

ALMA MATER STUDIORUM - UNIVERSITÀ DI BOLOGNA
CAMPUS DI CESENA
SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA

CORSO DI LAUREA IN
INGEGNERIA ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

ELABORATO IN ELETTRONICA INDUSTRIALE

**INVERTERS MULTILIVELLO PER IL PILOTAGGIO DI MOTORI
ASINCRONI TRIFASE**

Relatore
Prof. Rudi Paolo PAGANELLI

Presentata da
Gianluca ZAVAGLIA

Sessione: Terza

Anno accademico: 2014/2015

Parole chiave:

Inverter multilivello

Modulatori PWM

Motore asincrono

Trifase

Ponte IGBT

Alla Luce, e anche a sua mamma.

Sommario

1.	INTRODUZIONE	8
1.1	MMC Modular Multilevel Converter	11
1.2	Dispositivi di commutazione	15
1.2.1	IGBT	16
1.2.2	IGCT	20
1.2.3	Tabella di comparazione	21
2.	MODULAR MULTILEVEL CONVERTER	22
2.1	Topologia dei convertitori MMC	22
2.2	Principio di funzionamento	25
2.2.1	Three level GTMC	27
2.2.2	Four level GTMC	30
2.3	Diode Clamped Multilevel Converter	32
2.4	Flying Capacitor Multilevel Converter	38
2.5	Cascaded Cell Multilevel Converter	45
2.6	Riepilogo topologie MMC	49
3.	TECNICHE DI MODULAZIONE	52
3.1	PWM Pulse Width Modulation	53
3.2	SPWM Shifted Pulse Width Modulation	60
3.3	SHEPWM Selective Harmonic Elimination Pulse Width Modulation	65
3.4	SVM Space Vector Modulation	68
3.5	Altre modulazioni	72
4.	IL MOTORE ASINCRONO TRIFASE	74
4.1	Generalità	74
4.2	Principio di funzionamento	77
4.3	Circuito equivalente	81
4.4	Motore asincrono trifase e inverter	84
5.	THREE LEVEL NPC INVERTER PER MOTORE ASINCRONO	90
5.1	Dati di progetto	93
5.2	Prestazioni valutate al simulatore circuitale	98
5.3	Distorsione armonica	114
5.4	Prestazioni in regime variabile	120
6.	CONCLUSIONI	126
7.	ALLEGATI	127
7.1	IGBT IXXXK200N65B4 Datasheet	127
8.	BIBLIOGRAFIA	133

Indice delle figure

Figura 1 - Basic Cell.....	11
Figura 2 - tabella degli stati Basic Cell.....	12
Figura 3 - Onda a due livelli in un convertitore tradizionale.....	13
Figura 4 - Onda multilivello in un convertitore MMC.....	13
Figura 5 - Principio di commutazione (5 livelli).....	14
Figura 6 - Simbolo del transistor IGBT.....	16
Figura 7 - Simbolo IGBT con diodo di ricircolo.....	16
Figura 8 - Modello circuitale di un IGBT n-channel.....	17
Figura 9 - Struttura di un PT-IGBT.....	18
Figura 10 - Simbolo del tiristore IGCT.....	20
Figura 11 - Confronto caratteristiche GTO, IGBT, IGCT.....	21
Figura 12 - MMC a ponte intero.....	25
Figura 13 - Stati di un MMC a ponte intero.....	26
Figura 14 - GTMC a 3 livelli.....	27
Figura 15 - Stati di un GTMC a 3 livelli.....	27
Figura 16 - Rappresentazione dimensionale di un GTMC a 3 livelli.....	29
Figura 17 - GTMC a 4 livelli.....	30
Figura 18 - Stati di un GTMC a 4 livelli.....	30
Figura 19 - Rappresentazione dimensionale di un GTMC a 4 livelli.....	31
Figura 20 - NPC a 3 livelli.....	32
Figura 21 - Tabella degli stati NPC a 3 livelli.....	33
Figura 22 - DCMC a 3 livelli.....	34
Figura 23 - Tabella degli stati DCMC a 3 livelli.....	34
Figura 24 - Convertitore DCMC a 4 livelli.....	35
Figura 25 - Tabella degli stati DCMC 4 livelli.....	36
Figura 26 - Convertitore FCMC a 3 livelli.....	38
Figura 27 - Tabella degli stati FCMC a 3 livelli.....	39
Figura 28 - Convertitore FCMC 4 livelli.....	42
Figura 29 - Tabella degli stati FCMC 4 livelli.....	43
Figura 30 - Convertitore CCMC 5 livelli.....	45
Figura 31 - Tabella degli stati CCMC 5 livelli.....	46
Figura 32 - Tabella cumulativa degli stati CCMC 5 livelli.....	47
Figura 33 - Riepilogo topologie MMC.....	49
Figura 34 - PWM 2 level.....	53
Figura 35 - Valor medio di una grandezza.....	53
Figura 36 - Modulazione PWM bipolare (sinusoidale).....	55
Figura 37 - Modulazione PS-PWM.....	56
Figura 38 - SPWM per MMC a 5 livelli.....	61
Figura 39 - Esempio PS-PWM.....	62
Figura 40 - Esempio PD-PWM.....	63
Figura 41 - Esempio POD-PWM.....	63
Figura 42 - Esempio APOD-PWM.....	64
Figura 43 - SHEPWM di terza armonica ($m_a=1,155$).....	66
Figura 44 - Schema inverter VSI trifase a 2 livelli.....	68
Figura 45 - Tabella Space Vector Modulation a 2 livelli.....	69
Figura 46 - Mappa vettoriale SVM a 2 livelli.....	69
Figura 47 - Mappa vettoriale SVM a 3 livelli.....	71
Figura 48 - Motore Asincrono Trifase ABB.....	74
Figura 49 - Sezione di un motore asincrono trifase ABB.....	76

Figura 50 - Curva coppia-velocità.....	78
Figura 51 - Targa di un motore asincrono trifase ABB	79
Figura 52 - Circuito equivalente monofase di un motore asincrono trifase	81
Figura 53 - Bilancio delle potenze della macchina asincrona.....	83
Figura 54 - Motore asincrono 90 kW alimentato a tensione variabile	86
Figura 55 - Motore asincrono 90 kW alimentato a frequenza variabile	87
Figura 56 - Motore asincrono 90 kW alimentato con rapporto V/f costante.....	88
Figura 57 - Confronto topologia DCMC-FCMC	91
Figura 58 - Circuito inverter trifase DCMC	93
Figura 59 - Modulatore PWM per inverter trifase DCMC	94
Figura 60 - Circuito equivalente IGBT IXXK200N65B4 650V 200A	95
Figura 61 - Dati di targa motore 90 kW	96
Figura 62 - Parametri del circuito equivalente del motore	96
Figura 63 - Parametri di targa dell'inverter	97
Figura 64 - Prestazioni nominali dell'inverter	98
Figura 65 - Prestazioni nominali dell'inverter con motore riparametrizzato.....	101
Figura 66 - Forme d'onda tensione-corrente	102
Figura 67 - Tensione di fase e di linea sul carico $m_a=1,60$ $m_f=15$	103
Figura 68 - Forme d'onda delle potenze istantanee	104
Figura 69 - Stati di un leg DCMC	104
Figura 70 - Modulazione PD-PWM con indice $m_a=1,60$ $m_f=15$	105
Figura 71 - Modulazione PD-PWM con indice $m_a=0,96$ $m_f=15$	106
Figura 72 - Modulazione APOD-PWM con indice $m_a=0,96$ $m_f=15$	107
Figura 73 - Segnali di pilotaggio PWM-PD $m_a=0,9$ e $m_f=10$	108
Figura 74 - Accensione dell'IGBT	109
Figura 75 - Spegnimento dell'IGBT.....	110
Figura 76 - Energia di accensione dell'IGBT	111
Figura 77 - Energia di spegnimento dell'IGBT	111
Figura 78 - Parametri di accensione e spegnimento IGBT.....	112
Figura 79 - Perdite negli IGBT	113
Figura 80 - Bilancio delle potenze inverter	113
Figura 81 - Armoniche della tensione di uscita $m_a=1,60$ $m_f=15$	116
Figura 82 - Fattore armonico di tensione $m_a=1,60$ $m_f=15$	117
Figura 83 - Fattore armonico di tensione $m_a=1,60$ $m_f=16$	117
Figura 84 - Armoniche della corrente di fase $m_a=1,60$ $m_f=15$	118
Figura 85 - Fattore armonico di corrente $m_a=1,60$ $m_f=15$	118
Figura 86 - Fattore armonico di corrente $m_a=1,60$ $m_f=16$	119
Figura 87 - Andamento dell'impedenza del motore asincrono	120
Figura 88 - Indice di modulazione m_a Vs Tensione di uscita.....	121
Figura 89 - Linearità della tensione di uscita.....	122
Figura 90 - Legge di proporzionalità tensione-frequenza.....	123
Figura 91 - Andamento tensione concatenata di uscita	124
Figura 92 - Andamento $\cos\phi$	125
Figura 93 - Confronto THD PD-APOD	125

1. INTRODUZIONE

Questa tesi di laurea tratta i convertitori multilivello, noti anche con l'acronimo MMC (Modular Multilevel Converter), il cui impiego è indicato nelle applicazioni dell'elettronica di potenza per il controllo della potenza elettrica. Il condizionamento delle grandezze elettriche quali tensione, corrente e frequenza è essenziale per gestire in modo ottimale la conversione della potenza elettrica nelle diverse forme più adatte per applicazioni di trasposto dell'energia (linee elettriche in corrente alternata AC o in corrente continua DC) e per applicazioni di conversione in altri tipi di energia (ad esempio i carichi motore per la conversione in energia meccanica).

In questo ambito i convertitori elettronici di potenza (statici) hanno da tempo, ove possibile, sostituito i convertitori elettromeccanici (dinamici) in virtù della minore manutenzione richiesta. Essi svolgono la funzione di gestire al meglio i flussi energetici sulle linee di distribuzione, di qualunque tipo esse siano (AC o DC, alta o bassa tensione, indipendentemente dal livello di potenza), e di pilotare con maggiore flessibilità e livello di integrazione varie tipologie di carico (i motori elettrici in primis).

L'avvento dell'elettronica con i dispositivi allo stato solido, la sua diffusione grazie ad una economia di scala che ha reso i componenti elettronici economicamente vantaggiosi, la successiva evoluzione tecnologica dei dispositivi indirizzata dai forti investimenti in vari settori applicativi di interesse generale come l'industria delle energie rinnovabili e del risparmio energetico, il concomitante perfezionamento delle tecniche di controllo e di pilotaggio numerico hanno determinato negli ultimi anni un notevole avanzamento nel settore dei convertitori elettronici.

La grande diffusione dei personal computer e dell'informatica a partire dagli anni ottanta ha determinato l'impiego di convertitori UPS (Uninterruptible Power System) quali sistemi di alimentazione ausiliaria, e lo stesso tipo di convertitore è da anni impiegato nell'alimentazione di soccorso, sicché il loro potenziale grado di affidabilità è noto e sperimentato da tempo.

L'incremento di interesse verso i convertitori statici di potenza, in special modo gli inverter, in grado di variare la velocità del motore in corrente alternata mantenendo al contempo le prerogative di potenza e coppia trasmessa ha consentito il graduale passaggio dai motori a corrente continua a quelli asincroni nell'industria e nella trazione elettrica.

Il recente indirizzo politico di accelerare lo sviluppo nel settore delle energie rinnovabili e del risparmio energetico ha determinato un forte investimento finanziario nel settore della conversione DC-AC negli impianti fotovoltaici e in quella AC-AC negli impianti eolici, consentendo lo sviluppo di tecnologie di conversione multilivello.

L'ultima frontiera della conversione statica multilivello è quella della PQ (Power Quality) e dell'HVDC. Se quello della PQ è un settore che troverà seguito in un prossimo futuro, l'HVDC è un settore di nicchia riservato ai grandi distributori di energia negli impieghi di alta potenza.

Questa tesi si sofferma sui convertitori multilivello o MMC (Modular Multilevel Converter), studiati fin dagli anni ottanta e introdotti sul mercato a partire dal decennio seguente. Individuati dapprima i MMC, la loro costituzione, il principio di funzionamento, e dopo una breve panoramica sui dispositivi di commutazione, si sono qualificate le diverse topologie:

- Generalized Topology
- Diode Clamped
- Flying Capacitor
- Cascaded Cell

Successivamente si è affrontato il tema della modulazione, intesa come quell'insieme di operazioni di pilotaggio dei dispositivi attivi volti alla regolazione dei parametri:

- PWM
- SPWM
- SHEPWM

- SVM

Passando per la qualificazione della macchina asincrona si è giunti alla simulazione di un inverter trifase e alla determinazione delle prestazioni nel pilotaggio di motore asincrono trifase commerciale.

