$$

$$i_{ch,D} = (1 - D_{ch}^*)i_{ch}$$

Assegnate le correnti a tutti i componenti dell'ET-PWM Stage, è possibile calcolare quelle dell'ET-DC link applicando opportunamente la prima legge di Kirchhoff.



$$i_{PET} = i_{EP,in,D} - i_{EP,out,SW}$$

$$i_{PTM} = i_{EP,in,SW} + i_{TP,in,D} - i_{EP,out,D} - i_{TP1,out,SW} + i_{PET}$$

$$i_{NTE} = -i_{EN,in,D} + i_{EN,out,SW}$$

$$i_{NMT} = -i_{TN,in,D} - i_{EN,in,SW} + i_{TN1,out,SW} + i_{EN,out,D} + i_{NTE}$$

$$i_{MM} = i_{TP,in,SW} - i_{TP1,out,D} - i_{TN2,out,D} + i_{PTM} =$$

$$= -i_{TN,in,SW} + i_{TP2,out,D} + i_{TN1,out,D}$$

Figura 55 – ET-PWM-Stage

Ne risulta quanto segue:



Figura 56 – Andamento delle correnti tra i nodi dell'ET-DC-link

#### II.C.1.1 Scomposizione delle componenti DC e AC di corrente

Per comprendere quali correnti circolino nei condensatori e quali vengano gestite dal sistema di bilanciamento di carica, è necessario operare la scomposizione in componenti continue e alternative delle correnti tra i nodi dell'ET-DC-link. In riferimento alla corrente tra i nodi PE e PT:

$$i_{PET,c.c.} = \frac{1}{T} \int_{T} i_{PET}(t) dt$$
  $i_{PET,c.a.} = i_{PET} - i_{PET,c.c.}$ 

Di seguito si riporta l'andamento delle componenti continue e alternative delle cinque correnti dell'ET-DC-link nella condizione operativa esaminata:



Figura 57 – Andamento delle componenti alternative delle correnti tra i nodi dell'ET-DC-link



Figura 58 – Andamento delle componenti continue di corrente tra i nodi dell'ET-DC-link

Si assume che le componenti alternative vengano gestite per intero dai condensatori, quelle continue dal sistema di bilanciamento. Questa scomposizione, però, non è l'unica possibile: nella pratica, al fine di ridurre il dimensionamento in corrente dei condensatori, spesso si fa in modo che parte delle componenti alternative siano a carico dei ponti a H di bilanciamento.

Come si può osservare, la corrente nel condensatore centrale presenta una periodicità di sesta armonica, le altre di terza. Inoltre, avendo ipotizzato condizioni di perfetto adattamento ingresso/uscita, le componenti continue di corrente risultano trascurabili.

## II.C.1.2 Calcolo del ripple di quantità di carica

Note le correnti che circolano in ciascun condensatore (componenti alternative) è possibile ricavare i ripple di quantità di carica corrispondenti, come integrale a valor medio nullo. In riferimento al condensatore collegato tra i nodi PE e PT dell'ET-DC-link:

$$q_{\mathcal{C}, PET} = \int i_{PET, c.a.}(t) dt - \frac{1}{T} \int_{T} \left( \int i_{PET, c.a.}(t) dt \right) dt$$



Figura 59 – Ripple di quantità di carica dei condensatori dell'ET-DC-link

Anche in questo caso, si osserva che il condensatore centrale presenta un ripple di quantità di carica con periodicità di sesta armonica, gli altri di terza.

# II.C.1.3 Correlazione di fase e frequenza

Si osservino gli andamenti delle componenti continue e alternative delle cinque correnti tra i nodi dell'ET-DC-link nella seguente condizione operativa:

Ampiezza delle tensioni concatenate di ingresso	$\widehat{V}_{ff,in}$	$0.9 * 6\sqrt{2}$	[kV]
Ampiezza delle tensioni concatenate di uscita	$\hat{V}_{ff,out}$	$6\sqrt{2}$	[kV]
Frequenza di ingresso	$f_{in}$	50	[Hz]
Frequenza di uscita	fout	60	[Hz]
Fattore di potenza di ingresso	$\cos arphi_{in}$	1	[-]
Fattore di potenza di uscita	$\cos \varphi_{out}$	0.95	[-]

Tabella 17 - Condizioni di funzionamento di disadattamento input/output



Figura 60 – Andamento delle componenti continue e alternative delle correnti tra i nodi dell'ET-DC-link in condizioni di disadattamento input/output

Rispetto al caso analizzato in precedenza, si ipotizzano differenze di 10 Hz tra le frequenze e di 0.1 p.u. tra gli indici di inviluppo di ingresso e uscita. Si osserva che:

- vengono meno le proprietà di periodicità delle componenti alternative (l'intervallo di tempo di indagine è 0.1 s, non più 0.02 s)

- aumenta l'ampiezza delle componenti alternative

- le componenti continue non sono più trascurabili.

A partire da queste considerazioni si comprende come al crescere del disadattamento tra le condizioni di funzionamento di ingresso e uscita, aumentino le problematiche di dimensionamento dei condensatori e del sistema di bilanciamento dell'ET-DC-link. Tale fenomeno si spiega alla luce del fatto che, al variare delle relazioni di frequenza, fase, fattore di potenza e indice di inviluppo di input/output, variano le modalità con le quali si sommano i contenuti armonici delle correnti che afferiscono ai nodi dell'ET-DC-link.

Ciò significa che individuare il worst case design di dimensionamento è estremamente difficile, in quanto richiede di condurre un'analisi delle possibili condizioni di disadattamento al variare di più variabili.

## II.C.2 Dimensionamento e progetto dell'ET-DC-link

L'ET-DC-link presenta una equi-ripartizione, realizzata mediante l'impiego di cinque condensatori che devono essere tutti uguali tra loro. Ai fini del dimensionamento, si considerano le seguenti condizioni operative:

Caso A)				
Ammierre delle tensioni concetenate di inguesse	ŵ		[1-3/7]	
Ampiezza dene tensioni concatenate di ingresso	V <sub>ff,in</sub>	0.9 * 6√2		
Ampiezza delle tensioni concatenate di uscita	$\hat{V}_{ff,out}$	$[0.2 \div 1] * 6\sqrt{2}$	[kV]	
(range)				
Frequenza di ingresso	$f_{in}$	50	[Hz]	
Frequenza di uscita	fout	60	[Hz]	
Fattore di potenza di ingresso	$\cos arphi_{in}$	1	[-]	
Fattore di potenza di uscita	$\cos \varphi_{out}$	0.95	[-]	
Legge di carico quadratica	-	-	-	
Caso B)				
Ampiezza delle tensioni concatenate di ingresso	$\hat{V}_{ff,in}$	$[0.9 \div 1.2] * 6\sqrt{2}$	[kV]	
(range)				
Ampiezza delle tensioni concatenate di uscita	$\hat{V}_{ff,out}$	6√2	[kV]	
Frequenza di ingresso	$f_{in}$	50	[Hz]	
Frequenza di uscita	fout	60	[Hz]	
Fattore di potenza di ingresso	$\cos \varphi_{in}$	1	[-]	
Fattore di potenza di uscita	$\cos \varphi_{out}$	0.95	[-]	

Tabella 18 – Condizioni di funzionamento input/output di riferimento per il dimensionamento dell'ET-DC-link

Come si è spiegato, la ricerca del worst case design di dimensionamento dei condensatori è complicata dalla necessità di valutare come variano le componenti alternative delle correnti e i ripple di quantità di carica al variare di più parametri di input/output (relazione di fase, frequenze, fattori di potenza, indici di inviluppo). Le condizioni operative esaminate sono frutto di prove successive e conducono a risultati significativi. Per dimensionare un condensatore occorre, innanzitutto, valutare la massima tensione che deve sostenere.

Poiché si conduce un'analisi ai valori medi, la tensione ai capi di ciascun condensatore si assume costante. Si ipotizza, inoltre, che la tensione totale di ET-DC-link coincida con la massima tra le ampiezze delle tensioni concatenate di ingresso e uscita:

$$V_{ET-DC-link} = \max(\hat{V}_{ff,in}, \hat{V}_{ff,out})$$

In condizioni nominali  $\hat{V}_{ff,in} = \hat{V}_{ff,out} = 6 * \sqrt{2} = 8.49 \ kV$  e, quindi, ciascun condensatore deve sostenere una tensione di:

$$V_{C,NOM} = \frac{V_{ET-DC-link,NOM}}{5} = 1.70 \ kV$$

Se, invece, si considera la possibilità che l'ampiezza delle tensioni concatenate di ingresso si porti a  $\hat{V}_{ff,in} = 7.2 * \sqrt{2} = 10.18 \, kV$  (7.2 kVrms è la tensione di dimensionamento degli organi di manovra e protezione lato rete), si trova la tensione di dimensionamento dei condensatori:

$$V_{C,DIM} = \frac{V_{ET-DC-link,MAX}}{5} = 2.04 \, kV$$

#### II.C.2.2 Calcolo del massimo valore efficace di corrente

Per calcolare il massimo valore efficace di corrente nelle condizioni di worst case design esaminate, è sufficiente iterare l'algoritmo descritto nel paragrafo *II.C.1.3* al variare dell'ampiezza delle tensioni concatenate di uscita (Caso A) o di ingresso (Caso B). Ad

ogni passo di calcolo si applica la definizione di valore efficace alle componenti alternative delle correnti tra i nodi dell'ET-DC-link, supposte completamente a carico dei condensatori.



Figura 61 – Andamento dei valori efficaci delle correnti nei condensatori per i casi A) e B)

Dall'analisi dei grafici riportati in figura, si comprende come il massimo valore efficace di corrente sia a carico del condensatore tra i nodi PE e PT dell'ET-DC-link e si realizzi quando la tensione di uscita è al valore nominale, la tensione di ingresso al 90% di esso. Tale valore efficace vale:

$$\tilde{I}_{C,DIM} = 333.06 Arms$$

## II.C.2.3 Calcolo del massimo valore picco-picco della quantità di carica

Per calcolare il massimo valore picco-picco della quantità di carica si procede in modo analogo a quanto visto nel sotto-paragrafo precedente. Questa volta, ad ogni passo di calcolo, si ricerca il valore massimo del ripple di quantità di carica di ciascun condensatore.



Figura 62 – Andamento dei valori picco-picco di quantità di carica dei condensatori per i casi A) e B)

Si trova che la condizione peggiore, da un punto di vista del ripple di quantità di carica, è ancora a carico del condensatore tra i nodi PE e PT dell'ET-DC-link e si presenta quando l'uscita è alla tensione nominale, l'ingresso alla massima tensione (7.2 kVrms).

$$Q_{C,p-p,DIM} = 0.62 C$$

#### II.C.2.4 Dimensionamento della capacità dei condensatori

Noto il massimo valore picco-picco di quantità di carica, è possibile ricavare la capacità dei condensatori fissando opportunamente il massimo valore picco-picco del ripple di tensione.