1.1 MMC MODULAR MULTILEVEL CONVERTER

I Convertitori Modulari Multilivello (MMC, Modular Multilevel Converter) negli ultimi anni hanno assunto una crescente importanza nella conversione delle medie/alte potenze. Esaminiamo uno ad uno i termini della loro denominazione:

- Convertitori perché le apparecchiature sono usate per la conversione e il condizionamento dell'energia elettrica.
- Modulari perché una cella elementare (Basic Cell) identica è replicata n-volte e interconnessa con pochi altri componenti passivi, solitamente diodi e condensatori, fino a ottenere la struttura specifica del convertitore.
- Multilivello perché la conversione è attuata a partire da molteplici livelli di tensione, utili o necessari a perseguire gli obiettivi di conversione.

I MMC si qualificano spesso come convertitori a tensione impressa o VSC (Voltage Source Converter), cioè che sintetizzano una tensione alternata in uscita frazionando la tensione continua del dc-link. La corrente non viene condizionata dal convertitore e resta determinata dal carico.

I MMC sono versatili per la modularità della cella base (Basic Cell, mostrata in Figura 1) intesa come l'elemento base attraverso la cui composizione si ottiene il convertitore completo. La Basic Cell replicata in modo opportuno sia verticalmente (in cascata) che orizzontalmente (lo stadio) realizza un leg (una gamba) del convertitore se multifase, o il convertitore completo se monofase.

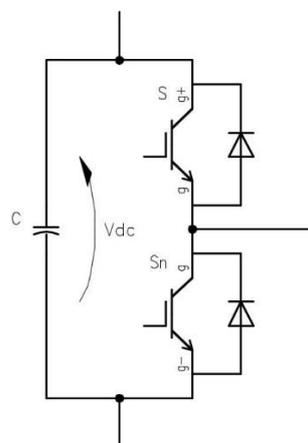


Figura 1 - Basic Cell

I dispositivi attivi costituenti una cella base sono complementari: quando uno è attivo l'altro è necessariamente inattivo. La tensione di uscita della Basic Cell (misurata tra i terminali g e g-) può dunque assumere solo due possibili valori:

Stato	Switch S	Switch S _n	Uscita
1	ON	OFF	+Vdc
0	OFF	ON	0

Figura 2 - tabella degli stati Basic Cell

I MMC sono fondamentali per la possibilità di frazionare la tensione totale del dc-link su più dispositivi attivi, in questo modo possono reggere tensioni elevatissime (centinaia di kilovolt) contribuendo nel complesso a pilotare carichi di estrema potenza (centinaia di megawatt).

Il frazionamento su più livelli della tensione del dc-link comporta la diminuzione della tensione di blocco sui dispositivi e la capacità di comporre tensioni di uscita maggiori del limite pertinente ad ogni singola cella. Le sollecitazioni di commutazione, in primis la dv/dt , sono più contenute perché è minore lo step (il divario) di tensione tra due commutazioni successive.

In un convertitore multilivello la disponibilità di diversi gradini di tensione permette di emulare più accuratamente l'andamento di una tensione sinusoidale: per questo il livello armonico calcolabile secondo l'analisi di Fourier è naturalmente più contenuto nella ricostruzione multilivello rispetto all'onda quadra a due soli livelli. Questo si traduce in una distorsione tanto più moderata quanto più sono numerosi gli step di tensione.

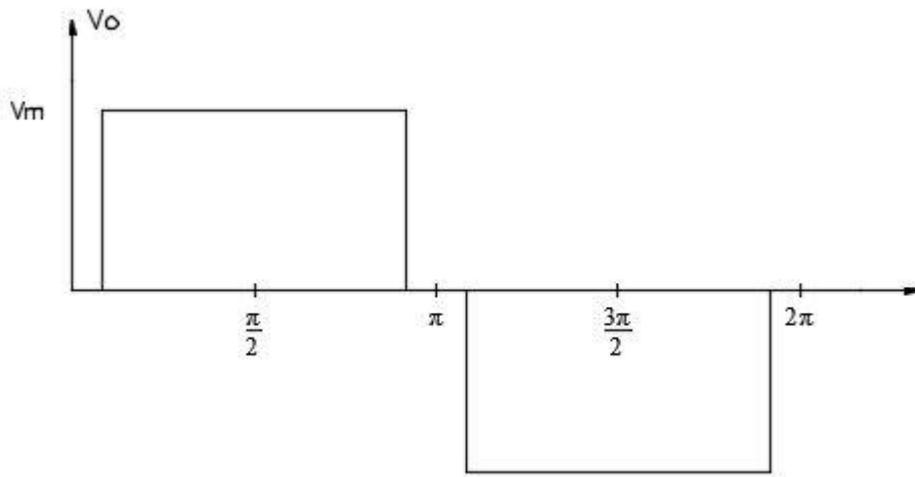


Figura 3 - Onda a due livelli in un convertitore tradizionale

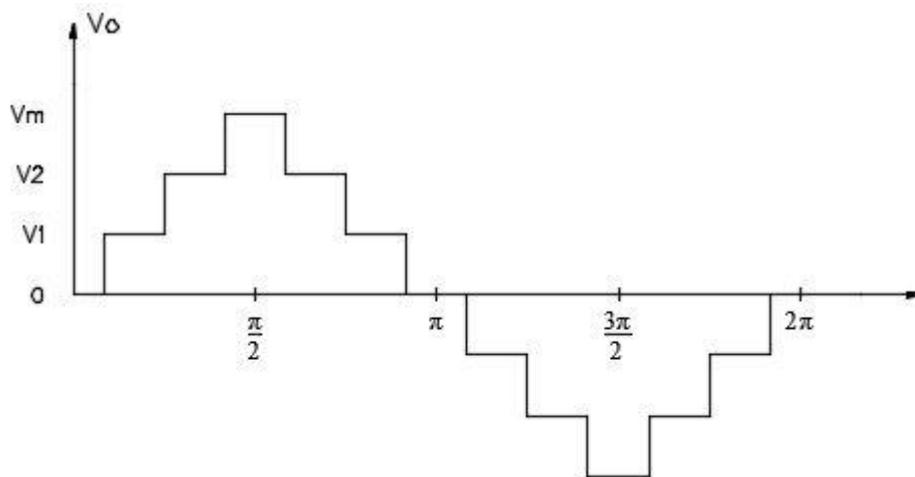


Figura 4 - Onda multilivello in un convertitore MMC

Le Figure sopra aiutano a capire che la ricostruzione di una tensione sinusoidale alternata a partire da due soli livelli di tensione continua (Figura 3) è meno agevole rispetto alla stessa operazione a partire da più gradini successivi di tensione continua (Figura 4). Il fatto di operare su più livelli di tensione consente di realizzare un valore istantaneo della tensione più simile a quello della corrispondente sinusoide e, a parità di contenuto armonico, il filtraggio è più semplice.

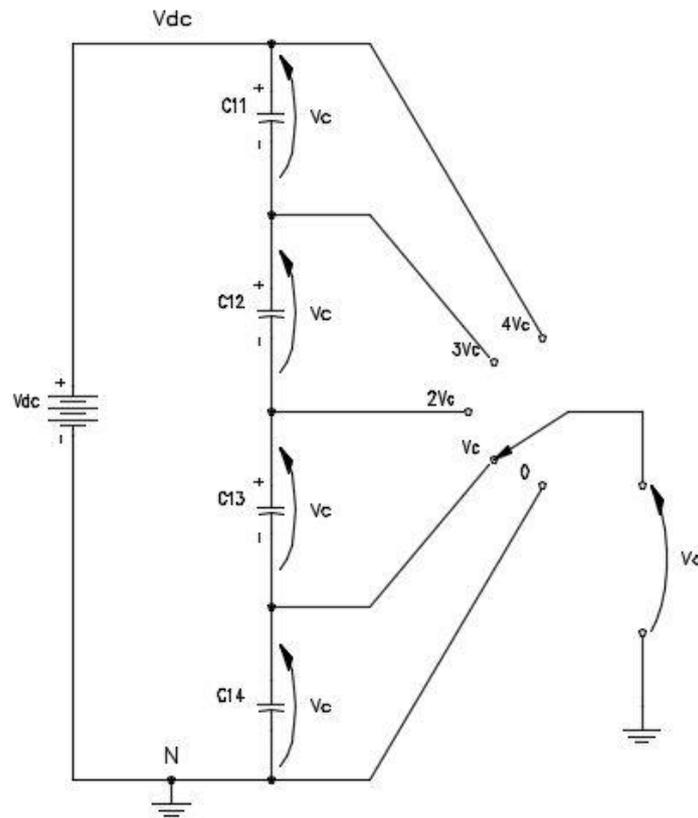


Figura 5 - Principio di commutazione (5 livelli)

La modularità e la scalabilità dei convertitori multilivello permette di frazionare tensioni anche molto elevate, distribuendole tra le celle in serie o tra i diversi stadi in cascata. Le correnti di impiego possono essere altresì molto elevate grazie al collegamento in parallelo delle celle, con accorgimenti aggiuntivi per assicurarne l'eguale distribuzione tra i dispositivi.

L'avvento dei convertitori multilivello è stato possibile per due fattori principali:

- Il grado di avanzamento della tecnologia di produzione dei dispositivi attivi, maggiori densità di potenza (corrente) per unità di superficie, maggiori tensioni inverse (di blocco), minori potenze di pilotaggio, minori perdite di commutazione.
- Lo sviluppo del pilotaggio numerico dei dispositivi con processori dedicati ad elevata capacità di calcolo e tecniche di modulazione innovative ed efficienti.

La scelta del numero di livelli nei MMC è svolta tenendo conto di diversi aspetti: tensione del dc-link (bassa, media e alta tensione), tensione massima dello step (gradino), potenze elettriche in gioco, fedeltà nella ricostruzione delle forme d'onda di uscita, distorsione armonica, caratteristiche dei dispositivi attivi.

1.2 DISPOSITIVI DI COMMUTAZIONE

I MMC si basano su dispositivi a semiconduttore di potenza. La ricerca e il mercato hanno messo a disposizione nel tempo diverse decine di tipi di valvole completamente elettroniche diverse, e negli ultimi tempi stanno prendendo piede veri e propri moduli complessi contenenti sia il dispositivo di potenza che i componenti di supporto (IGBT + diodo di ricircolo) oppure dispositivo e circuito di pilotaggio (IGCT + circuito di comando), fino ad arrivare a moduli compatti contenenti un intero ponte monofase (più componenti attivi e circuiti di supporto per costruire un leg monofase) o trifase (tre ponti monofase integrati nello stesso contenitore).

Una delle difficoltà del passato oramai superata era la carenza di switch capaci di condurre corrente nei due versi e bloccare tensioni nelle due direzioni (operazioni sui 4 quadranti): si era obbligati a realizzare il dispositivo con componenti discreti, con problematiche di accoppiamento e ingombro. Questa fase è stata pressoché superata dalle tecnologie produttive dei dispositivi, inglobati appunto in moduli funzionali compatti.

Vediamo alcuni dispositivi comunemente impiegati soffermandoci sugli IGBT che rappresentano oggi i transistori più utilizzati fino alle medie potenze.

1.2.1 IGBT

Gli IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) sono largamente utilizzati come dispositivi di commutazione soprattutto perché coniugano le alte densità di corrente e la robustezza della tecnologia bipolare con la facilità di pilotaggio tipica della tecnologia ad effetto di campo. Sono transistor a giunzione bipolare derivati dai BJT (Bipolar Junction Transistor) in cui però il terminale di base (gate) è isolato e disaccoppiato dagli altri terminali denominati collettore e emettitore. Il pilotaggio del gate è come nei MOSFET, operato in tensione, con correnti pressoché nulle in condizioni stazionarie (acceso o spento).

Nei convertitori il transistor IGBT è utilizzato come un dispositivo statico in grado di “aprire” e “chiudere” il passaggio di corrente in un solo verso (una valvola on-off); dualmente di resistere alla tensione di blocco in un solo verso quando in interdizione, e di azzerare la tensione ai capi di collettore e emettitore quando in conduzione.

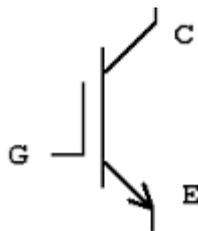


Figura 6 - Simbolo del transistor IGBT

Nelle applicazioni specifiche dei convertitori il transistor IGBT è integrato con un diodo connesso tra i terminali di emettitore e collettore, diodo detto di free wheeling o di ricircolo, che ricopre importanza vitale nel ricircolo delle correnti inverse. In Figura 7 il simbolo di un IGBT completo di diodo di ricircolo connesso in antiparallelo. In commercio si trovano moduli integrati di ogni tipo, nello stesso case, anche interi leg o ponti trifase completi.

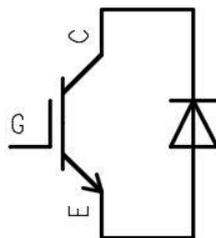


Figura 7 - Simbolo IGBT con diodo di ricircolo

Per basse potenze tali dispositivi possono raggiungere frequenze di commutazione superiori ai 20 kHz. Per medie e alte potenze (applicazioni di media tensione e oltre), l'elevata tensione in gioco e un flusso maggiore di potenza causano perdite di commutazione incrementali, per questo le frequenze di commutazione negli IGBT più potenti non superano i 10 kHz, limitate a non più di 2 kHz nelle applicazioni pratiche.

Particolari tecnologie costruttive (di diffusione dei droganti) consentono di produrre IGBT in grado di assicurare una transizione lineare tra gli stati di conduzione e interdizione, con di/dt e dv/dt costanti per tutto il tempo di commutazione che può essere inferiore a $1 \mu s$ per i dispositivi meno potenti e rimane entro i $2 \mu s$ anche per i dispositivi più potenti.

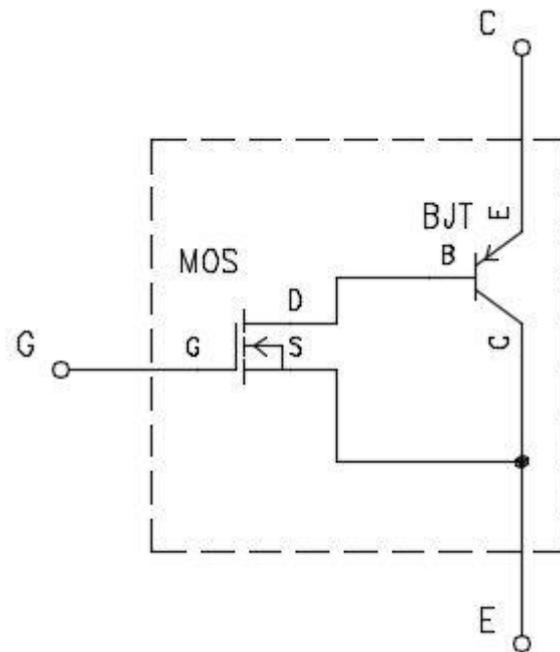


Figura 8 - Modello circuitale di un IGBT n-channel

Dal punto di vista costruttivo l'IGBT originale è una struttura planare simmetrica denominata NPT (Non Punch Through) formata da una giunzione PNP caratterizzata da una grande area per conseguire le tensioni di blocco del dispositivo.

Successivamente la struttura interna è stata affinata introducendo un layer aggiuntivo (buffer layer N+), ottenendo così una struttura asimmetrica PT (Punch Through) che modifica la distribuzione del campo elettrico nelle giunzioni e riduce l'area del die a parità di prestazioni. Quest'ultima è una tecnologia più recente orientata alle applicazioni di controllo motori in cui sono state migliorate le velocità di commutazione. La struttura asimmetrica Punch Through ottiene le stesse prestazioni di quella simmetrica ma con l'area di drift ridotta del 60%, questo implica dispositivi meno ingombranti.

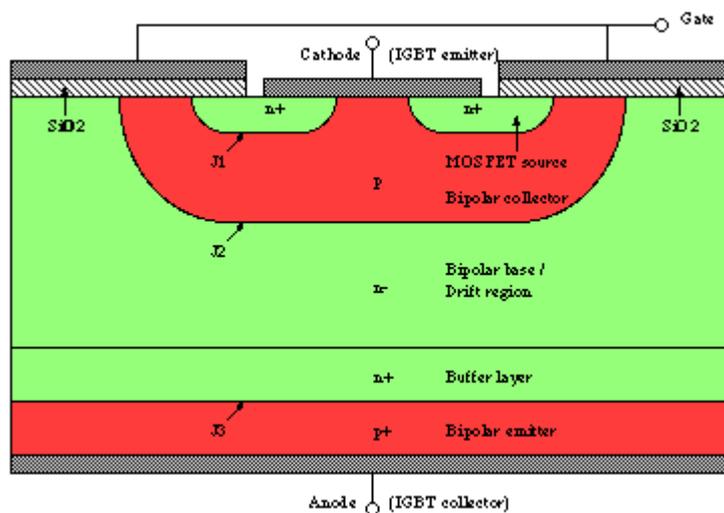


Figura 9 - Struttura di un PT-IGBT

Nel corso del tempo sono state introdotte ulteriori strutture e tecnologie di produzione degli IGBT: si segnala il Trench Gate che attraverso il vertical channel ha ridotto la caduta di tensione nello stato di conduzione aumentando allo stesso tempo la capacità di trasporto di corrente, ciò per la più ampia densità di corrente conseguita. La ricerca attuale verte su nuovi materiali quali SiC (carburo di silicio) e GaN (nitruro di gallio) che rispetto al silicio presentano un gap energetico più ampio tra banda di valenza e banda di conduzione, questo consente molte migliorie tra cui minori perdite di conduzione e di commutazione nonché maggiori temperature di funzionamento a parità di vita media del dispositivo.

Gli IGBT moderni sono progettati per sopportare un cortocircuito nel carico durante il funzionamento. In queste condizioni l'IGBT deve sostenere la tensione di alimentazione dc mentre trasporta la corrente di saturazione di collettore, l'elevata densità di corrente provoca forti aumenti di temperatura che può superare i 400 °C arrivando alla distruzione del dispositivo entro 10-20 μ s. L'intervento entro questo tempo dei circuiti di limitazione della corrente e di spegnimento del transistor ne preservano in molti casi la sopravvivenza.

1.2.2 IGCT

I dispositivi IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor) sono semiconduttori derivati dai più conosciuti tiristori GTO (Gate Turn Off), impiegati in origine nel settore della trazione elettrica.

La struttura interna di un IGCT è più semplice di quella di un IGBT, le perdite in fase di conduzione di un IGCT sono quelle di un tiristore, circa la metà rispetto a un IGBT. Gli IGCT sono comandabili sia in accensione che in spegnimento e sono complessivamente molto potenti grazie alla struttura monolitica dalla tipica forma a disco con ampie superfici di diffusione e di contatto. Garantiscono tempi di transizione non troppo rapidi ma con elevate prestazioni sia di tensione che di corrente (fino 6 kV, 6 kA), tuttavia per il controllo delle perdite di commutazione possono funzionare a frequenza ridotta (max 500 Hz nei dispositivi più potenti).

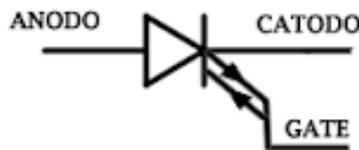


Figura 10 - Simbolo del tiristore IGCT

Rispetto al GTO in un IGCT sono state migliorate le caratteristiche di spegnimento che notoriamente sono molto onerose nel primo. L'IGCT ha bisogno di circuiti di limitazione del gradiente di corrente all'accensione, ma spesso non necessita di snubber di limitazione del gradiente di tensione. Questi circuiti di supporto e l'elettronica di pilotaggio sono spesso inseriti nel dispositivo e ne fanno parte integrante.

Gli IGCT possono essere a conduzione libera nei due versi, denominati S-IGCT (Symmetrical IGCT), quindi senza diodo di blocco, capaci autonomamente di bloccare la tensione inversa, si usano tipicamente negli inverter CSI (Current Source Inverter).

Se non è necessario bloccare la tensione inversa sono denominati A-IGCT (Asymmetrical IGCT) e si usano tipicamente negli inverter VSI (Voltage Source Inverter).

1.2.3 Tabella di comparazione

La Figura 11 confronta qualitativamente le prestazioni di massima di IGBT-GTO-IGCT con riferimento alle prestazioni di un IGBT.

Proprietà del componente	IGBT	GTO	IGCT
Caduta di tensione in conduzione	100%	70%	50%
Perdite nella fase di spegnimento	100%	100%	100%
Perdite nella fase di accensione	100%	30%	5%
Potenza necessaria al controllo	1%	100%	50%
Contenimento della corrente di corto circuito	Autolimitato	Reattanza esterna di limitazione	Reattanza esterna di limitazione
Presenza snubber dv/dt	No	Si	No
Presenza circuiti limitazione di/dt	No	Si	Si
Struttura del semiconduttore attivo	Discreta (più chips elementari)	Monolitica	Monolitica
Struttura del diodo di ricircolo	Discreta (più chips elementari)	Monolitica	Monolitica
Comportamento tipico del componente a seguito di corto circuito distruttivo	Circuito aperto	Circuito chiuso	Circuito chiuso

Figura 11 - Confronto caratteristiche GTO, IGBT, IGCT

2. MODULAR MULTILEVEL CONVERTER

2.1 TOPOLOGIA DEI CONVERTITORI MMC

Come detto in premessa i MMC (Modular Multilevel Converter) sono strutture modulari in cui la particolare interconnessione delle Basic Cell porta alla formazione del convertitore completo. In letteratura sono state studiate molteplici configurazioni, alcune delle quali hanno trovato sbocco commerciale. Di seguito sono presentate le configurazioni più interessanti.

Le topologie multilivello dei VSMC (Voltage Source Multilevel Converter) realizzate a IGBT hanno trovato un notevole sviluppo negli ultimi anni perché sono adatte a lavorare senza trasformatore di potenza fino alla media tensione e con potenze fino al megawatt. L'interfacciamento diretto sulle griglie di distribuzione ha comportato un risparmio economico per l'assenza del trasformatore di potenza, quindi minori ingombri, minori cicli di manutenzione, maggiore rendimento, mantenendo semplicità costruttiva e robustezza tipiche di connessioni a pochi livelli. Oltre la media tensione i VSMC devono diventare più complessi, oltre i dieci livelli, perché diventa fondamentale il frazionamento della tensione del dc-link per via delle tensioni di blocco insostenibili da parte di singoli dispositivi di commutazione.

Maggiori sono i livelli di tensione progettati per il sistema di conversione, maggiore è il frazionamento della tensione di blocco sui dispositivi attivi, maggiori sono le prestazioni in potenza e in frequenza degli switch, minore la distorsione armonica, minori le sollecitazioni dovute alla derivata di tensione dv/dt durante le commutazioni. Per contro l'aumento dei livelli comporta l'aumento dei dispositivi e l'aumento più che lineare della complessità del controllo di commutazione.

Le possibilità applicative sono facilitate per via della struttura base modulare che può essere più volte replicata e diversamente connessa per ottenere l'architettura più performante a seconda dell'applicazione voluta. Le topologie principali di questi convertitori sono:

- GTMC Generalized Topology Multilevel Converter

- DCMC Diode-Clamped Multilevel Converter
- FCMC Flying Capacitor Multilevel Converter
- CCMC Cascaded Cell Multilevel Converter (H-Bridges)

Il GTMC (Generalized Topology Multilevel Converter) è idoneo allo studio teorico del principio di funzionamento ma non trova pratico impiego nelle applicazioni per via del maggior dispendio di dispositivi di commutazione, verrà utilizzata la versione Three Level per spiegarne i fondamenti.

Il DCMC (Diode-Clamped Multilevel Converter) e il FCMC (Flying Capacitor Multilevel Converter) usano una tensione dc-link singola, il CCMC (Cascaded Cell Multilevel Converter) richiede invece tensioni del dc-link multiple e isolate tra loro, per questo lo specifico indirizzo è alla generazione fotovoltaica ed eolica in cui è nativa l'indipendenza della tensione di generatore da qualsiasi potenziale di nodo (sorgenti fuori massa o flottanti).

Ci sono anche studi ed esperienze di topologie ibride denominate HAMC (Hybrid Asymmetric Multilevel Converter) formate dall'accoppiamento delle topologie già viste (es. modulo base Flying Capacitor replicato n-volte in un Cascade Converter), che aprono la strada a convertitori a più livelli di tensione e minore complessità realizzativa, perché si sfruttano e si combinano i vantaggi di ciascuna topologia.