Per un condensatore da 2 kV, tenendo anche conto delle massime tensioni commutabili dai semiconduttori di potenza dell'ET-PWM-Stage, un valore accettabile può essere 200 V, corrispondente a un fattore di ripple del 10%.

$$C_{ET-DC-link} = \frac{Q_{C,p-p,DIM}}{V_{C,p-p,DIM}} = 3.1 mF$$

Ricavata la capacità e conoscendo l'andamento del ripple di quantità di carica di ciascun condensatore, è possibile calcolare i ripple di tensione. In riferimento al condensatore tra i nodi PE e PT dell'ET-DC-link:

$$v_{C,PET} = \frac{q_{C,PET}}{C_{ET-DC-link}}$$

Si riportano gli andamenti dei ripple di tensione dei condensatori in riferimento alle condizioni operative proposte nel sotto-paragrafo II.C.1.3.



Figura 63 – Andamento dei ripple di tensione ai capi dei condensatori

#### II.C.3 Calcolo del bilanciamento di carica

Uno degli aspetti critici del progetto di un convertitore multilivello è il dimensionamento (e la realizzazione) del sistema di bilanciamento di carica dei condensatori che compongono il DC-link. Nelle strutture di conversione ET, tale problema può essere risolto impiegando un sistema a potenza ridotta, costituito da cinque ponti a H, modulati a onda quadra, collegati ai nodi dell'ET-DC-link e da un autotrasformatore di alta frequenza a cinque primari.

La potenza di dimensionamento del sistema di bilanciamento di carica risulta un ordine di grandezza inferiore rispetto a quella della struttura complessiva. Questo implica uno scarso impatto sul costo e sull'efficienza del sistema.

I ponti a H devono poter gestire almeno le componenti continue di corrente che non possono passare nei condensatori e, nel caso in cui si voglia ridurre il dimensionamento in corrente di questi ultimi, si può decidere di farvi circolare anche parte delle componenti alternative.

# II.C.3.1 Verifiche di progetto ed efficienza



gestite dal sistema di bilanciamento di carica coincidano con le sole componenti continue delle correnti tra i nodi dell'ET-DC-link.

Nell'ambito della presente trattazione si assume che le correnti

Ai fini del dimensionamento dei cinque ponti a H, è innanzitutto necessario osservare che ciascun dispositivo di potenza deve poter commutare la massima tensione ai capi dei condensatori. Come è stato provato nel paragrafo precedente, tale tensione vale:

$$V_{C,DIM} = \frac{V_{ET-DC-link,MAX}}{5} = 2.04 \, kV$$

Figura 64 – Sistema di bilanciamento di carica dell'ET-DC-link

Per quanto riguarda il dimensionamento in corrente, si deve trovare il massimo valore delle componenti continue nelle condizioni di worst case design specificate nel paragrafo II.C.2.



Figura 65 – Andamento delle componenti continue di corrente gestite dal sistema di bilanciamento di carica per i casi A) e B)

Dall'osservazione dei grafici emerge che la massima componente continua è a carico del ponte a H tra i nodi PE e PT dell'ET-DC-link e si presenta quando la tensione di ingresso è al 90% del valore nominale e quella di uscita al 60% (inverter in funzionamento T2E).

La massima corrente che ciascun componente deve poter condurre è 198.21 A.

Per le considerazioni fatte, si comprende come per la realizzazione dei ponti a H sia sufficiente impiegare degli IGBT da 3.3 kV e 200 A. In particolare, si decide di utilizzare l'IGBT FF200R33KF2C, che presenta le seguenti caratteristiche di perdita:

Caratteristiche IGBT FF200R33KF2C					
Tensione di soglia $V_{0,IGBT}$ 1.8[V]					
Resistenza di giunzione	r <sub>j,IGBT</sub>	4	$[m\Omega]$		
Tempo equivalente di commutazione	$\Delta t_{eq,IGBT}$	1.7	[µs]		

Tabella 19 – Caratteristiche di perdita degli IGBT dei ponti a H di bilanciamento

Note le caratteristiche di perdita dei componenti, è possibile calcolare le perdite per conduzione, al fine di verificare lo scarso impatto sull'efficienza complessiva della struttura. Le perdite per commutazione sono sempre trascurabili.



Figura 66 – Perdite per conduzione dei ponti a H di bilanciamento per i casi A) e B)

Le massime perdite complessive dei cinque ponti a H si registrano quando la tensione di ingresso è al 90% del valore nominale, quella di uscita al 60% (circa). Esse valgono:

$$P_{tot,MAX} = 2964 W$$

Resta così provato che l'introduzione del sistema di bilanciamento di carica non produce incrementi significativi delle perdite nelle parti attive della struttura 6-L AC/ET/AC (al più 0.06%).

## II.D Programma di calcolo delle perdite nei semiconduttori di potenza

## II.D.1 Dimensionamento in tensione/corrente e caratteristiche dei componenti

Ai fini del calcolo delle perdite nelle parti attive della struttura 6-L AC/ET/AC, risulta necessario presentare i dispositivi di potenza scelti e specificare le loro caratteristiche di perdita. In particolare, per i componenti che costituiscono l'ET-PWM-Stage si devono specificare tensione di soglia e resistenza di giunzione per il calcolo delle perdite per conduzione, tempo equivalente di commutazione per quello delle perdite per commutazione; per i componenti delle ET-Matrix, invece, è sufficiente disporre delle caratteristiche di conduzione, essendo le perdite per commutazione trascurabili.

Si riporta lo schema circuitale del convertitore 6-L AC/ET/AC.



Figura 67 – Schema di principio della struttura 6-L AC/ET/AC

Per il dimensionamento in tensione e corrente di tutti i dispositivi a semiconduttore che compongono gli stadi della struttura analizzata, si fa riferimento alle seguenti specifiche dell'azionamento:

Selezione dei componenti a semiconduttore				
Massima tensione concatenata di ingresso	$\tilde{V}_{ff,in,max}$	7.2 ∗ √2	[kV]	
Massima tensione concatenata di uscita	$\tilde{V}_{ff,out,max}$	6 ∗ √2	[kV]	
Massima corrente di fase di ingresso e uscita	$\hat{I}_{max}$	755.60	[A]	
Fattore di potenza di ingresso	$\cos \varphi_{in}$	1	[-]	
Fattore di potenza di uscita	$\cos \varphi_{out}$	1	[-]	

Tabella 20 – Condizioni di funzionamento input/output per la selezione dei dispositivi di potenza

Si applica l'ipotesi semplificativa di  $\cos \varphi_{out} = 1$  in modo che il valore massimo della corrente di transizione risulti metà di quello della corrente di inviluppo (coincidente con l'ampiezza della corrente di fase di uscita).

## II.D.1.1.a) Componenti dell'ET-PWM-Stage

Per quanto riguarda l'ET-PWM-Stage, si decide di impiegare i medesimi componenti per la realizzazione dei chopper corrispondenti dei due sotto-stadi di input e output. Se si assume che la tensione dell'ET-DC-link coincida con la massima ampiezza delle tensioni concatenate di ingresso,

$$V_{ET-DC-link} = 7.2 * \sqrt{2} = 10.18 \, kV$$

ciascun dispositivo di potenza deve poter commutare una tensione pari a un quinto, cioè 2.04 kV. Nell'ipotesi di  $\cos \varphi_{in/out} = 1$ , i componenti di inviluppo devono condurre la massima corrente di picco di ingresso e uscita (755.60 A), quelli di transizione solo metà (377.8 A). Questo significa che la scelta ottimale per gli E-chopper è un IGBT da 3.3 kV e 800 A, per i T-chopper un IGBT da 3.3 kV e 400 A.

II.D.1.1.b) Componenti delle ET-Matrix

Ciascuna coppia di componenti in serie delle due matrici deve poter commutare la massima ampiezza delle tensioni concatenate (10.18 kV) e condurre la massima corrente di fase di picco (755.60 A) o metà di essa (*377.8 A*), a seconda che si tratti di componenti di inviluppo o transizione. Per ragioni di omogeneità, sia per la 3x4 AC/ET Matrix che per la 4x3 ET/AC Matrix non si fa distinzione tra componenti di inviluppo e transizione.

Per la matrice di ingresso si impiegano diodi da 5 kV e SCR da 6.5 kV, per quella di uscita IGBT low-sat da 6.5 kV e SCR da 6.5 kV.

Di seguito si riportano i componenti adottati per il progetto del convertitore 6-L AC/ET/AC.

5 MW 6 kV 6-L AC/ET/AC Converter			
Power devices			
E-chopper	FD800R33KF2C-K		
T-chopper	FD400R33KF2C-K		
MX IGBT FZ400R65KE3			
H-Puk SCR	T280N65TOF		
Stud diode	SKNa 402/50		
HF H-bridge	FF200R33KF2C		

Tabella 21 – Dispositivi di potenza selezionati per la realizzazione della struttura 6-L AC/ET/AC

Tabella 22 – Caratteristiche di perdita dei dispositivi di potenza selezionati per la realizzazione della struttura 6-L AC/ET/AC

Caratteristiche di perdite struttura di conversione AC/ET/AC					
PWM S	Stage				
Chopper di Inviluppo FD800R	33KF2C-K (inp	ut & output	)		
Tensione di soglia IGBT $V_{0,IGBT}$ 1.7[V]					
Resistenza di giunzione IGBT	r <sub>j,IGBT</sub>	3.6	[mΩ]		
Tempo equivalente di commutazione IGBT	$\Delta t_{eq,IGBT}$	1.7	[µs]		
Tensione di soglia Diodo	<i>V</i> <sub>0,D</sub>	1	[V]		
Resistenza di giunzione Diodo	r <sub>j,D</sub>	2.5	[mΩ]		
Tempo equivalente di commutazione Diodo	$\Delta t_{eq,D}$	0.8	[µs]		
<b>Chopper di transizione FD400</b>	Chopper di transizione FD400R33KF2C-K (input & output)				
Tensione di soglia IGBT	$V_{0,IGBT}$	2	[V]		
Resistenza di giunzione IGBT	r <sub>j,IGBT</sub>	5.6	[mΩ]		
Tempo equivalente di commutazione IGBT	$\Delta t_{eq,IGBT}$	1.7	[µs]		
Tensione di soglia Diodo	<i>V</i> <sub>0,<i>D</i></sub>	1.2	[V]		
Resistenza di giunzione Diodo	r <sub>j,D</sub>	4.2	$[m\Omega]$		
Tempo equivalente di commutazione Diodo	$\Delta t_{eq,D}$	0.8	[µs]		
Input & Output Switch Matrix					
SCR T280N65TOF, Diodo SKNa 402/50, IGBT FZ400R65KE3					
Tensione di soglia SCR	V <sub>0,SCR</sub>	1.17	[V]		

Resistenza di giunzione SCR	$r_{j,SCR}$	3.26	$[m\Omega]$
Tensione di soglia Diodo	V <sub>0,D</sub>	0.78	[V]
Resistenza di giunzione Diodo	r <sub>j,D</sub>	1.27	$[m\Omega]$
Tensione di soglia IGBT	$V_{0,IGBT}$	2	[V]
Resistenza di giunzione IGBT	r <sub>j,IGBT</sub>	4.3	[mΩ]

# II.D.2 Calcolo delle perdite nelle parti attive della struttura 6-L AC/ET/AC

Nel presente paragrafo si descrive il programma di calcolo delle perdite nelle parti attive della struttura esaminata, distinguendo quelle di ET-PWM-Stage e ET-Matrix.

Disponendo delle caratteristiche di perdita dei componenti e conoscendo tensioni e correnti di tutte le parti della struttura, il calcolo delle perdite risulta concettualmente immediato.

Nel corso della trattazione si fa riferimento alla seguente condizione operativa:

Ampiezza delle tensioni concatenate di ingresso	$\widehat{V}_{ff,in}$	6√2	[kV]
Ampiezza delle tensioni concatenate di uscita (range)	$\widehat{V}_{ff,out}$	$[0.2 \div 1] * 6\sqrt{2}$	[kV]
Frequenza di ingresso	$f_{in}$	50	[Hz]
Frequenza di uscita	f <sub>out</sub>	50	[Hz]
Fattore di potenza di ingresso	$\cos \varphi_{in}$	1	[-]
Fattore di potenza di uscita	$\cos \varphi_{out}$	0.95	[-]
Legge di carico lineare	-	-	-

Tabella 23 – Condizioni di funzionamento input/output di riferimento

II.D.2.1.a) Perdite per conduzione

La potenza istantanea di switch (SW) e diodo (D) del generico chopper (ch) viene calcolata ricorrendo alle formule:

$$p_{ch,SW,cond} = (V_{0,ch,SW} + r_{j,ch,SW} |i_{ch}|) |i_{ch,SW}|$$

$$p_{ch,D \ cond} = (V_{0,ch,D} + r_{j,ch,D} * |i_{ch}|) * |i_{ch,D}|$$

Come si può osservare, si utilizza il modello linearizzato della caratteristica di conduzione dei componenti, in cui si distinguono i parametri tensione di soglia e resistenza di giunzione. Tutti i componenti utilizzati e i corrispondenti parametri sono riportati in tab. x.

Le perdite per conduzione dei componenti risultano dall'integrale della potenza istantanea sul periodo elettrico.

$$P_{ch,SW\_cond} = \frac{1}{T} \int_{T} p_{ch,SW\_cond} dt$$

$$P_{ch,D\_cond} = \frac{1}{T} \int_{T} p_{ch,D\_cond} dt$$



Figura 68 – Andamenti delle perdite per conduzione nei dispositivi di potenza di AFE e Inverter

#### II.D.2.1.b) Perdite per commutazione

Per quanto riguarda le perdite per commutazione è, innanzitutto, necessario specificare quale sia la frequenza di commutazione ipotizzata per il funzionamento dei chopper dell'ET-PWM-Stage. Senza entrare nei dettagli della tecnica di modulazione PWM sincrona da adottare, si può asserire che la frequenza di commutazione varia da 450 Hz a 900 Hz. Nell'ambito della trattazione si decide quindi di fare riferimento alla condizione peggiore ai fini delle perdite per commutazione (900 Hz).

La formulazione impiegata per generico chopper è la seguente:

$$P_{ch,comm} = \left| \frac{1}{T} \int_{T} \left( bit_{comm,ch} * \frac{\Delta t_{eq,ch,SW} + \Delta t_{eq,ch,D}}{T_{sw}} * \frac{V_{ET-link}}{5} i_{ch} \right) dt \right|$$

*bit<sub>comm,ch</sub>* è un bit che vale 1 se nell'istante di tempo considerato il chopper *ch* viene modulato, 0 altrimenti;

-  $\Delta t_{eq,ch,SW}$ ,  $\Delta t_{eq,ch,D}$  sono i tempi equivalenti di commutazione rispettivamente di switch e diodo del chopper considerato;

-  $T_{sw}$  è il periodo di commutazione, reciproco della frequenza di commutazione;

-  $\frac{V_{ET-link}}{5}$  è la tensione ai capi di ciascun condensatore dell'ET-link, cioè è la tensione commutata dai chopper della struttura. Si ipotizza che la tensione dell'ET-link coincida con la massima tra le ampiezze delle tensioni concatenate di ingresso e uscita;

- *i<sub>ch</sub>* è la corrente commutata dai componenti del chopper;

 $-\frac{\Delta t_{ch,SW} + \Delta t_{ch,D}}{T_{sw}} * \frac{V_{ET-link}}{5} i_{ch}$  è il quanto di energia dissipata per commutazione dal chopper considerato. Si osservi, infatti, che nell'ambito di tale calcolo non si fa più riferimento alle perdite dei singoli componenti, ma si tratta il chopper nella sua interezza, senza distinguere i contributi di switch e diodo.



Figura 69 – Andamento delle perdite per commutazione nei dispositivi di potenza di AFE e Inverter

#### II.D.2.2 Valutazione delle perdite nelle ET-Matrix

Nell'ipotesi di perdite per commutazione nelle ET-Matrix trascurabili, il calcolo delle perdite per conduzione risulta del tutto analogo a quello visto per i componenti dell'ET-PWM-Stage.

In particolare, per il generico switch (M-*SW*) che conduce la corrente  $i_{E/T}$  di inviluppo o transizione, le perdite per conduzione si calcolano tramite le relazioni:

$$p_{M-SW,cond} = (V_{0,M-SW} + r_{j,M-SW} |i_{E/T}|) |i_{E/T}|$$



Figura 70 – Andamento delle perdite per conduzione delle ET-Matrix di input/output

# II.D.3 Grafici di perdita totale

In quest'ultimo paragrafo del capitolo dedicato al calcolo delle perdite della struttura 6-L AC/ET/AC vengono presentati i grafici di perdita consuntivi che sintetizzano il comportamento del convertitore in termini di efficienza.

Si riportano, innanzitutto, gli andamenti delle perdite per conduzione e commutazione degli stadi completi di ingresso (3x4 ET-Matrix + AFE) e uscita (inverter + 4x3 ET-Matrix).



Figura 71 – Perdite degli stadi di input/output della struttura 6-L AC/ET/AC

Per quanto concerne lo stadio di ingresso, quello che risulta evidente è l'andamento crescente delle curve di perdita. Questo si spiega alla luce delle ipotesi alla base della trattazione:

- poiché la legge di carico è supposta lineare, la potenza risulta variabile come l'ampiezza delle tensioni concatenate di uscita (ampiezza delle correnti di uscita costante);

- l'ampiezza delle tensioni concatenate di ingresso è costante.

Ne segue che, l'ampiezza delle correnti di ingresso varia come l'ampiezza delle tensioni concatenate di uscita.

Anche per lo stadio di uscita, gli andamenti riportati riflettono le ipotesi proposte: dal grafico delle perdite per conduzione della 4x3 ET-Matrix, in particolare, si comprende immediatamente che l'ampiezza delle correnti di uscita è supposta costante. Inoltre, Il salto presente nelle curve di perdita per conduzione dell'inverter e di perdita totale è posto in corrispondenza del valore dell'ampiezza delle tensioni concatenate di uscita di passaggio dal funzionamento T2E al funzionamento ETE.

È interessante valutare il comportamento delle perdite complessive e del rendimento della struttura di conversione ET proposta:



*Figura* 72 – *Scomposizione delle perdite totali in input/output e conduzione/commutazione* 



Figura 73 – Rendimento della struttura 6-L AC/ET/AC

In corrispondenza del valore nominale delle tensioni concatenate di input/output di 6 kVrms, il valore delle perdite complessive è 28.88 kW e il rendimento vale 0.9942. Il fatto che la struttura di conversione completa AC/ET/AC presenti un rendimento > 99% costituisce un risultato senza precedenti per i convertitori PWM, eguagliato solo da alcune strutture a commutazione naturale che impiegano SCR.

Se si ipotizza che la legge di carico non sia più lineare ma quadratica, gli andamenti delle perdite totali e del rendimento si modificano come segue:



Figura 74 - Scomposizione delle perdite totali in input/output e conduzione/commutazione



Figura 75 – Rendimento della struttura 6-L AC/ET/AC

Rispetto al caso esaminato in precedenza, l'ipotesi di legge di carico quadratica fa sì che l'ampiezza della corrente di uscita non sia più costante, ma che questa vari come l'ampiezza delle tensioni concatenate di uscita. Ciò significa che le curve di perdita dello stadio di uscita presentano andamento crescente e che, per bassi valori di tensione, le perdite risultano decisamente più basse. In corrispondenza del valore nominale delle tensioni concatenate di uscita, le perdite totali sono invariate.

Per completezza, vengono, infine, proposti gli andamenti delle perdite totali e del rendimento nelle seguenti ipotesi:

Ampiezza delle tensioni concatenate di	$\widehat{V}_{ff,in}$	$[0.9 \div 1.2]6\sqrt{2}$	[kV]
ingresso (range)			
Ampiezza delle tensioni concatenate di	$\widehat{V}_{ff,out}$	$6\sqrt{2}$	[kV]
uscita			
Frequenza di ingresso	$f_{in}$	50	[Hz]
Frequenza di uscita	f <sub>out</sub>	50	[Hz]
Fattore di potenza di ingresso	$\cos \varphi_{in}$	1	[-]
Fattore di potenza di uscita	$\cos \varphi_{out}$	0.95	[-]

Tabella 24 – Condizioni di funzionamento input/output di riferimento



Figura 76 - Scomposizione delle perdite totali in input/output e conduzione/commutazione



Figura 77 – Rendimento della struttura 6-L AC/ET/AC

In questo caso sia l'AFE che l'inverter operano in funzionamento ETE e le discontinuità delle curve di perdita e rendimento sono associate al fatto che quando l'indice di inviluppo di ingresso diventa unitario, avviene la commutazione della tensione dell'ET-DC-link, che passa dall'essere uguale all'ampiezza delle tensioni concatenate di uscita a divenire pari a quella di ingresso.

# APPENDICI

### A.A Confronto tra la conversione a tensione impressa e quella a corrente impressa

Nell'ambito della classificazione delle strutture di conversione per le applicazioni di Alta Potenza e Media Tensione è stata citata la distinzione tra convertitori a tensione impressa e a corrente impressa. Nella presente appendice si intendono approfondire le principali differenze tra le due famiglie di convertitori al fine di individuare le motivazioni per le quali, allo stato dell'arte, i PWM VSI hanno quasi del tutto soppiantato i CSI a SCR (commutazione naturale).