Nelle applicazioni di modesta potenza in BT (230-690 Vac) la fa da padrone il convertitore a 2 livelli perché è semplice e robusto, e consente un ottimo rapporto qualità/prezzo. Nelle applicazioni industriali in BT (inverter, ups) non si va oltre i 5 livelli in quanto il rapporto complessivo qualità/prezzo cala rapidamente oltre questo limite.

Nel mercato eolico il 3 livelli è la principale soluzione sul mercato per i sistemi a media tensione dato che con gli attuali dispositivi è possibile ottenere tensioni di uscita fino a 4,5 kV senza collegamento in serie.

MMC fino a 11 livelli si impiegano nella conversione in MT (1-30 kV) dove il dimensionamento delle tensioni di blocco sui dispositivi e sui condensatori è il parametro più sensibile. Oltre gli 11 livelli e fino a 27 si hanno essenzialmente impieghi in AT (oltre 30 kV) nella trasmissione di energia HVDC (High Voltage Direct Current).

Si segnalano infine impieghi di convertitori fino a 33 livelli negli STATCOM (Static Synchronous Compensator) e nei DVR (Dynamic Voltage Restorer), cioè impieghi nella correzione del fattore di potenza e nella stabilità di funzionamento di reti complesse, nonché nel settore della PQ (Power Quality), in generale nei FACTS (Flexible AC Transmission System) che sovrintendono il controllo e la regolazione di reti primarie di trasmissione.

Per tutti i VSC (Voltage Source Converter) tensioni maggiori di quella del dc-link non possono essere sintetizzate all'uscita, la tensione alternata di uscita non può essere superiore a quella alternata di ingresso, pertanto il VSC è generalmente un convertitore buck (step-down). Fa eccezione solo la topologia CCMC (Cascaded Cell Multilevel Converter) che per concetto di funzionamento può ottenere tensione alternata di uscita più alta sommando le tensioni dei vari stage in cascata, a patto che le sorgenti dc siano indipendenti.

2.2 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Un convertitore è un complesso sistema elettronico alimentato in genere dalla tensione alternata di rete opportunamente rettificata, più raramente dalla tensione continua di batterie di accumulatori. Se esso è in grado di ricostruire in uscita una tensione alternata di frequenza e ampiezza regolabili allora prende comunemente il nome di Inverter (DC/AC) per distinguersi dai convertitori che hanno un'uscita regolata in continua (DC/DC). Per capire come funziona vediamo lo schema a ponte intero in cui le Basic Cell costituiscono i 2 leg di un convertitore monofase a uscita bilanciata.

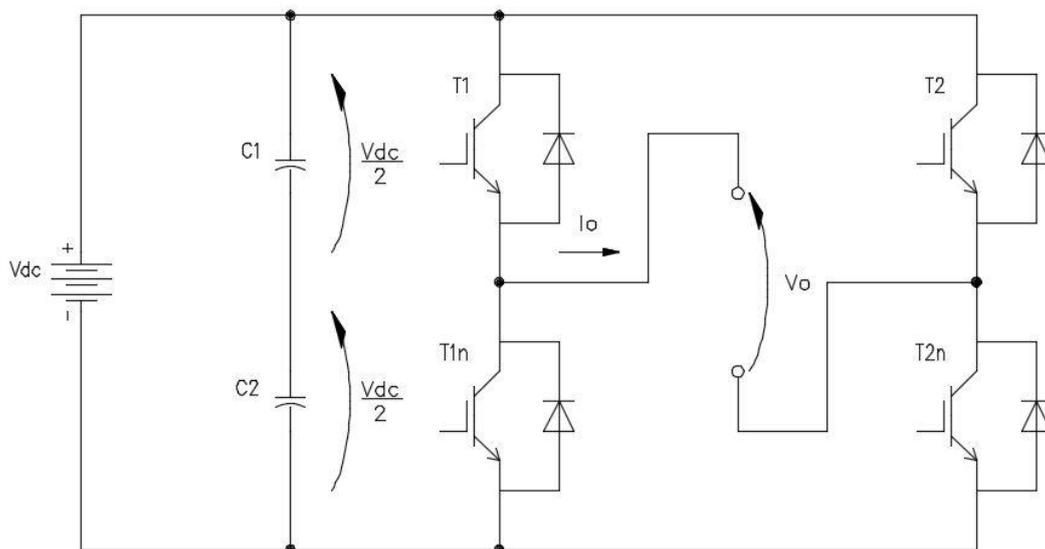


Figura 12 - MMC a ponte intero

Ogni cella base è un mezzo ponte con due dispositivi attivi complementari: quando uno è chiuso l'altro è aperto e viceversa, quindi possiamo definire con linguaggio binario lo stato 1 (uno) quando il dispositivo superiore è chiuso (ON) e l'inferiore è aperto (OFF), lo stato 0 (zero) quando il dispositivo superiore è aperto (OFF) e l'inferiore è chiuso (ON). I due leg sono comandati secondo la seguente tabella:

Stato	T1	T2	T1n	T2n	Uscita Vo
00	OFF	OFF	ON	ON	0
01	OFF	ON	ON	OFF	-Vdc
10	ON	OFF	OFF	ON	+Vdc
11	ON	ON	OFF	OFF	0

Figura 13 - Stati di un MMC a ponte intero

Questo convertitore quindi sintetizza in uscita le tensioni -Vdc, zero, +Vdc. Ciascun leg può sintetizzare solamente zero e +Vdc, essendo una configurazione a 2 livelli, ma la connessione a ponte intero con 2 leg aggiunge il livello -Vdc.

La coppia di switch T1 e T1n (lo stesso per T2 e T2n) devono essere complementari altrimenti la loro chiusura contemporanea equivarrebbe al corto circuito della sorgente DC. Si introduce così il concetto di stato proibito che rappresenta uno stato distruttivo per il convertitore e che quindi deve essere evitato con certezza. Si nota poi che lo stato 00 e 11 portano alla stessa tensione nulla di uscita: si introduce così il concetto di stato ridondante, cioè una diversa configurazione degli interruttori che realizza la stessa tensione di uscita. In determinate configurazioni possono verificarsi anche stati indeterminati o aleatori in cui il potenziale di uscita conseguente a uno stesso stato non può essere fissato in modo univoco, dipendendo quest'ultimo dal verso della corrente sul carico; pertanto quando fosse richiesta una ben precisa e univoca tensione in uscita questi stati devono essere considerati stati proibiti.

Vedremo che i diversi schemi di connessione dei convertitori porteranno con sé peculiarità del tutto diverse in fatto di stati proibiti e ridondanti. Modulando opportunamente la frequenza e il tempo di chiusura e apertura dei dispositivi si può ottenere in uscita corrente alternata quasi sinusoidale in un ampio range di frequenze.

2.2.1 Three level GTMC

Considerando un solo leg di un convertitore si presenta lo schema di un GTMC (Generalized Topology Multilevel Converter) a 3 livelli che è costituito da 3 celle base:

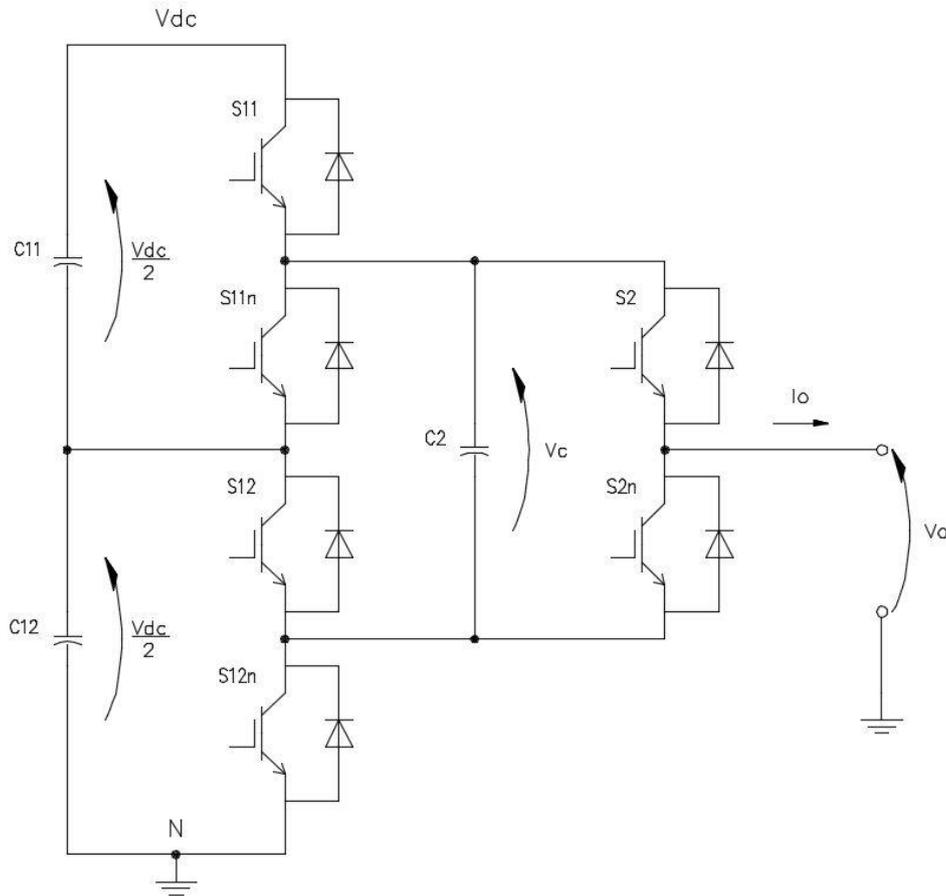


Figura 14 - GTMC a 3 livelli

Il convertitore è formato da 2 stadi, ciascuno comandato da propria logica, quindi il primo stadio è quello degli interruttori S1x, il secondo stadio è quello cui appartengono gli interruttori S2x. I transistor di ciascuno stadio sono comandati simultaneamente.

Stato	S11-S12	S2	Uscita Vo	Note
00	OFF	OFF	0	C12//C2
01	OFF	ON	$V_{dc}/2$	C12//C2
10	ON	OFF	$V_{dc}/2$	C11//C2
11	ON	ON	V_{dc}	C11//C2

Figura 15 - Stati di un GTMC a 3 livelli

In ogni istante i condensatori C11 e C12 sono sempre alimentati dal dc-link fissato a V_{dc} , il potenziale nel punto intermedio del partitore tende sempre a $V_{dc}/2$. Tuttavia il condensatore C2 risulta in parallelo alternativamente con C11 e con C12 in funzione del comando sul primo stadio e potrebbero verificarsi sbilanciamenti alla tensione del partitore. Il bilanciamento del potenziale di C2 e in generale di tutti i condensatori è un elemento importante per il buon funzionamento del convertitore. Lo stato 01 e 10 conducono lo stesso potenziale in uscita: si tratta di due stati ridondanti che possono venire sfruttati per realizzare il bilanciamento.

Fatte queste premesse si può concludere che un convertitore a n-livelli di tipo generalizzato necessita di $2n$ Basic Cell organizzate in $(n-1)$ stadi, dove ogni stadio successivo ha una cella in meno del precedente. Il primo stadio ha $(n-1)$ celle base in serie, l'ultimo stadio una sola cella. Anche i condensatori in ogni stadio, considerati di uguale capacità e di tensione ai capi V_c , sono legati al numero di livelli. La frazione di tensione ai capi dei condensatori è $V_c = \frac{V_{DC}}{n-1}$ e ciò si riscontra agevolmente sul primo stadio in cui gli $(n-1)$ condensatori in serie costituiscono un partitore di tensione.

Tutte le celle costituenti uno stadio sono commutate da una stessa funzione logica di stato che risponde ai criteri binari prima visti, così un convertitore a n-livelli ha $2^{(n-1)}$ possibili stati.

Immaginando uno spazio dimensionale a $(n-1)$ dimensioni, la funzione di commutazione di ogni stadio può essere rappresentata da un asse di questo spazio. Questa rappresentazione è utile per riassumere le caratteristiche della topologia, dei suoi livelli di tensione e per studiare la strategia di commutazione appropriata per controllarne il buon funzionamento. Questa raffigurazione compatta è utile nella rappresentazione di convertitori estesi.

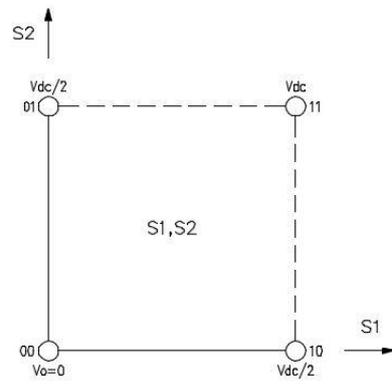


Figura 16 - Rappresentazione dimensionale di un GTMC a 3 livelli

2.2.2 Four level GTMC

Ripetiamo ora il ragionamento in un convertitore generalizzato a 4 livelli.

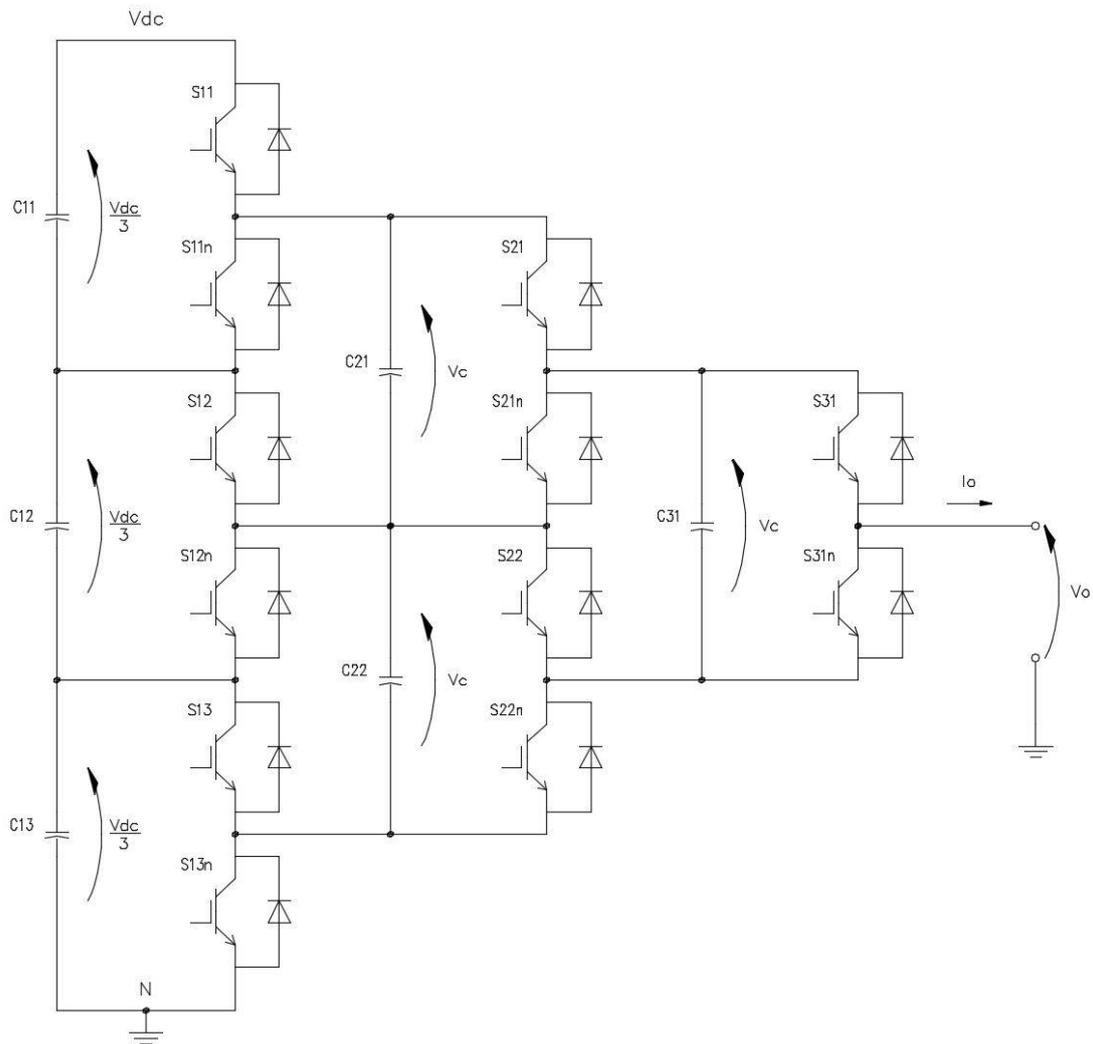


Figura 17 - GTMC a 4 livelli

Stato	S11-S12-S13	S21-S22	S31	Vo	Note
000	OFF	OFF	OFF	0	C12//C21, C13//C22//C31
001	OFF	OFF	ON	$V_{dc}/3$	C12//C21, C13//C22//C31
010	OFF	ON	OFF	$V_{dc}/3$	C12//C21//C31, C13//C22
011	OFF	ON	ON	$2V_{dc}/3$	C12//C21//C31, C13//C22
100	ON	OFF	OFF	$V_{dc}/3$	C11//C21, C12//C22//C31
101	ON	OFF	ON	$2V_{dc}/3$	C11//C21, C12//C22//C31
110	ON	ON	OFF	$2V_{dc}/3$	C11//C21//C31, C12//C22
111	ON	ON	ON	V_{dc}	C11//C21//C31, C12//C22

Figura 18 - Stati di un GTMC a 4 livelli

Si notano 3 stati con uscita a $V_{dc}/3$ e 3 stati con uscita a $2V_{dc}/3$, che sono stati ridondanti ancorché non proibiti. Di seguito la rappresentazione dimensionale.

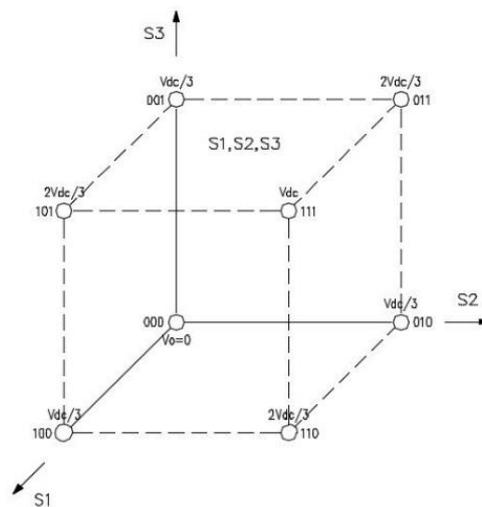


Figura 19 - Rappresentazione dimensionale di un GTMC a 4 livelli

Aumentando il numero di livelli aumenta la complessità del convertitore, passando da n a $n+1$ livelli è necessario aggiungere uno stadio e n dispositivi. Gli stati di comando hanno invece una progressività molto più marcata, aumentano al contempo gli stati ridondanti, cioè stati diversi che forniscono in uscita la stessa tensione. Gli stati proibiti, cioè che non possono essere consentiti perché pericolosi o non univoci non sono presenti nel GTMC, che assicura sempre un funzionamento scevro da guasti catastrofici.

Gli schemi realizzativi Generalized Topology appena rappresentati sono utili a comprendere il principio di funzionamento dei convertitori multilivello, tuttavia nella pratica non vengono realizzati in quanto sono dispendiosi in termini di dispositivi e di stati di comando. Gli stati ridondanti per esempio, se non essenziali per il funzionamento del convertitore, possono essere eliminati riducendo anche il numero di dispositivi attivi. Per questo la topologia generalizzata dei convertitori multilivello ha lasciato il posto a versioni più specialistiche che hanno le medesime prestazioni, ma hanno un insieme semplificato di stati che al contempo ne preserva la simmetria.

2.3 DIODE CLAMPED MULTILEVEL CONVERTER

Il DCMC (Diode Clamped Multilevel Converter) fu studiato e introdotto da Nabae nel 1981. Rispetto alla topologia generalizzata il DCMC presenta le seguenti caratteristiche: i condensatori interni sono eliminati mantenendo solo il partitore che si affaccia sul dc-link, alcuni switch sono eliminati lasciando i soli diodi di bloccaggio.

Si perviene allo schema denominato NPC (Neutral Point Clamped) in cui è semplificata la gestione dei dispositivi attivi. Si veda di seguito un leg in versione a 3 livelli.

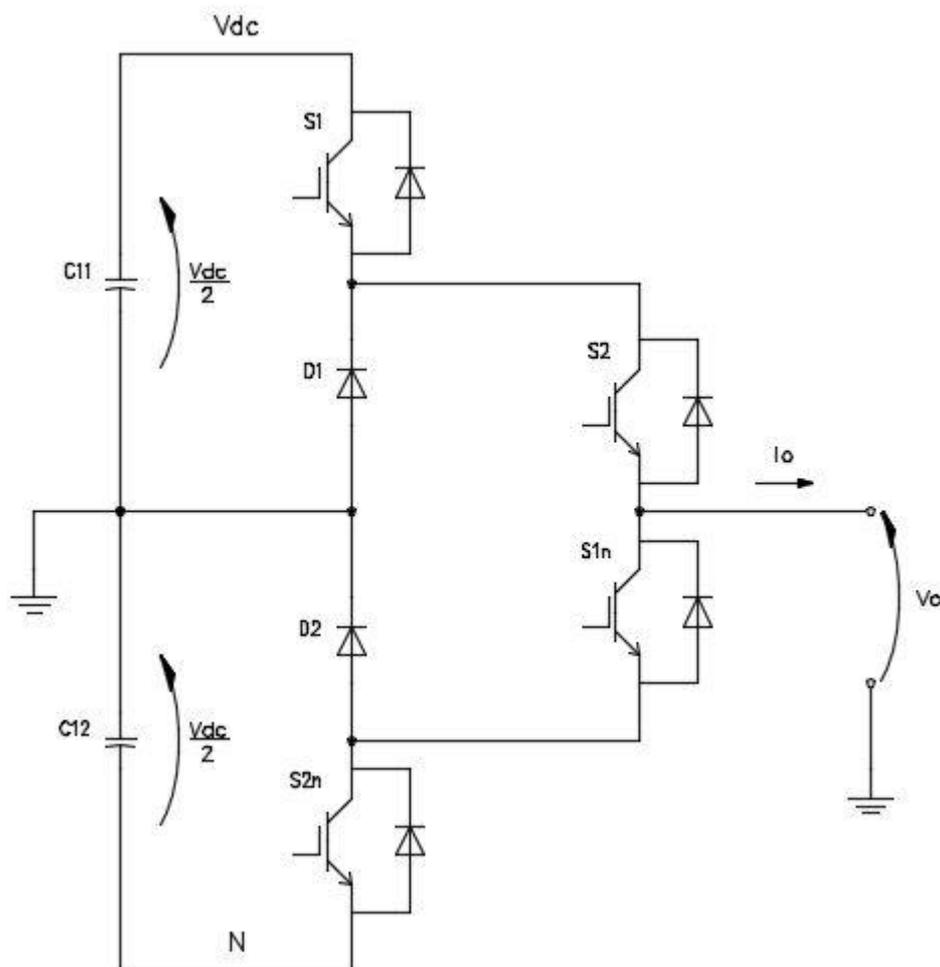


Figura 20 - NPC a 3 livelli

Il NPC non è modulare come gli altri MMC, in quanto la strategia di commutazione non è più sincrona con lo stadio ma incrociata, cioè S1 risulta nel primo stadio e S1n nel secondo stadio. Il reciproco per i transistor S2, S2n. La clampatura centrale serve a stabilizzare il potenziale intermedio con l'aiuto dei diodi di blocco, che hanno soprattutto la funzione di far ricircolare le correnti di sequenza inversa.

Stato	S1	S2	S1n	S2n	Vo	Note
00	OFF	OFF	ON	ON	-Vdc/2	C12
01	OFF	ON	ON	OFF	0	
10	ON	OFF	OFF	ON	---	stato proibito
11	ON	ON	OFF	OFF	+Vdc/2	C11

Figura 21 - Tabella degli stati NPC a 3 livelli

Il convertitore NPC (Neutral Point Clamped) ha 3 livelli e 3 stati utili, può sintetizzare sia tensioni positive che negative con un singolo leg, può ricostruire cioè una sinusoide completa con solo mezzo ponte. C'è la comparsa di uno stato proibito che deve essere tenuto in conto dalla modulazione di pilotaggio. Il gradino di tensione vale $V_{dc}/2$. Analizziamo i singoli stati:

- Nello stato 00 il condensatore C12 è connesso in antiparallelo al carico, fissando il potenziale a $-V_{dc}/2$.
- Nello stato 01 il carico è connesso al punto mediano, quindi si trova in corto circuito col potenziale ai suoi capi annullato.
- Nello stato 10 il potenziale sul carico è indeterminato e dipende dal verso della corrente: se uscente (come indicato in Figura 20) il potenziale può essere solo $-V_{dc}/2$, se entrante può essere solo $+V_{dc}/2$. Non essendo univocamente determinato il potenziale al carico per questo stato, esso deve essere considerato proibito.
- Nello stato 11 il condensatore C11 è connesso in parallelo al carico, fissando il potenziale a $+V_{dc}/2$ per qualunque verso della corrente.