#### A.A.1 Fondamenti comparativi di costo tra VSI e CSI monofase

Si propone innanzitutto un'analisi comparativa delle proprietà strutturali tra un VSI monofase e un CSI monofase. Tale analisi mira a confrontare le due strutture da un punto di vista dei costi delle sole parti attive. Si riportano gli schemi di principio delle due strutture.



Figura 78 – Schemi di principio di VSI e CSI monofase

Il VSI monofase è alimentato da un generatore di tensione costante e presenta come carico un generatore di corrente alternata. La configurazione del CSI monofase è duale.

Per quanto concerne il costo, è possibile ritenere valida anche nella pratica una prima approssimazione direttamente correlata con il funzionamento di ciascuna cella di commutazione. Si ipotizza che il costo dipenda in modo preponderante dal prodotto delle grandezze commutate, tensione  $V_C$  e corrente  $I_L$  delle singole celle. Si definisce quindi la funzione di costo in termini di potenza (apparente) o *prodotto di dimensionamento*  $A_{DIM}$  del convertitore come la sommatoria dei prodotti di commutazione delle n celle che lo costituiscono:

$$A_{DIM} = \sum_{j=1}^{n} (V_C \ I_L)_j$$

Se si fa l'ipotesi di grandezze di uscita sinusoidali e si definisce la potenza apparente di uscita  $A_0$ , le caratteristiche adimensionali di costo vengono quindi evidenziate dal *coefficiente di utilizzazione* del prodotto di dimensionamento:

$$k_c = \frac{A_0}{A_{DIM}}$$

Si calcolino i coefficienti di utilizzazione delle due strutture.

Tabella 25 – Ca	lcolo del coe	fficiente di	utilizzazione	per il VS	! monofase
		<i>v</i>		1	~

VSI monofase			
Tensione commutata da ciascuna cella	V <sub>C</sub>	V <sub>G</sub>	
Corrente commutata da ciascuna cella	$I_L$	Î <sub>0</sub>	
Prodotto di dimensionamento di ciascuna cella	$V_C I_L$	$V_G \hat{I}_0$	
Prodotto di dimensionamento del convertitore	$A_{DIM} = \sum (V_C \ I_L)$	$2 V_G \hat{I}_0$	

Ampiezza della tensione di uscita	$\widehat{V}_0$	$\widehat{M}_{d}V_{G}$
Ampiezza della corrente di uscita	Î <sub>0</sub>	Î <sub>0</sub>
Potenza apparente (sinusoidale) di uscita	$A_0 = \frac{1}{2} \hat{V}_0 \hat{I}_0$	$\frac{1}{2}\widehat{M}_{d}V_{G}\widehat{I}_{0}$
Coefficiente di utilizzazione	$k_c = \frac{A_0}{A_{DIM}}$	$\frac{1}{4}\widehat{M}_{d}$

 $\widehat{M}_d$  è l'ampiezza del modo differenziale, definito come metà della differenza degli indici di modulazione dei due deviatori che compongono la struttura.

CSI monofase				
Tensione commutata da ciascuna cella	V <sub>c</sub>	Ŷ <sub>0</sub>		
Corrente commutata da ciascuna cella	IL	I <sub>G</sub>		
Prodotto di dimensionamento di ciascuna cella	V <sub>C</sub> I <sub>L</sub>	$\hat{V}_0 I_G$		
Prodotto di dimensionamento del convertitore	$A_{DIM} = \sum (V_C \ I_L)$	$2\hat{V}_0I_G$		
Ampiezza della tensione di uscita	$\hat{V}_0$	Ŷ <sub>0</sub>		
Ampiezza della corrente di uscita	$\hat{I}_0$	$\widehat{M}_{d}I_{G}$		
Potenza apparente (sinusoidale) di uscita	$A_0 = \frac{1}{2} \hat{V}_0 \hat{I}_0$	$\frac{1}{2}\widehat{V}_{0}\widehat{M}_{d}I_{G}$		
Coefficiente di utilizzazione	$k_c = \frac{A_0}{A_{DIM}}$	$\frac{1}{4}\widehat{M}_{d}$		

Tabella 26 - Calcolo del coefficiente di utilizzazione per il CSI monofase

Da un punto di vista delle proprietà strutturali e, più specificatamente, dei costi non emerge alcuna distinzione tra le due strutture esaminate.

## A.A.2 Comparazione di efficienza ed applicativa: proprietà, tecnologie ed evoluzione

La differenza tra VSI monofase e CSI monofase si palesa nella realizzazione dei tripoli deviatori ideali, ovvero degli interruttori che compongono i due convertitori. Tali interruttori devono godere di proprietà duali:

- VSI: bidirezionalità, non reversibilità
- CSI: unidirezionalità, reversibilità

Ciò significa che l'elemento ripetibile di un VSI è il collegamento in parallelo di switch e diodo, quello di un CSI il loro collegamento in serie. Utilizzando il simbolo generico dell'interruttore per rappresentare i dispositivi unidirezionali e non reversibili:



Figura 79 – Realizzazione a semiconduttore dei tripoli deviatori ideali di VSI e CSI monofase

Questa considerazione ha impatto formale sull'efficienza delle parti attive dei due convertitori. Per quanto riguarda le perdite per conduzione:

Tabella 27 – Pe	erdite per	conduzione	di	VSI	е	CSI	monofase
-----------------	------------	------------	----	-----	---	-----	----------

VSI monofase					
Gamba 1	$p_{cond,1}$	$[r_1 V_{ON,SW} + (1 - r_1) V_{ON,D}]i_0$			
Gamba 2	$p_{cond,2}$	$[r_2 V_{ON,SW} + (1 - r_2) V_{ON,D}] i_0$			
Convertitore	$p_{cond,VSI} = p_{cond,1} + p_{cond,2}$	$[(r_1 + r_2)V_{ON,SW} + (2 - r_1 - r_2)V_{ON,D}]i_0$			
CSI monofase					
Convertitore	Pcond,CSI	$2\big[V_{ON,SW}(I_G) + V_{ON,D}(I_G)\big]I_G$			

Nell'ipotesi di uguaglianza delle cadute di conduzione di switch e diodo per le due strutture:

Tabella 28 – Sintesi dei risultati di perdita per conduzione di VSI e CSI monofase

VSI monofase	$p_{cond,VSI}$	$2V_{eq}(i_0)i_0$
CSI monofase	$p_{cond,CSI}$	$4V_{eq}(I_G)I_G$

Tenendo conto del fatto che  $I_G$  è costante mentre  $i_0$  è variabile, in condizioni normali di funzionamento le perdite per conduzione del CSI monofase possono risultare superiori oltre due volte quelle del VSI monofase.

Infatti, nel caso in cui la potenza richiesta dal carico si riduca, per esempio a zero, il divario diverge:

- VSI: si spegne la corrente di uscita e si annullano le perdite per conduzione e commutazione del convertitore;

- CSI: si regola a zero la tensione di uscita, la corrente nei dispositivi a semiconduttore è pari a quella impressa dalla sorgente e il rendimento del convertitore si annulla.

Infine, per quanto riguarda le perdite per commutazione, il confronto risulta ancora a vantaggio della famiglia di convertitori a tensione impressa: la maglia di commutazione del VSI monofase è costituita da due soli componenti attivi e da un condensatore
(generatore di tensione); la maglia di commutazione del CSI monofase comprende, invece, quattro componenti attivi e il condensatore (generatore di tensione) che rappresenta il carico. Questo significa che le induttanze parassite di un CSI sono più grandi di quelle di un VSI, limitando le derivate di corrente in commutazione, ovvero i tempi delle commutazioni sono superiori. Ne segue che le perdite per commutazione di un CSI sono maggiori di quelle di un VSI.

Dall'analisi comparativa delle proprietà strutturali emerge una netta convenienza di impiego dei convertitori a tensione impressa rispetto a quelli a corrente impressa. Perché il confronto risulti completo è, però, necessario specificare la natura dei dispositivi a semiconduttore utilizzati per la realizzazione dei CSI.

Se si sommano in serie le caratteristiche nel piano elettrico dei componenti che costituiscono l'elemento ripetibile dei convertitori a corrente impressa si trova quella di un SCR.



Figura 80 – Equivalenza in termini di caratteristiche nel piano elettrico tra l'elemento ripetibile del CSI monofase e l'SCR

L'SCR è stato il primo dispositivo di potenza a semiconduttore a essere immesso nel mercato e, per questo, inizialmente venivano prodotti esclusivamente CSI a commutazione naturale. La sostituzione del collegamento in serie di switch e diodo con un solo SCR, fa sì che, in ogni istante di tempo, il numero di componenti contemporaneamente in conduzione passi da quattro a due. Tali componenti risultano, inoltre, i migliori da un punto di vista delle proprietà di conduzione, visto che la  $V_{ON,SCR}$  è prossima a quella di un diodo. Per questi motivi le perdite per conduzione di un CSI a SCR risultano inferiori a quelle di un PWM VSI, ma non è possibile la regolazione PWM. Infatti, visto che non è possibile comandare il turn – OFF di un SCR, i convertitori che li impiegano si configurano come strutture a commutazione naturale.

Da un punto di vista dell'efficienza, il CSI a commutazione naturale non è pertanto eguagliabile da nessuna struttura di conversione a tensione impressa.

Un altro punto di forza di questi convertitori è certamente quello dell'affidabilità. Poiché la corrente è impressa, infatti, i CSI non patiscono l'insorgere di sovracorrenti e corto circuiti. Teoricamente essi incorrerebbero a guasto solo nel caso in cui si manifestasse un circuito aperto, ma fenomeni che producano l'apertura di un collegamento sono estremamente rari e i soppressori di sovratensioni sono economici in molteplici tecnologie. Seppure i VSI non si possano definire poco affidabili, essi non raggiungono i livelli di eccellenza dei CSI a commutazione naturale: visto che tali convertitori sono sprovvisti di soppressori di sovracorrenti, si deve disporre di sistemi di diagnostica in tempo reale della presenza di condizioni di funzionamento anomale e, in particolare, di corto circuito.

Si osservi, infine, che nel caso in cui il CSI a commutazione naturale debba essere impiegato in un azionamento elettrico, risulta necessario, ai fini della compatibilità delle commutazioni, collegare ai morsetti della macchina dei condensatori di filtro. Realizzata questa operazione, la tensione in uscita dal convertitore non è discontinua ed è possibile alimentare macchine elettriche progettate per la *sine power supply* senza che queste subiscano *derating* o siano afflitte da problematiche di affidabilità (erosione dei cuscinetti). Viceversa, per l'utilizzo di VSI in azionamenti elettrici è richiesto che le macchine siano appositamente progettate per alimentazione in tensione discontinua, il che comporta notevoli incrementi di costo. È comunque doveroso osservare che l'induttore del DC – link di un CSI a SCR ingombra, pesa e dissipa di più, in generale, rispetto ai condensatori che compongono quello di un VSI.