Nel caso in cui la clampatura non avvenga nel punto mediano, ma all'estremo negativo al dc-link, lo schema assume il seguente aspetto:

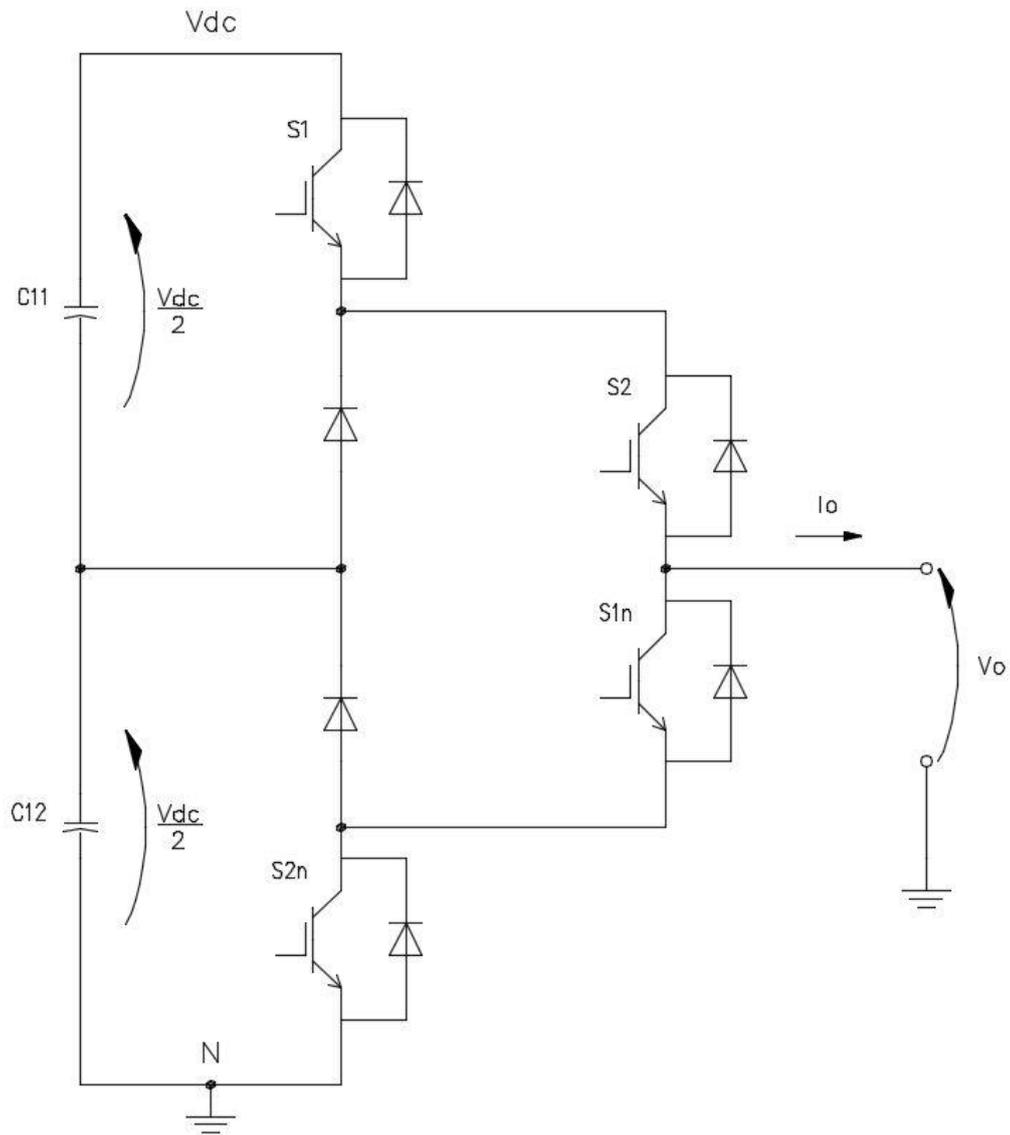


Figura 22 - DCMC a 3 livelli

E la tabella degli stati assume il seguente aspetto:

Stato	S1	S2	S1n	S2n	Vo	Note
00	OFF	OFF	ON	ON	0	
01	OFF	ON	ON	OFF	$V_{dc}/2$	C12
10	ON	OFF	OFF	ON	---	stato proibito
11	ON	ON	OFF	OFF	V_{dc}	

Figura 23 - Tabella degli stati DCMC a 3 livelli

Si nota che il convertitore ha comunque 3 livelli e 3 stati utili, tuttavia la tensione di uscita può essere solo positiva sui 3 gradini $0-V_{dc}/2-V_{dc}$. La differenza tra i due schemi sta nel fatto che nel primo caso con un solo leg è possibile la ricostruzione di un'intera sinusoide di ampiezza $V_{dc}/2$, nel secondo caso sono necessari due leg per ricostruire una sinusoide di ampiezza V_{dc} .

Vediamo il 4 level DCMC.

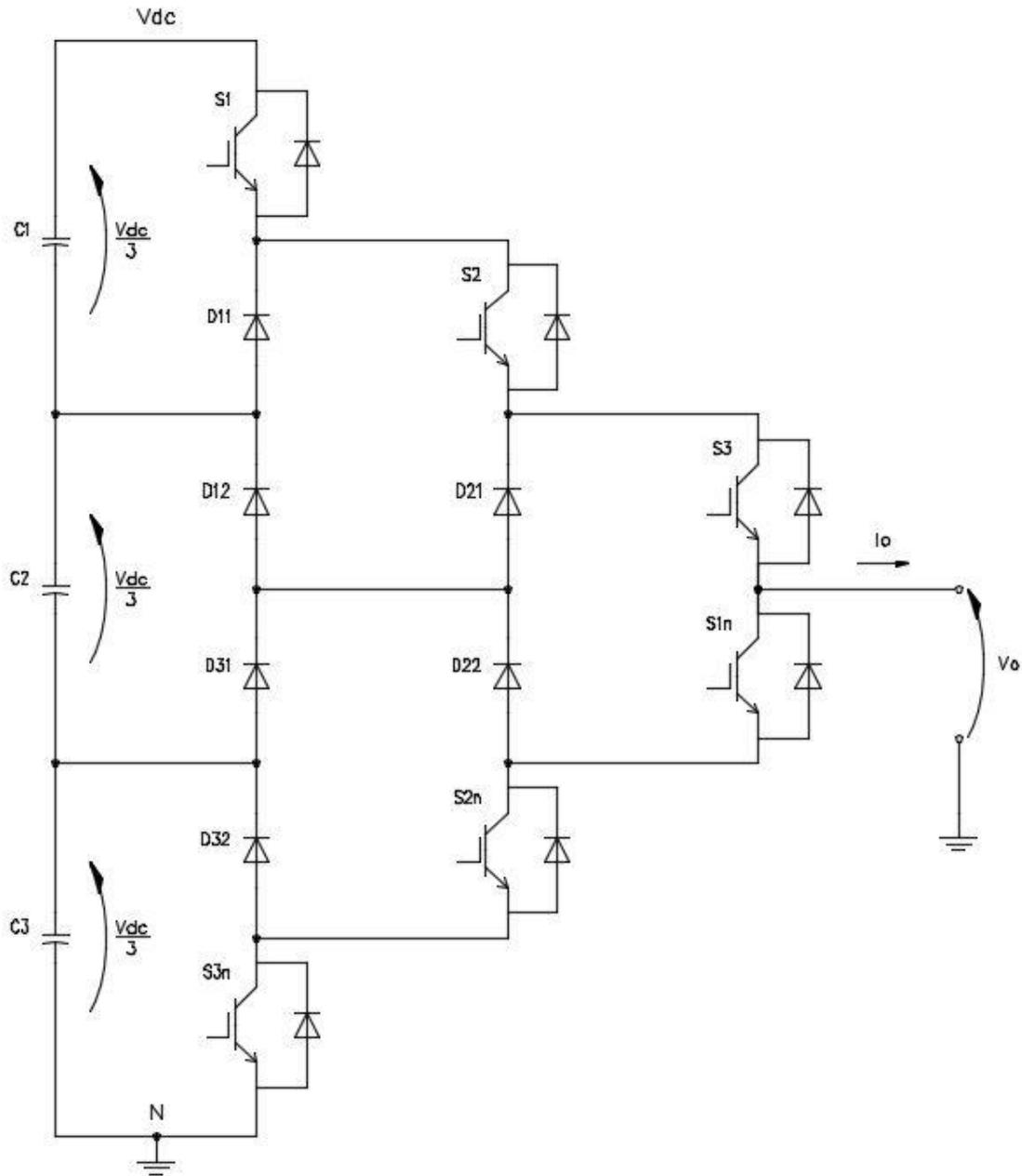


Figura 24 - Convertitore DCMC a 4 livelli

Stato	S1	S2	S3	Vo	Note
000	OFF	OFF	OFF	0	
001	OFF	OFF	ON	Vdc/3	C3
010	OFF	ON	OFF	---	stato proibito
011	OFF	ON	ON	2Vdc/3	C2+C3
100	ON	OFF	OFF	---	stato proibito
101	ON	OFF	ON	---	stato proibito
110	ON	ON	OFF	---	stato proibito
111	ON	ON	ON	Vdc	

Figura 25 - Tabella degli stati DCMC 4 livelli

La tensione dell'unico alimentatore che fornisce la tensione Vdc al dc-link è frazionata in (n-1) gradini tra zero e Vdc. Ciascun gradino ha tensione $V_c = V_{dc}/(n-1) = V_{dc}/3$.

Analizziamo precisamente la tabella degli stati:

- Nello stato 000, qualunque sia il verso della corrente sul carico, essa si richiude comunque attraverso gli switch S1n-S2n-S3n che sono accesi, oppure attraverso i propri diodi di ricircolo.
- Nello stato 001 se la corrente è uscente fluirà attraverso C3, D31, D21 e S3, fissando il potenziale di uscita a Vdc/3. Se invece la corrente è entrante fluirà attraverso S1n, S2n, D32 e C3, fissando il potenziale di uscita a Vdc/3. Si tratta quindi di uno stato lecito.
- Nello stato 010, a seconda del verso della corrente sul carico, viene realizzato in uscita il potenziale zero o Vdc, lo stato non è utile al funzionamento e quindi proibito.
- Nello stato 011 il carico si trova in parallelo alla serie dei condensatori C2 e C3. Con corrente uscente la maglia interessata comprende C3, C2, D11, S2, S3. Con corrente entrante la maglia interessata comprende S1n, D22, D12, C2, C3. In ogni caso il potenziale di uscita è fissato a 2Vdc/3.
- Nello stato 100 il potenziale di uscita non è univocamente determinato (zero o Vdc secondo il verso della corrente) e quindi deve essere considerato proibito.
- Nello stato 101 la situazione è come nello stato precedente.
- Nello stato 110 la situazione è come nello stato precedente.

- Nello stato 111, per qualunque verso della corrente sul carico, essa si richiude comunque attraverso gli switch S1-S2-S3 che sono accesi, oppure attraverso i propri diodi di ricircolo, fissando il potenziale di uscita a V_{dc} .

Per ogni stato consentito si formano due percorsi antiparalleli per connettore il nodo di uscita allo stesso nodo del dc-link pertanto, qualunque sia il verso della corrente, lo stesso potenziale è condensato in uscita. Di 8 stati teorici ne restano 4 utili, relativi ai 4 livelli di uscita, e 4 stati risultano proibiti, nessuno ridondante. Sarà compito della modulazione accendere/spegnere convenientemente i dispositivi attivi al fine di conseguire in uscita il livello di tensione necessario, nonché modulare la frazione del tempo di conduzione di ciascuno, rispetto al periodo totale di commutazione, al fine di formare la tensione media di uscita interlivello.