Dalle considerazioni fatte, si evincono i grandi pregi della famiglia dei convertitori CSI a commutazione naturale che costituiscono, ancora oggi, il riferimento tecnico e commerciale da un punto di vista dell'affidabilità e dell'efficienza, certamente in MT.

Fino a qualche decennio fa gran parte delle applicazioni nel mondo degli azionamenti prevedevano l'uso di macchine asincrone alimentate da strutture di conversione a SCR a corrente impressa. Tali macchine non richiedono, infatti, la regolazione PWM del convertitore in quanto garantiscono prestazioni accettabili anche con controllo a onda quadra.

Negli ultimi anni in molte applicazioni si è passati alle macchine sincrone che richiedono una dinamica di controllo maggiore e, quindi, la regolazione PWM. La necessità di migliorare la prestazione dinamica ha sancito il passaggio dall'alimentazione tramite CSI a commutazione naturale (bassa frequenza di commutazione) a quella tramite VSI a commutazione forzata (regolazione PWM, alta frequenza di commutazione), ben superiore alla frequenza elettrica di carico AC.

# <u>A.B Formulazione analitica dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppo e</u> <u>transizione</u>

Per il calcolo delle potenze dissipate in conduzione da qualsiasi struttura di conversione, è noto che è necessario conoscere i valori medi ed efficaci delle correnti commutate. Lo stesso vale per il calcolo di classe superiore delle perdite per commutazione, che normalmente si semplificano in termini di dipendenza dal solo valor medio.

Ai fini del calcolo delle perdite di una struttura di conversione ET, è dunque necessario fornire una formulazione analitica dei valori medi ed efficaci delle correnti di inviluppo e transizione. Questa operazione è complicata dal fatto che le correnti ET presentano delle forme d'onda non convenzionali, variabili con il fattore di potenza. A titolo esemplificativo, si riportano le forme d'onda delle correnti ET nel caso  $\cos \varphi = \frac{\pi}{12}$ .



*Figura* 81 – *Esempio di tensioni fase-medio e correnti* ET per  $\varphi = \pi/12$ 

Come si può osservare, le correnti di inviluppo e transizione presentano andamento sinusoidale a tratti. Questo significa che per poter applicare le definizioni di valore medio ed efficace è innanzitutto necessario individuare le funzioni integrande e i corrispondenti intervalli di integrazione, dipendenti dal fattore di potenza. Per ottenere ciò, si ricostruisce l'argomento delle funzioni sinusoidali di corrente all'interno delle finestre di conduzione.



Figura 82 – Andamento degli argomenti di tensioni e correnti ET

I risultati in figura sono stati ricavati applicando la funzione arcoseno (definita tra  $-\frac{\pi}{2}$  e  $+\frac{\pi}{2}$ ) nell'ipotesi di  $\varphi = \frac{\pi}{12}$ .

#### A.B.1 Correnti di inviluppo

Si deve precisare che la trattazione fa riferimento alla sola corrente di inviluppo positivo. Per le definizioni di valore medio elettrotecnico e di valore efficace, i risultati per la corrente di inviluppo negativo sono, infatti, identici.

#### A.B.1.1 Calcolo del valore medio

Poiché al variare di  $cos \varphi$  può cambiare il segno della corrente di inviluppo positivo, per il calcolo del valor medio risulta necessario ricorrere all'integrazione a tratti.

$$\bar{\iota_{E}} = \frac{1}{\Delta\theta} \int_{\Delta\theta} |i_{L}(\theta)| d\theta = \frac{1}{\Delta\theta} \int_{\Delta\theta} \left| \hat{I}\sin\theta \right| d\theta = \frac{\hat{I}}{\Delta\theta} \int_{\Delta\theta} |\sin\theta| d\theta$$

Per  $\varphi < \left|\frac{\pi}{6}\right|$  il segno della corrente è definito e si può scrivere:

$$\overline{\iota_E} = \frac{\hat{I}}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6} + \varphi}^{\frac{5}{6}\pi + \varphi} \sin\theta \, d\theta = \frac{\hat{I}}{2\pi/3} \left(\sqrt{3}\cos\varphi\right)$$

Per  $\varphi > \left|\frac{\pi}{6}\right|$  la corrente cambia segno e risulta necessario dividere l'intervallo di integrazione in due:

$$\bar{\iota_E} = \frac{\hat{I}}{2\pi/3} \left( \int_{\frac{\pi}{6} + \varphi}^{\pi} \sin\theta \ d\theta + \int_{\pi}^{\frac{5}{6}\pi + \varphi} (-\sin\theta) d\theta \right)$$

$$\begin{cases} \frac{\hat{I}}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6}+\varphi}^{\pi} \sin\theta \ d\theta = \frac{\hat{I}}{2\pi/3} \left[ \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right) + 1 \right] \\ \frac{\hat{I}}{2\pi/3} \int_{\pi}^{\frac{5}{6}\pi+\varphi} (-\sin\theta) d\theta = \frac{\hat{I}}{2\pi/3} \left[ 1 - \sin\left(\varphi + \frac{\pi}{3}\right) \right] \end{cases}$$

Sommando i risultati:

$$\bar{\iota_E} = \frac{\hat{l}}{2\pi/3}(2-\sin\varphi)$$

Si riporta l'andamento di  $\frac{\overline{\iota_E}}{\hat{l}}$  al variare di  $\varphi$ :



Figura 83 – Andamento del valore medio della corrente di inviluppo al variare di  $\varphi$ 

## A.B.1.2 Calcolo del valore efficace

Applicando la definizione di valore efficace alla corrente di inviluppo positivo, si trova che:

$$\widetilde{\iota_E} = \sqrt{\frac{1}{\Delta\theta} \int_{\Delta\theta} i_L^2(\theta) d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\Delta\theta} \int_{\Delta\theta} \left(\hat{I}\sin\theta\right)^2 d\theta} = \hat{I} \sqrt{\frac{1}{\Delta\theta} \int_{\Delta\theta} \sin^2\theta \, d\theta}$$

da cui segue:

$$\hat{\iota}_{E} = \hat{I} \sqrt{\frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6} + \varphi}^{\frac{5}{6}\pi + \varphi} \sin^{2}\theta \, d\theta} = \hat{I} \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi} \cos 2\varphi}$$



Figura 84 - Andamento del valore efficace della corrente di inviluppo al variare di  $\varphi$ 

## A.B.2 Corrente di transizione

Per il calcolo dei valori medio ed efficace della corrente di transizione si procede in modo del tutto analogo a quanto visto per la corrente di inviluppo.

## A.B.2.1 Calcolo del valore medio

Per  $\varphi < \left| \frac{\pi}{6} \right|$ 

$$\overline{\iota_T} = \frac{\hat{I}}{\pi/3} \left( \int_{-\frac{\pi}{6} + \varphi}^0 (-\sin\theta) \, d\theta + \int_0^{\frac{\pi}{6} + \varphi} \sin\theta \, d\theta \right)$$

$$\begin{cases} \frac{\hat{I}}{\pi/3} \int_{-\frac{\pi}{6}+\varphi}^{0} (-\sin\theta) d\theta = \frac{\hat{I}}{\pi/3} \left[ -\left(\sin\left(\varphi + \frac{\pi}{3}\right) - 1\right) \right] \\ \frac{\hat{I}}{\pi/3} \int_{0}^{\frac{\pi}{6}+\varphi} \sin\theta \, d\theta = \frac{\hat{I}}{\pi/3} \left[ 1 - \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{6}\right) \right] \end{cases}$$

Sommando i risultati

$$\bar{\iota_T} = \frac{\hat{I}}{\pi/3} \left[ 2 - \sqrt{3} \cos \varphi \right]$$



Figura 85 - Andamento del valore medio della corrente di transizione al variare di  $\varphi$ 

A.B.2.2 Calcolo del valore efficace

$$\hat{\iota_T} = \hat{I} \sqrt{\frac{1}{2\pi/3} \int_{-\frac{\pi}{6} + \varphi}^{\frac{\pi}{6} + \varphi} \sin^2 \theta \, d\theta} = \hat{I} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\varphi}$$



Figura 86 - Andamento del valore efficace della corrente di transizione variare di  $\varphi$ 

## A.B.3 Sintesi dei coefficienti di forma d'onda

In questo ultimo paragrafo dell'appendice si propone la tabella riassuntiva dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppo e transizione. Tali coefficienti sono definiti come segue:

$$\bar{k} = \frac{\int_T |i(t)|dt}{\hat{l}} \qquad \tilde{k} = \frac{\int_T i^2(t)dt}{\hat{l}}$$

Coefficienti di forma d'onda per le correnti di inviluppo e transizione @			
	$arphi < rac{\pi}{6}$		
Correnti di inviluppo			
Valore medio	$ar{k}_E = rac{ar{I}_E}{\hat{I}}$	$\frac{1}{2\pi/3} \left( \sqrt{3} \cos \varphi \right)$	
Valore efficace	$ ilde{k}_E^2 = rac{ ilde{I}_E^2}{\hat{I}^2}$	$\frac{1}{2} + \frac{3\sqrt{3}}{8\pi}\cos 2\varphi$	
Corrente di transizione			
Valore medio	$ar{k}_T = rac{ar{I}_T}{\hat{I}}$	$\frac{1}{\pi/3} \left[ 2 - \sqrt{3} \cos \varphi \right]$	
Valore efficace	$ ilde{k}_T^2 = rac{ ilde{l}_T^2}{ ilde{l}^2}$	$\frac{1}{2} - \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2\varphi$	

Poiché, come si è visto, esiste una discontinuità di formulazione per i coefficienti di valor medio, la tabella risulta valida solo per  $\varphi < \frac{\pi}{6}$  (il caso più significativo).

# A.C Formulazione analitica dei termini di perdita di una cella canonica di commutazione forzata

Nella presente appendice si ricavano le formule che esprimono le perdite per conduzione e commutazione della cella canonica di commutazione forzata. Tali formule vengono utilizzate come riferimento per il calcolo delle perdite di qualsiasi struttura di conversione statica.

La cella canonica di commutazione forzata è la realizzazione a semiconduttore del tripolo deviatore ideale. Essa è costituita da un dispositivo a semiconduttore comandabile (SW) e da un diodo (D).



Figura 87 - Cella canonica di commutazione forzata

Per il funzionamento della cella canonica di commutazione forzata è richiesto che:

- La corrente al comune di deviazione sia continua nonostante la discontinuità di potenziale dovuta alle variazioni di stato dei dispositivi a semiconduttore
- La tensione agli estremi di deviazione sia continua nonostante la discontinuità di corrente
  Da queste semplici considerazioni si comprende come le due grandezze debbano essere
  delle variabili di stato e, quindi, che è necessario collegare un induttore al comune di
  deviazione e un condensatore agli estremi di deviazione.

## A.C.1 Perdite per conduzione

Sul *datasheet* di ciascun dispositivo a semiconduttore viene fornita la sua caratteristica di conduzione che presenta tipicamente un andamento esponenziale ben approssimato dal suo sviluppo in serie di Taylor arrestato al primo ordine.