Questo tipo di convertitore non presenta mai stati ridondanti, ma solamente un numero di stati utili coincidente col numero di livelli, qualunque essi siano, la restante parte sono stati proibiti non utilizzabili in alcun modo (per esempio un DCMC a 7 livelli avrà 6 stati utili e 58 stati proibiti, nessuno ridondante). Per questo un singolo leg di un DCMC (Diode Clamped Multilevel Converter) non è in grado di bilanciare la tensione sui condensatori e allo stesso tempo mantenere la corretta sequenza di commutazione, perché la deviazione di carica si presenta sempre nello stesso verso e la deriva costante con lo stesso segno sposta continuamente il punto di funzionamento. Diverso il discorso per un convertitore trifase DCMC con dc-link unico, in cui il bilanciamento di carica è possibile perché i 3 leg interagiscono simultaneamente coi nodi intermedi del dc-link e il bilanciamento è la risultante di tre componenti vettoriali a sommatoria nulla.

Il vantaggio del DCMC (Diode Clamped Multilevel Converter) risiede nella semplicità costruttiva con pochi e robusti componenti allo stato solido (switch e diodi di ricircolo), nel limitato utilizzo di condensatori e nella costruzione modulare che permette l'accoppiamento back to back.

Lo svantaggio di questa topologia è nella difficoltà di correzione dinamica delle tensioni, nella mancanza di stati ridondanti e in una certa complessità della modulazione.

2.4 FLYING CAPACITOR MULTILEVEL CONVERTER

Il FCMC (Flying Capacitor Multilevel Converter), anche detto CCMC (Capacitor Clamped Multilevel Converter) fu studiato e introdotto da Meynard e Foch nel 1992, concepito in origine per convertire alte tensioni senza collegamento diretto della tensione su un singolo dispositivo.

Anche questo convertitore è derivabile dalla topologia generalizzata GTMC (Generalized Topology Multilevel Converter), ottenuto eliminando alcuni switch ma preservando i condensatori in tutti gli stadi. Questo tipo di convertitore sfrutta i condensatori come sorgenti provvisorie di potenziale per il frazionamento. Vediamo lo schema circuitale di una topologia a 3 livelli.

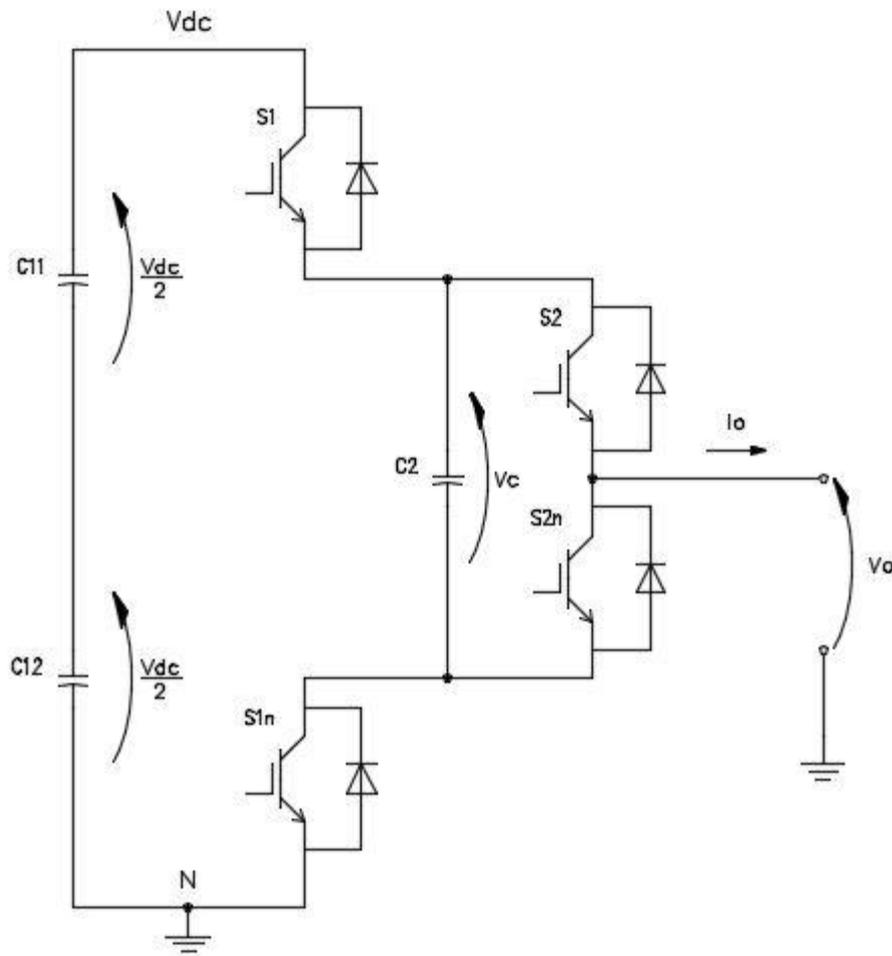


Figura 26 - Convertitore FCMC a 3 livelli

Stato	S1	S2	Vo	Note
00	OFF	OFF	0	
01	OFF	ON	Vdc/2	C2 è in parallelo al carico, si scarica con Io uscente e si carica con Io entrante
10	ON	OFF	Vdc/2	C2 è in serie alla Vdc (a cui sottrae tensione), si carica con Io uscente e si scarica con Io entrante
11	ON	ON	Vdc	

Figura 27 - Tabella degli stati FCMC a 3 livelli

La tensione del dc-link V_{dc} è frazionata in $(n-1)$ gradini tra zero e V_{dc} . In questo caso ciascun gradino ha tensione $V_c = V_{dc}/(n-1) = V_{dc}/2$. Analizziamo precisamente la tabella degli stati:

- Stato 00, gli switch S1n e S2n sono accesi e realizzano la tensione nulla ai capi del carico.
- Stato 01, gli switch S1n e S2 sono accesi, il condensatore C2 è in parallelo al carico e il potenziale imposto è $V_{dc}/2$ (perché tale dovrebbe essere la sua tensione di precarica). Se la corrente è uscente C2 si scarica alimentando il carico, se la corrente è entrante si carica essendo alimentato dal carico.
- Stato 10, gli switch S1 e S2n sono accesi, il condensatore C2 è in serie tra V_{dc} e il carico (col positivo verso V_{dc}). Se la corrente è uscente C2 si carica, se la corrente è entrante si scarica. Il potenziale imposto in uscita è $V_{dc} - V_c = V_{dc}/2$.
- Stato 11, gli switch S1 e S2 sono accesi, imponendo la tensione V_{dc} al carico.

La topologia è simmetrica e si presta facilmente all'accoppiamento tra i leg/stadi, la tensione di bloccaggio è uguale per tutti i dispositivi e pari a $V_{dc}/2$. Le capacità che si affacciano direttamente sul dc-link sono gli elementi che immagazzinano l'energia prelevata dalla sorgente primaria, ma solo quelle più interne fissano i gradini della tensione di uscita.

Come si vede, il convertitore a condensatore flottante non ha stati proibiti e ha due stati ridondanti. Il principio di funzionamento si basa sulla continua presa e cessione di carica dal condensatore C2, che è l'elemento di transfert energetico del circuito. In questa topologia assume quindi particolare importanza la tensione ai capi di C2, il cui possibile sbilanciamento intacca il livello e la qualità della tensione di uscita.

Per mantenere fissa la tensione ai capi di C2 si impiegano i due stati ridondanti che, utilizzati tutti e in alternanza uno all'altro, conseguono il bilanciamento della carica sul condensatore. Ipotizzando costante la corrente sul carico in un ciclo di commutazione, l'alternanza dei due stati ridondanti consente ogni ciclo di mantenere la variazione di carica nulla su C2 e quindi mantenere la sua tensione media al valore desiderato.

Considerando la corrente I_o uscente dal nodo che alimenta il carico, durante lo stato 01 C2 si scarica e la sua tensione decresce. Durante lo stato 10 la corrente attraverso C2 (non nel carico) cambia verso, allora il condensatore si carica e la sua tensione cresce. I due stati hanno un'azione complementare. Se la sommatoria della carica netta su C2 è nulla in ogni ciclo, significa che il condensatore resta alla stessa tensione media, che sarà $V_{dc}/2$.

Tralasciando il transitorio di carica iniziale (alla prima accensione) di tutti i condensatori, di cui si occupano circuiti appositi, ogni variazione da $V_{dc}/2$ comporta uno sbilanciamento della tensione di uscita, un'asimmetria che introduce componenti armoniche, maggiore tensione di blocco per gli interruttori di potenza e i diodi del convertitore. Se è vero che l'uso del tutto paritetico degli stati ridondanti garantisce la stabilità di conversione, uno sbilanciamento della tensione ai capi del C2, introdotta da qualsivoglia fenomeno transitorio, si manterrà nel tempo senza che la modulazione possa in alcun modo risolvere il problema. Il funzionamento sarà stabile ma sbilanciato.

Per correre ai ripari serve una strategia di correzione dinamica che riconduca la tensione di C2 ai valori attesi anche in caso di deriva. Oltre a una politica di alternanza fra gli stati ridondanti diversa da quella di un eguale impiego, si utilizza spesso una rete passiva sintonizzata alla frequenza di switching che inietta armoniche di bilanciamento in grado di far convergere la tensione stazionaria su C2 al valore di equilibrio desiderato entro un tempo selezionabile.

La modulazione PS-PWM (Phase Shift Pulse Width Modulation) che bilancia naturalmente la carica sui condensatori è quella maggiormente usata in questa topologia di convertitori per la semplicità implementativa anche se saranno necessari circuiti aggiuntivi per la gestione della precarica e della correzione dinamica sopra menzionata.

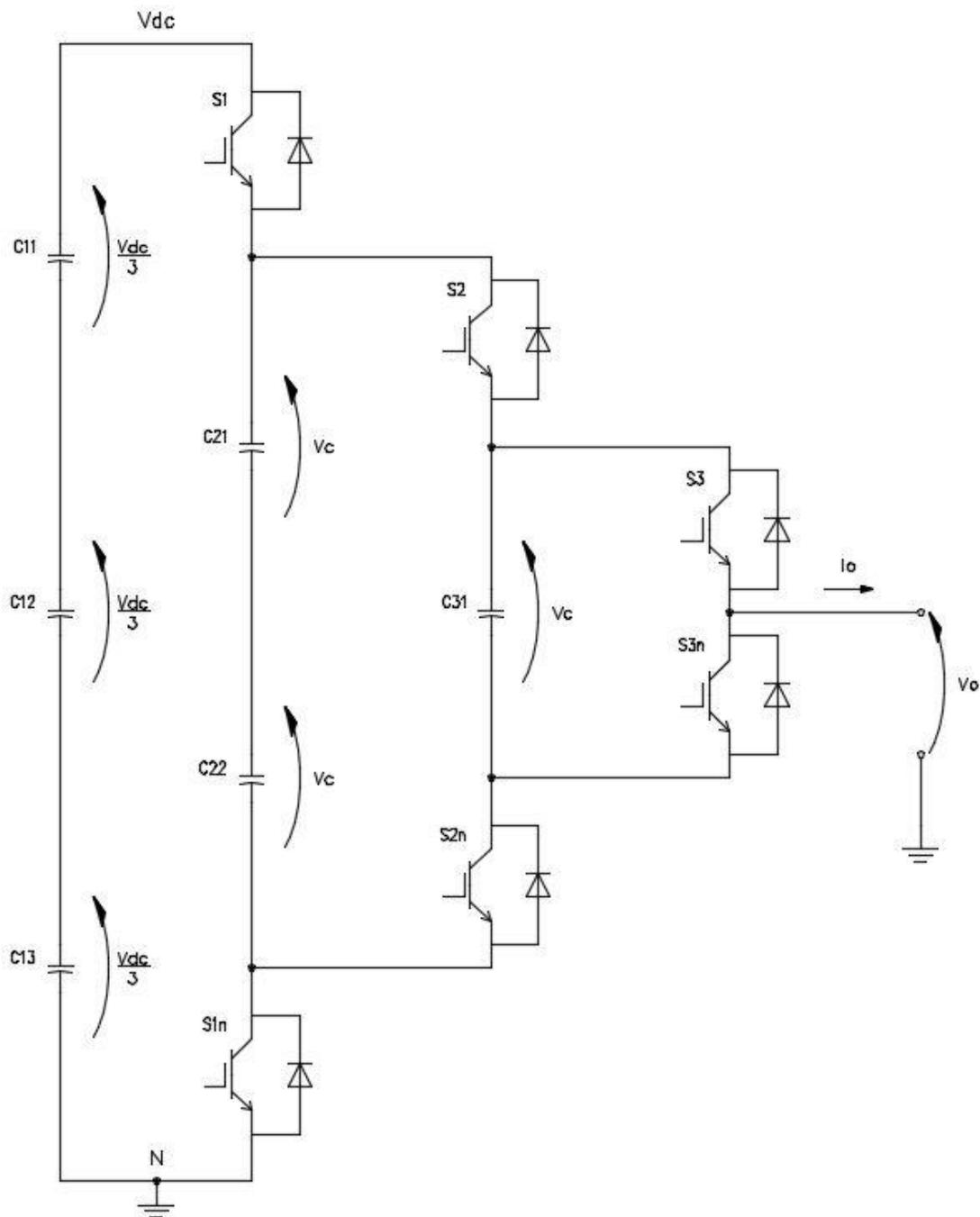


Figura 28 - Convertitore FCMC 4 livelli

Verificando i passaggi appena introdotti su un convertitore FCMC a 4 livelli si perviene alla seguente tabella degli stati.