Tale approssimazione si può interpretare da due diversi punti di vista:

- da un punto di vista matematico, essa equivale a definire in modo univoco la caratteristica di conduzione mediante la specificazione di due parametri, la tensione di soglia  $V_0$  e la resistenza di giunzione  $r_i$ ;
- da un punto di vista elettrotecnico, essa equivale a sostituire la giunzione con il collegamento in serie di un generatore di tensione costante  $V_0$  e di una resistenza differenziale  $r_j$ .



Figura 88 - Equivalente elettrotecnico

Note le caratteristiche di conduzione dei componenti della cella canonica e, fatta l'ipotesi di funzionamento in continua, si possono scrivere le relazioni che esprimono l'energia dissipata in conduzione da diodo e switch:

$$E_{SW,cond} = \left(V_{0,SW}I_L + r_{j,SW}I_L^2\right)\Delta t_{SW}$$
$$E_{D,cond} = \left(V_{0,D}I_L + r_{j,D}I_L^2\right)\Delta t_D$$

 $\Delta t_{SW}$  e  $\Delta t_D$  sono i sottointervalli del periodo di commutazione in cui switch e diodo sono, rispettivamente, in conduzione.

Dividendo ambedue le relazioni precedenti per il periodo si trovano le potenze dissipate in conduzione dai due dispositivi:

$$P_{SW,cond} = \frac{E_{SW,cond}}{T} = \left(V_{0,SW}I_L + r_{j,SW}I_L^2\right)\frac{\Delta t_{SW}}{T} = \left(V_{0,SW}I_L + r_{j,SW}I_L^2\right)D$$
$$P_{D,cond} = \frac{E_{D,cond}}{T} = \left(V_{0,D}I_L + r_{j,D}I_L^2\right)\frac{\Delta t_D}{T} = \left(V_{0,D}I_L + r_{j,D}I_L^2\right)(1 - D)$$

dove D è il duty cycle, cioè la tensione per unit realizzata.

Se si fa l'ipotesi di:

$$V_{0,SW} = V_{0,D} = V_0$$
$$r_{j,SW} = r_{j,D} = r_j$$

Le perdite per conduzione della cella canonica si possono scrivere nella forma:

$$P_{cond} = P_{SW,cond} + P_{D,cond} = V_0 I_L + r_j I_L^2$$

Nel caso in cui la cella canonica di commutazione forzata operi in alternata, si può scrivere che:

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int_{T} \left( V_0 i_L(t) + r_j i_L^2(t) \right) dt$$

Portando fuori dal segno di integrale i parametri costanti  $V_0$  e  $r_j$ :

$$P_{cond} = V_0 \frac{1}{T} \int_T |i_L(t)| dt + r_j \frac{1}{T} \int_T i_L^2(t) dt = V_0 \bar{I}_L + r_j \tilde{I}_L^2$$

dove:

 $\bar{I}_L = \frac{1}{T} \int_T |i_L(t)| dt$  è il valor medio elettrotecnico della corrente  $i_L$ 

$$\tilde{I}_L^2 = \sqrt{\frac{1}{T} \int_T i_L^2(t) dt}$$
 è il valore efficace della corrente  $i_L$ 

## A.C.2 Perdite per commutazione

Fornire una formulazione di valenza generale per il calcolo delle perdite per commutazione di una cella canonica è complicato dal fatto che non è possibile introdurre un modello di perdita unico, valido per qualsiasi dispositivo a semiconduttore.

Il problema può essere superato introducendo un modello semplificato che conduce a risultati significativi e che tiene conto del fatto che le perdite per commutazione aumentano:

- con la tensione commutata  $V_C$ ;
- con la corrente commutata  $\bar{I}_L$  (in valor medio);
- con la frequenza di commutazione *f<sub>sw</sub>*.
  Si può quindi scrivere:

$$P_{comm} = V_c \, \bar{I}_L \, f_{sw} \, \Delta t_{eq}$$

dove  $\Delta t_{eq}$  prende il nome di tempo equivalente di commutazione ed è correlato alla somma delle durate delle commutazioni di turn-ON e turn-OFF dei componenti della cella.

## A.D Formulazione analitica delle perdite dell'inverter ET ibrido2

I risultati delle appendici A.B (calcolo dei valori efficaci e medi delle correnti di inviluppo e transizione) e A.C (formulazione analitica delle perdite per conduzione e commutazione della cella canonica di commutazione forzata) possono essere utilizzati per ricavare le espressioni delle perdite per conduzione e commutazione dell'inverter ET ibrido2.



Figura 89 - Schema di principio dell'inverter ET ibrido2

#### A.D.1 Perdite dell'ET-PWM-Stage

#### A.D.1.1 Perdite per conduzione

Le perdite per conduzione di una cella di inviluppo si possono scrivere nella forma:

$$P_{cond,E} = V_{0,E}\bar{I}_E + r_{j,E}\tilde{I}_E^2 = V_{0,E}\bar{k}_E\hat{I} + r_{j,E}\tilde{k}_E^2\hat{I}^2$$

quelle della cella di transizione:

$$P_{cond,T} = V_{0,T}\bar{I}_T + r_{j,T}\tilde{I}_T^2 = V_{0,T}\bar{k}_T\hat{I} + r_{j,T}\tilde{k}_T^2\hat{I}^2$$

Le perdite totali per conduzione risultano, quindi:

$$P_{cond,PWM} = 2P_{cond,E} + P_{cond,T} = 2(V_{0,E}\bar{k}_E\hat{l} + r_{j,E}\tilde{k}_E^2\hat{l}^2) + V_{0,T}\bar{k}_T\hat{l} + r_{j,T}\tilde{k}_T^2\hat{l}^2$$

#### A.D.1.2 Perdite per commutazione

Le perdite per commutazione di una cella di inviluppo si possono scrivere come:

$$P_{comm,E} = \frac{V_E}{2} \bar{I}_E f_{sw} \Delta t_{eq,MOSFET} = \frac{V_E}{2} \bar{k}_E \hat{I} f_{sw} \Delta t_{eq,MOSFET}$$

quelle della cella di transizione:

$$P_{comm,T} = V_T \bar{I}_T f_{sw} \Delta t_{eq,IGBT} = V_T \bar{k}_T \hat{I} f_{sw} \Delta t_{eq,IGBT}$$

Le perdite totali per commutazione risultano, quindi:

$$P_{comm,ET} = 2P_{comm,E} + P_{comm,T} = 2\left(\frac{V_E}{2} \ \overline{k}_E \widehat{l} \ f_{sw} \ \Delta t_{eq,MOSFET}\right) + V_T \ \overline{k}_T \widehat{l} \ f_{sw} \ \Delta t_{eq,IGBT}$$

#### A.D.2 Perdite della 3x3 ET-Matrix

Le perdite per commutazione della matrice risultano sempre trascurabili rispetto a quelle dello stadio PWM e, per questo, è sufficiente calcolare le sole perdite per conduzione. La matrice è costituita da nove gruppi di due SCR collegati in antiparallelo, tre per ciascun livello (inviluppo positivo, transizione, inviluppo negativo). In un dato istante di tempo un solo componente per livello è in conduzione.

Le perdite di uno dei componenti di inviluppo E/AC si possono scrivere nella forma:

$$P_{cond,M,E} = V_{0,M,E}\bar{I}_E + r_{j,M,E}\tilde{I}_E^2 = V_{0,M,E}\,\bar{k}_E\hat{I} + r_{j,M,E}\tilde{k}_E^2\hat{I}^2$$

quelle del componente T/AC in conduzione:

$$P_{cond,M,T} = V_{0,M,T}\bar{I}_T + r_{j,M,T}\tilde{I}_T^2 = V_{0,M,T}\bar{k}_E\hat{I} + r_{j,M,T}\tilde{k}_T^2\hat{I}^2$$

Le perdite totali per conduzione della ET-Matrix sono:

$$P_{cond,M} = 2P_{cond,M,E} + P_{cond,M,T} = 2(V_{0,M,E} \,\bar{k}_E \hat{l} + r_{j,M,E} \,\tilde{k}_E^2 \hat{l}^2) + V_{0,M,T} \,\bar{k}_E \hat{l} + r_{j,M,T} \,\tilde{k}_T^2 \hat{l}^2$$

## <u>A.E Valutazione comparativa delle perdite nelle parti attive tra inverter ET ibrido2 e 2-L</u> <u>VSI</u>

#### A.E.1 Formulazione delle perdite dell'inverter ET ibrido2 ai fini dell'analisi comparativa

In appendice A.D sono proposte le formulazioni di perdita per conduzione e commutazione dell'inverter ET ibrido2. Tali formulazioni, tuttavia, non possono essere impiegate nell'ambito dell'analisi comparativa delle perdite nelle parti attive con il 2L-VSI in quanto si richiede che vengano fatte alcune ipotesi semplificative.

### A.E.1.1 Perdite per conduzione

Le perdite per conduzione dell'inverter ET ibrido2 si possono scrivere come somma di quelle dell'ET-PWM-Stage e della ET-Matrix:

$$P_{cond,PWM} = 2P_{cond,E} + P_{cond,T} = 2(V_{0,E}\bar{k}_E\hat{l} + r_{j,E}\tilde{k}_E^2\hat{l}^2) + V_{0,T}\bar{k}_T\hat{l} + r_{j,T}\tilde{k}_T^2\hat{l}^2$$

 $P_{cond,M} = 2P_{cond,M,E} + P_{cond,M,T} = 2(V_{0,M,E} \,\bar{k}_E \hat{l} + r_{j,M,E} \,\tilde{k}_E^2 \hat{l}^2) + V_{0,M,T} \bar{k}_E \hat{l} + r_{j,M,T} \tilde{k}_T^2 \hat{l}^2$ 

$$P_{cond,ET} = P_{cond,PWM} + P_{cond,M}$$

Per ottenere una scrittura compatta di tali perdite si fanno le seguenti ipotesi semplificative:

- uguaglianza delle cadute di soglia di tutti i componenti:

$$V_{0,E} = V_{0,T} = V_{0,M,E} = V_{0,M,T} = V_0;$$

- uguaglianza delle resistenze di giunzione di tutti i componenti:

$$r_{j,E} = r_{j,T} = r_{j,M,E} = r_{j,M,T} = r_j;$$

- fattore di potenza unitario:  $\cos \varphi = 1$ .
  - Tali ipotesi vengono introdotte per ottenere una formulazione impiegabile nell'ambito dell'analisi comparativa delle perdite tra l'inverter ET ibrido2 e il 2L-VSI ma non hanno

validità tecnologica: supporre di impiegare componenti uguali per la realizzazione dei due stadi significa rinunciare alla possibilità di specializzazione e ai benefici in termini di costi ed efficienza che tale proprietà consente di ottenere. Anche procedendo in questo modo riesce comunque a emergere la competitività della soluzione ET rispetto allo stato dell'arte.

Applicando le semplificazioni elencate, le perdite per conduzione totali si scrivono come:

$$P_{cond,ET} = P_{cond,PWM} + P_{cond,M} = 3.819 V_0 \hat{I} + 2.293 r_j \hat{I}^2$$

#### A.E.1.2 Perdite per commutazione

In appendice A.D le perdite per commutazione dell'inverter ET ibrido2 sono state scritte nella forma:

$$P_{comm,ET} = 2P_{comm,E} + P_{comm,T} = 2\left(\frac{V_E}{2} \ \overline{k}_E \widehat{l} \ f_{sw} \ \Delta t_{eq,MOSFET}\right) + V_T \ \overline{k}_T \widehat{l} \ f_{sw} \ \Delta t_{eq,IGBT}$$

In riferimento allo schema riportato nell'introduzione dell'appendice A.D, è possibile osservare che:

$$V_{ET-link} = V_E + V_T = \hat{V}_{ff}$$

$$V_T = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{ET-link} = \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{V}_{ff}$$

$$V_E = V_{ET-link} - V_T = \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \hat{V}_{ff} \rightarrow \frac{V_E}{2} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right) \hat{V}_{ff}$$

Sulla base di queste relazioni, le perdite per commutazione di una cella di inviluppo si possono scrivere come:

$$P_{comm,E} = \frac{V_E}{2} \bar{I}_E f_{sw} \Delta t_{eq,MOSFET} = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \hat{V}_{ff} \bar{k}_E \hat{I} f_{sw} \Delta t_{eq,MOSFET}$$

quelle della cella di transizione:

$$P_{comm,T} = V_T \bar{I}_T f_{sw} \Delta t_{comm,IGBT} = \frac{\sqrt{3}}{2} \hat{V}_{ff} \bar{k}_T \hat{I} f_{sw} \Delta t_{eq,IGBT}$$

Le perdite totali per commutazione risultano, quindi:

$$\begin{aligned} P_{comm,ET} &= 2P_{comm,E} + P_{comm,T} \\ &= \left[\frac{1}{2}\left(1 - \frac{\sqrt{3}}{2}\right)\hat{V}_{ff} \ \bar{k}_E \ \hat{I} \ f_{sw} \ \Delta t_{eq,MOSFET}\right] + \frac{\sqrt{3}}{2}\hat{V}_{ff} \ \bar{k}_T \ \hat{I} \ f_{sw} \ \Delta t_{eq,IGBT} \end{aligned}$$

Introducendo il coefficiente  $k_{MOSFET} < 1$  per tenere conto del fatto che le perdite per commutazione di un MOSFET sono inferiori rispetto a quelle di un IGBT, il tempo equivalente di commutazione  $\Delta t_{eq,MOSFET}$  si può scrivere nella forma:

$$\Delta t_{eq,MOSFET} = k_{MOSFET} \Delta t_{eq,IGBT}$$

cioè le perdite per commutazione totali risultano:

$$P_{comm,ET} = 0.1103 \,\hat{V}_{ff} \,\hat{I} f_{sw} \,k_{MOSFET} \,\Delta t_{eq,IGBT} + 0.2215 \,\hat{V}_{ff} \,\hat{I} \,f_{sw} \,\Delta t_{eq,IGBT}$$

Inoltre, facendo l'ipotesi semplificativa di  $k_{MOSFET} = 1$ :

$$P_{comm,ET} = 0.3318 \, \hat{V}_{ff} \, \hat{I} \, f_{sw} \, \Delta t_{eq,IGBT}$$

#### A.E.2 Formulazione delle perdite del 2L-VSI

Per ricavare le espressioni di perdita per la struttura che costituisce lo stato dell'arte in BT, il 2L – VSI, si sfruttano ancora i risultati dell'appendice A.C.

Ai fini dell'analisi comparativa delle perdite delle sole parti attive, risulta necessario ipotizzare che le cadute di soglia e le resistenze di giunzione dei componenti che costituiscono il 2L - VSI (tutti uguali tra loro) coincidano con quelle dell'inverter ET ibrido2. Vale ancora l'ipotesi di fattore di potenza unitario e si trascura la presenza del

ripple delle correnti di fase del carico, in modo che queste siano sinusoidali e sia semplice calcolarne i valori efficace e medio.



Figura 90 - Schema di principio del 2L-VSI

Le perdite per conduzione si scrivono come:

$$P_{cond,cella} = V_0 \bar{I}_L + r_j \tilde{I}_L^2 = \frac{2}{\pi} V_0 \hat{I} + \frac{1}{2} r_j \hat{I}^2$$
$$P_{cond,2L-VSI} = 3P_{cond,cella} = 3\left(\frac{2}{\pi} V_0 \hat{I} + \frac{1}{2} r_j \hat{I}^2\right) = 1.9099 V_0 \hat{I} + 1.5 r_j \hat{I}^2$$

quelle per commutazione:

$$P_{comm,cella} = V_c \bar{I}_L f_{sw} \Delta t_{eq,IGBT} = \frac{2}{\pi} \hat{V}_{ff} \hat{I} f_{sw} \Delta t_{eq,IGBT}$$

 $P_{comm,2L-VSI} = P_{comm,cella} = 3 \left(\frac{2}{\pi} \hat{V}_{ff} \hat{I} f_{sw} \Delta t_{eq,IGBT}\right) = 1.9099 \hat{V}_{ff} \hat{I} f_{sw} \Delta t_{eq,IGBT}$ 

## A.E.3 Valutazione comparativa delle perdite per conduzione

Perdite per conduzione		
Inverter ET ibrido2	P <sub>cond,ET</sub>	$3.819  V_0 \hat{I} + 2.293  r_j \hat{I}^2$
2L - VSI	P <sub>cond,2L-VSI</sub>	$1.9099  V_0 \hat{I} + 1.5  r_j \hat{I}^2$

*Tabella 30 - Confronto tra le perdite per conduzione* 

Dall'osservazione dei risultati riportati emerge che le perdite per conduzione di un 2L - VSI sono inferiori rispetto a quelle dell'inverter ET ibrido2. Questo è dovuto al fatto che la struttura ET presenta due componenti in serie per fase contemporaneamente in conduzione, il 2L - VSI uno solo.

L'analisi condotta è, però, basata sull'ipotesi di impiegare componenti con le medesime cadute di soglia e resistenze di giunzione per entrambe le strutture. Tale ipotesi semplificativa risulta a svantaggio del convertitore ET in quanto non tiene conto della sua proprietà di specializzazione che apporta benefici in termini di efficienza. In particolare, è doveroso osservare che, per applicazioni di BT, i componenti di inviluppo (MOSFET + SCR), che conducono la corrente maggiore, presentano una caduta di conduzione complessiva inferiore a quella di qualsiasi altro dispositivo hard – switching.

Tenendo conto di questa considerazione, si dimostra che le perdite per conduzione dell'inverter ET ibrido2 e del 2L – VSI sono circa uguali.

## A.E.4 Valutazione comparativa delle perdite per commutazione

Perdite per commutazione		
Inverter ET ibrido2	$P_{comm,ET}$	$0.3318  \hat{V}_{ff}  \hat{I}  f_{sw}  \Delta t_{eq,IGBT}$
2L - VSI	P <sub>comm,2L-VSI</sub>	1.9099 $\hat{V}_{ff}\hat{I} f_{sw} \Delta t_{eq,IGBT}$

Tabella 31 - Confronto fra le perdite per commutazione

In questo caso, nonostante l'ipotesi di uguaglianza di tutti i componenti delle due strutture, appare evidente la netta convenienza della soluzione ET in termini di perdite per commutazione (circa 6 volte inferiori). Questo è dovuto al fatto che, per l'inverter ET ibrido2:

- la tensione commutata dai dispositivi di potenza è solo una frazione di quella complessiva dell'ET – link, pari all'ampiezza delle concatenate di uscita;
- il valore medio della corrente commutata dal chopper di transizione è poco più di un terzo di quello della corrente commutata dalle celle del 2L – VSI.

Se si considera il fatto che le celle di inviluppo, che commutano la corrente maggiore, presentano una realizzazione full – MOS (definendo opportunamente il coefficiente  $k_{MOSFET} < 1$ ), il divario aumenta ulteriormente. Si osservi, infatti, che il MOSFET è il dispositivo di potenza che offre le migliori prestazioni in commutazione.

## **INDICE DELLE FIGURE**

Figura 1 - Classificazione delle strutture di conversione per la MT	14
Figura 2 – Realizzazione a semiconduttore dei tripoli deviatori ideali di VSI e CSI mono	ofase
	17
Figura 3 - Schema di principio di un LCI con raddrizzatore a 18 impulsi a SCR	21
Figura 4 - Schema di principio di un PWM CSI con raddrizzatore a 18 impulsi a SCR	22
Figura 5 – Schema di principio di un 2L-VSI	23
Figura 6 - Schema di principio di una fase di un 3-L NPC	
Figura 7 - Schema di principio di una fase di un 3-L FC	29
Figura 8 - Schema di principio di una fase di un 5-L CHB	32
Figura 9 – Blocchi funzionali di una struttura di conversione ET	40
Figura 10 – Esempio di terna di tensioni fase-neutro	42
Figura 11 - Esempio di terna di tensioni ET riferite al punto neutro	42
Figura 12 - Esempio di terna di tensioni ET riferite al punto medio degli inviluppi	44
Figura 13 - Tensioni fase-medio e correnti ET per φ=0	47
Figura 14 - Tensioni fase-medio e correnti ET per $\phi = \pi/12$	47
Figura 15 - Tensioni fase-medio e correnti ET per $\phi = \pi/9$	48
Figura 16- Tensioni fase-medio e correnti ET per $\phi = \pi/6$	48
Figura 17 - Tensioni fase-medio e correnti ET per $\phi = \pi/3$	48
Figura 18 - Tensioni fase-medio e correnti ET per $\phi = \pi/2$	49
Figura 19 - Andamento dei coefficienti di forma d'onda delle correnti di inviluppo	49
Figura 20 - Andamento dei coefficienti di forma d'onda della corrente di transizione	50
Figura 21 - Schema di principio dell'inverter ET ibrido2	53
Figura 22 - Implementazione della 4x3 ET-Matrix	55
Figura 23 – Esempio di inverter ET unidirezionale	58
Figura 24 - Esempio di AFE ET unidirezionale	59
Figura 25 - Schema di principio del 5-L ET 3Φ VSI	61
Figura 26 - Schema di principio del 6-L ET AFE con 2-L T-chopper	62
Figura 27 - Esempio di forme d'onda di corrente assorbita	63
Figura 28 – Esempio di assorbimento six-step di corrente	64
Figura 29 - Schema di principio del 6-L ET 3Φ VSI con 3-L T-chopper	65
Figura 30 - Esempio di correnti di fase realizzate	66
Figura 31 - Schema di principio del 6-L AC-ET-AC	73

Figura 32 - Sistema di bilanciamento di carica dei condensatori dell'ET-DC-link74
Figura 33 – Tensioni fase medio e correnti di fase di riferimento per inverter in
funzionamento ETE con indice di inviluppo 0.75
Figura 34 - Tensioni ET riferite al punto neutro e correnti ET di riferimento per inverter in
funzionamento ETE con indice di inviluppo 0.75
Figura 35 - Tensioni ET riferite al punto medio di riferimento per inverter in funzionamento
ETE con indice di inviluppo 0.75
Figura 36 - Modo comune di ottimizzazione per inverter in funzionamento ETE con indice di
inviluppo 0.75
Figura 37 – Esempio di modo comune di centraggio per inverter in funzionamento T2E 92
Figura 38 – Esempio di modo comune di ottimizzazione per inverter in funzionamento T2E93
Figura 39 – Tensioni ET di riferimento per inverter in funzionamento ETE con indice di
inviluppo 0.75
Figura 40 – Duty cycle di riferimento per inverter in funzionamento ETE con indice di
inviluppo 0.75
Figura 41 - Correnti ET di riferimento per inverter in funzionamento ETE con indice di
inviluppo 0.75
Figura 42 – Esempio di tensioni concatenate di riferimento per la selezione del sesto di
periodo esaminato
Figura 43 – Esempio di tensioni fase-neutro di riferimento per la selezione del sesto di
periodo esaminato
Figura 44 – Tensioni fase-medio e correnti di fase realizzate per inverter in funzionamento
ETE con indice di inviluppo 0.75
Figura 45 – Tensioni fase-neutro realizzate per inverter in funzionamento ETE con indice di
inviluppo 0.75
Figura 46 – Grandezze ET e AC per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo 1
Figura 47 - Grandezze ET e AC per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo
0.9
Figura 48 - Grandezze ET e AC per inverter in funzionamento ETE con indice di inviluppo
0.65
Figura 49 - Grandezze ET e AC per inverter in funzionamento T2E con indice di inviluppo
0.65

Figura 50 - Grandezze ET e AC per inverter in funzionamento T2E con indice di inviluppo
0.5
Figura 51 - Grandezze ET e AC per inverter in funzionamento T2E con indice di inviluppo
0.25
Figura 52 – Andamento del THD delle tensioni fase-neutro realizzate
Figura 53 - Grandezze ET e AC per AFE con indice di inviluppo 1 109
Figura 54 - Grandezze ET e AC per AFE con indice di inviluppo 0.9 109
Figura 55 – ET-PWM-Stage
Figura 56 – Andamento delle correnti tra i nodi dell'ET-DC-link 112
Figura 57 – Andamento delle componenti alternative delle correnti tra i nodi dell'ET-DC-link
Figura 58 – Andamento delle componenti continue di corrente tra i nodi dell'ET-DC-link. 114
Figura 59 – Ripple di quantità di carica dei condensatori dell'ET-DC-link 115
Figura 60 – Andamento delle componenti continue e alternative delle correnti tra i nodi
dell'ET-DC-link in condizioni di disadattamento input/output116
Figura 61 – Andamento dei valori efficaci delle correnti nei condensatori per i casi A) e B)
Figura 62 – Andamento dei valori picco-picco di quantità di carica dei condensatori per i casi
A) e B)
Figura 63 – Andamento dei ripple di tensione ai capi dei condensatori
Figura 64 – Sistema di bilanciamento di carica dell'ET-DC-link
Figura 65 – Andamento delle componenti continue di corrente gestite dal sistema di
bilanciamento di carica per i casi A) e B)123
Figura 66 – Perdite per conduzione dei ponti a H di bilanciamento per i casi A) e B) 124
Figura 67 – Schema di principio della struttura 6-L AC/ET/AC 125
Figura 68 – Andamenti delle perdite per conduzione nei dispositivi di potenza di AFE e
Inverter
Figura 69 – Andamento delle perdite per commutazione nei dispositivi di potenza di AFE e
Inverter
Figura 70 – Andamento delle perdite per conduzione delle ET-Matrix di input/output 133
Figura 71 – Perdite degli stadi di input/output della struttura 6-L AC/ET/AC 134
Figura 72 – Scomposizione delle perdite totali in input/output e conduzione/commutazione
Figura 73 – Rendimento della struttura 6-L AC/ET/AC

Figura 74 - Scomposizione delle perdite totali in input/output e conduzione/commutazione136
Figura 75 – Rendimento della struttura 6-L AC/ET/AC
Figura 76 - Scomposizione delle perdite totali in input/output e conduzione/commutazione137
Figura 77 – Rendimento della struttura 6-L AC/ET/AC
Figura 78 – Schemi di principio di VSI e CSI monofase140
Figura 79 – Realizzazione a semiconduttore dei tripoli deviatori ideali di VSI e CSI monofase
Figura 80 – Equivalenza in termini di caratteristiche nel piano elettrico tra l'elemento
ripetibile del CSI monofase e l'SCR145
Figura 81 – Esempio di tensioni fase-medio e correnti ET per $\phi = \pi/12$
Figura 82 – Andamento degli argomenti di tensioni e correnti ET149
Figura 83 – Andamento del valore medio della corrente di inviluppo al variare di $\varphi$ 151
Figura 84 - Andamento del valore efficace della corrente di inviluppo al variare di $\phi$ 152
Figura 85 - Andamento del valore medio della corrente di transizione al variare di $\varphi$ 153
Figura 86 - Andamento del valore efficace della corrente di transizione variare di $\phi$ 154
Figura 87 - Cella canonica di commutazione forzata156
Figura 88 - Equivalente elettrotecnico
Figura 89 - Schema di principio dell'inverter ET ibrido2160
Figura 90 - Schema di principio del 2L-VSI

# **INDICE DELLE TABELLE**

Tabella 1 - Numero di componenti per fase di NPC, FC e CHB a m livelli	33
Tabella 2 - Sintesi dei coefficienti di forma d'onda delle correnti ET per $\phi < \pi/6$	51
Tabella 3 - Sintesi degli standard di MT	68
Tabella 4 – Tensioni di targa e massime commutabili (con affidabilità 100 FIT) della famigl	ia
degli IGBT	69
Tabella 5 - Numero di componenti per fase di un 7-L CHB	71
Tabella 6 - Specifiche dell'azionamento elettrico analizzato	78
Tabella 7 - Specifiche di interesse per la selezione dei componenti a semiconduttore	81
Tabella 8 - Componenti scleti per la realizzazione della struttura 6-L AC/ET/AC	83
Tabella 9 – Condizioni di funzionamento di riferimento	87
Tabella 10 - Stato dei componenti della ET-Matrix per funzionamento ETE con corrente T	di
riferimento positiva	98
Tabella 11 - Stato dei componenti della ET-Matrix per funzionamento ETE con corrente T	li
riferimento negativa	99
Tabella 12 - Stato dei componenti della ET-Matrix per funzionamento ETT	99
Tabella 13 - Stato dei componenti della ET-Matrix per funzionamento TTE	99
Tabella 14 – Valori di frequenza e fattore di potenza di riferimento 1	02
Tabella 15 – Valori di frequenza e fattore di potenza di riferimento 1	08
Tabella 16 – Condizioni di funzionamento input/output esaminate 1	10
Tabella 17 – Condizioni di funzionamento di disadattamento input/output 1	15
Tabella 18 - Condizioni di funzionamento input/output di riferimento per il dimensionamen	to
dell'ET-DC-link 1	17
Tabella 19 – Caratteristiche di perdita degli IGBT dei ponti a H di bilanciamento 1	23
Tabella 20 – Condizioni di funzionamento input/output per la selezione dei dispositivi di	
potenza1	26
Tabella 21 – Dispositivi di potenza selezionati per la realizzazione della struttura 6-L	
AC/ET/AC1	27
Tabella 22 – Caratteristiche di perdita dei dispositivi di potenza selezionati per la	
realizzazione della struttura 6-L AC/ET/AC1	28
Tabella 23 – Condizioni di funzionamento input/output di riferimento 1	29
Tabella 24 – Condizioni di funzionamento input/output di riferimento 1	37
Tabella 25 – Calcolo del coefficiente di utilizzazione per il VSI monofase 1	41

Tabella 26 - Calcolo del coefficiente di utilizzazione per il CSI monofase	142
Tabella 27 – Perdite per conduzione di VSI e CSI monofase	144
Tabella 28 – Sintesi dei risultati di perdita per conduzione di VSI e CSI monofase	144
Tabella 29 – Sintesi dei coefficienti di forma d'onda per $\phi < \pi/6$	155
Tabella 30 - Confronto tra le perdite per conduzione	168
Tabella 31 - Confronto fra le perdite per commutazione	168

## BIBLIOGRAFIA

M. Hiller, R. Sommer and M. Beuermann, "Converter Topologies and Power Semiconductors for Industrial Medium Voltage Converters," *2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Edmonton, AB, 2008, pp. 1-8.

http://ieeexplore.ieee.org.ezproxy.biblio.polito.it/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4659096&i snumber=4658788

B. K. Bose, "Evaluation of modern power semiconductor devices and future trends of converters," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, no. 2, pp. 403-413, March-April 1992.

http://ieeexplore.ieee.org.ezproxy.biblio.polito.it/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=126749&is number=3544

M. Marchesoni and M. Mazzucchelli, "Multilevel converters for high power AC drives: a review," *ISIE '93 - Budapest: IEEE International Symposium on Industrial Electronics Conference Proceedings*, Budapest, Hungary, 1993, pp. 38-43. http://ieeexplore.ieee.org.ezproxy.biblio.polito.it/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=268818&is number=6698

J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt and S. Kouro, "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 2930-2945, Dec. 2007. <u>http://ieeexplore.ieee.org.ezproxy.biblio.polito.it/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4352074&isnumber=4352072</u>

B. Wu, J. Pontt, J. Rodriguez, S. Bernet and S. Kouro, "Current-Source Converter and Cycloconverter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 7, pp. 2786-2797, July 2008. http://ieeexplore.ieee.org.ezproxy.biblio.polito.it/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4497848&i snumber=4550662

A. K. Sahoo, R. Otero-De-Leon and N. Mohan, "Review of modular multilevel converters for teaching a graduate-level course of power electronics in power systems," *2013 North American Power Symposium (NAPS)*, Manhattan, KS, 2013, pp. 1-6. <u>http://ieeexplore.ieee.org.ezproxy.biblio.polito.it/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6666895&i snumber=6666822</u> Y. Tang, L. Ran, O. Alatise and P. Mawby, "Capacitor Selection for Modular Multilevel Converter," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 4, pp. 3279-3293, July-Aug. 2016. http://ieeexplore.ieee.org.ezproxy.biblio.polito.it/stamp/stamp.isp?tp=&arnumber=74166206

http://ieeexplore.ieee.org.ezproxy.biblio.polito.it/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7416620&i snumber=7514285