Stato	S1	S2	S3	V _o	Note
000	OFF	OFF	OFF	0	
001	OFF	OFF	ON	V _{dc} /3	C31 si scarica (I _o uscente)
010	OFF	ON	OFF	V _{dc} /3	C21 e C22 si scaricano e C31 si carica (I _o uscente)
011	OFF	ON	ON	2V _{dc} /3	C21 e C22 si scaricano (I _o uscente)
100	ON	OFF	OFF	V _{dc} /3	C21 e C22 si caricano (I _o uscente)
101	ON	OFF	ON	2V _{dc} /3	C21 e C22 si caricano e C31 si scarica (I _o uscente)
110	ON	ON	OFF	2V _{dc} /3	C31 si carica (I _o uscente)
111	ON	ON	ON	V _{dc}	

Figura 29 - Tabella degli stati FCMC 4 livelli

Come appena detto una strategia di commutazione adeguata è indispensabile al fine di mantenere i corretti livelli di tensione sui flying capacitors. Il transitorio di accensione del convertitore è delicato, i condensatori sono scarichi e occorre controllare la rampa di carica iniziale correggendone la deviazione. Per gestire questo primo tempo solitamente non si usa la modulazione standard di regime, ma una modulazione particolare applicata solo agli stati iniziali dopo l'accensione per portare alla tensione media tutti i condensatori. Spesso si inietta una corrente addizionale nei dispositivi di commutazione attraverso una rete passiva di carica TNB (Tuned Balancing Network). È una rete RLC sintonizzata alla frequenza di switching, posta in parallelo all'uscita che sintonizza tutti i condensatori del FCMC alla tensione di progetto permettendo al circuito di esaurire il transitorio in breve tempo (5-20 ms) e portarsi a regime.

All'aumentare del numero di livelli vengono coinvolti nel meccanismo di determinazione dei gradini di tensione un maggior numero di condensatori. Laddove nel FCMC a 3 livelli era coinvolto un solo condensatore, nel 4 livelli ne contiamo tre.

Ancora una volta l'equazione $\Delta Q_C = \int_{T_s} i_C dt = 0$ è la condizione di carica nulla sul periodo per l'equalizzazione del potenziale su tutti i condensatori. Se la portante ha frequenza molto più alta della modulante, l'analisi di un solo periodo di campionamento si può fare ipotizzando che la corrente sul carico sia costante. Quindi le condizioni di carico non influiscono sulla strategia di bilanciamento dei condensatori flottanti, questo principio vale per qualunque numero di livelli. Il FCMC bilancia la carica in tutti i condensatori attraverso l'utilizzo alternato dei diversi stati ridondanti per lo stesso tempo durante l'intero periodo di switching, questo garantisce di per sé il rispetto dell'equazione prima enunciata.

Il vantaggio di un convertitore FCMC (Flying Capacitor Multilevel Converter) è nel numero ridotto di componenti attivi rispetto alla Topologia Generalizzata. Il convertitore si presta bene per un impiego equo di tutti gli switch, in quanto sono utilizzati proficuamente tutti gli stati. La modulazione è semplice e robusta e i dispositivi sono attraversati da una corrente media simile e hanno una temperatura di regime simile. Nei confronti del DCMC (Diode Clamped Multilevel Converter) il convertitore Flying Capacitor fa uso di più condensatori e meno diodi, questi ultimi hanno un ingombro, e un costo, decisamente inferiore rispetto ai condensatori e hanno MTTF (Mean Time To Failure) superiori. Spesso, essendo i condensatori i componenti più critici dal punto di vista affidabilistico, la scelta tra una topologia (DCMC) e l'altra (FCMC) è dovuta alla valutazione del costo/ingombro di questi.

Lo svantaggio principale del FCMC è il gran numero di condensatori necessari, e il fatto che la tensione ai loro capi debba essere veramente stabile per un funzionamento affidabile, sono inoltre necessari circuiti correttivi della deriva. All'aumentare del numero di livelli è necessario un maggior numero di condensatori, pertanto le specifiche di questi ultimi dovranno essere sempre più stringenti.

2.5 CASCADED CELL MULTILEVEL CONVERTER

Il CCMC (Cascaded Cell Multilevel Converter) o convertitore a celle in cascata è un convertitore multistadio in cui un modulo di commutazione a ponte intero (ponte ad H) viene replicato n -volte ottenendo un inverter multilivello con numero di livelli $L=2n+1$. Ciascun modulo fornisce due livelli di uscita oltre la tensione nulla, per questo motivo i livelli complessivi di uscita sono sempre dispari. L'aggiunta di un modulo in cascata aumenta di due i livelli complessivi, oltre lo zero condiviso da ogni ponte. Se tutti i moduli hanno la stessa tensione del dc-link, la tensione di uscita copre l'intervallo $-nV_{dc}$, 0 , $+nV_{dc}$.

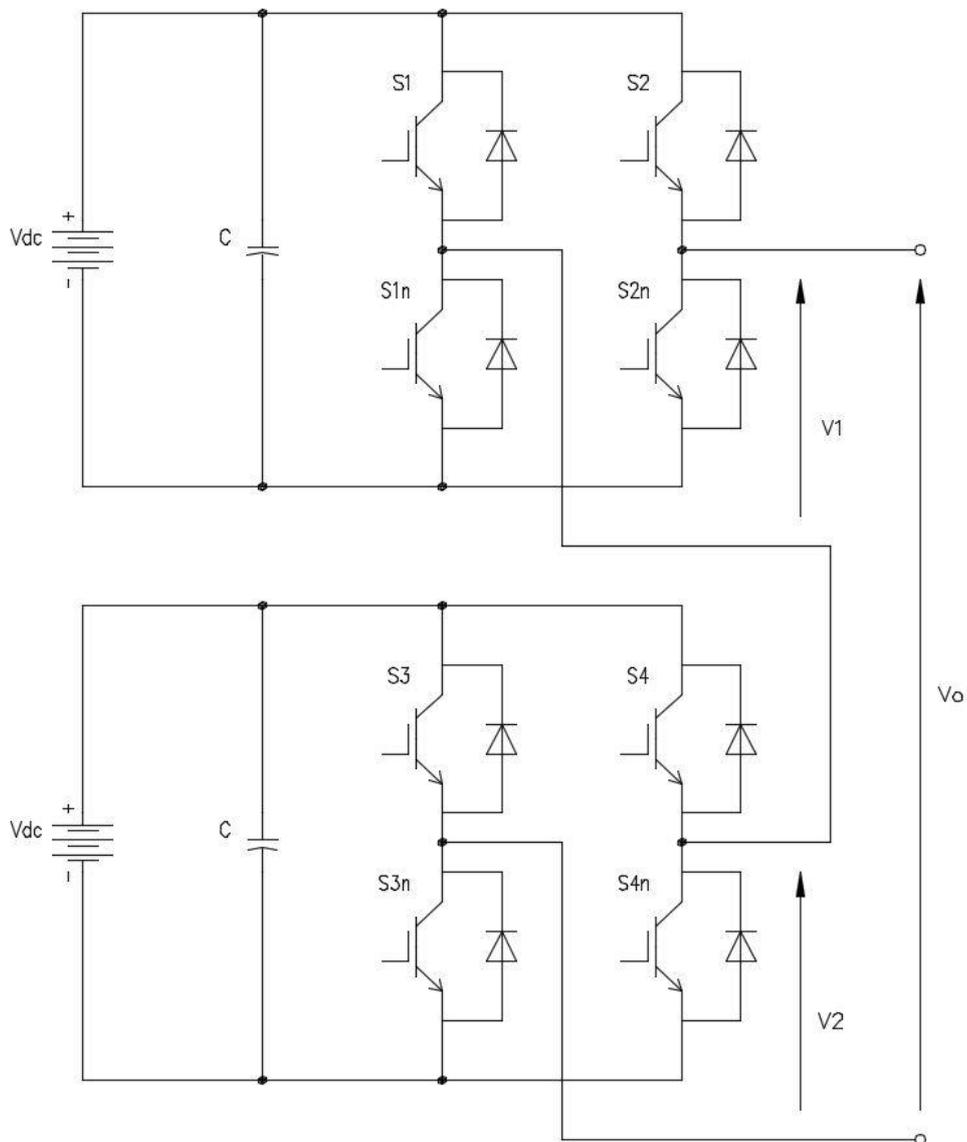


Figura 30 - Convertitore CCMC 5 livelli

Stato	S1	S2	V1	Note
00	OFF	OFF	0	1° stadio
01	OFF	ON	+Vdc	
10	ON	OFF	-Vdc	
11	ON	ON	0	

Stato	S3	S4	V2	Note
00	OFF	OFF	0	2° stadio
01	OFF	ON	+Vdc	
10	ON	OFF	-Vdc	
11	ON	ON	0	

Figura 31 - Tabella degli stati CCMC 5 livelli

La struttura del CCMC (Cascaded Cell Multilevel Converter) è modulare, si presta bene all'implementazione su larga scala, tuttavia ciascun modulo deve avere tensione di alimentazione indipendente e isolata, pertanto questo tipo di convertitore è naturalmente predisposto all'accoppiamento con campi di generazione fotovoltaica e generatori eolici in cui le sorgenti sono chiaramente isolate fra loro.

Il CCMC, essendo costituito ogni stadio da un ponte intero, realizza anche tensioni negative e anche un solo stadio è sufficiente a generare una sinusoide completa. Questa peculiarità si riscontra solo nel convertitore NPC (Neutral Point Clamped) che ha il punto mediano connesso a massa, negli altri convertitori servono almeno due leg back to back.

Un'altra caratteristica utile nel CCMC è il fatto di poter ottenere in uscita tensioni somma dei vari stadi, le altre topologie di convertitori non possono ricavare in uscita una tensione superiore a quella del dc-link. Così, osservando la Figura 31, si ricava che ciascuno stadio del convertitore lavora tra +Vdc e -Vdc con lo zero centrale (è un 3 livelli), la tensione complessiva di uscita è la composizione delle tensioni di ciascuno stadio, i due stadi in cascata lavorano quindi tra 0, $\pm Vdc$, $\pm 2Vdc$, ottenendo di fatto un convertitore a 5 livelli.

La tensione del leg è anche la tensione di linea o di fase in una inserzione multifase (trifase), in dipendenza della connessione del carico, se a stella o triangolo.

Riassumendo, un convertitore CCMC a n-livelli ha $(n-1)/2$ stadi oppure, rovesciando i termini, un CCMC a m stadi avrà $2m+1$ livelli. Questa caratteristica di sommare le tensioni dei vari stadi in cascata ha il risvolto positivo di ottenere in uscita livelli di tensione regolabili a piacere, solo differenziando la tensione del dc-link che fa capo a ciascuno stadio.

L'esempio appena illustrato con due stadi alla stessa tensione del dc-link (pari a V_{dc}) permette di avere in uscita 5 livelli: $0, \pm V_{dc}, \pm 2V_{dc}$. Ma differenziando la tensione del dc-link di uno stadio, portandola p.es. a $2V_{dc}$, lo stesso convertitore (asimmetrico) avrà in uscita 7 livelli: $0, \pm V_{dc}, \pm 2V_{dc}, \pm 3V_{dc}$.

Si osservi la seguente tabella cumulativa degli stati del convertitore di Figura 30:

Stato	S1	S2	S3	S4	V1	V2	V _o
0000	OFF	OFF	OFF	OFF	0	0	0
0001	OFF	OFF	OFF	ON	0	+V _{dc}	+V _{dc}
0010	OFF	OFF	ON	OFF	0	-V _{dc}	-V _{dc}
0011	OFF	OFF	ON	ON	0	0	0
0100	OFF	ON	OFF	OFF	+V _{dc}	0	+V _{dc}
0101	OFF	ON	OFF	ON	+V _{dc}	+V _{dc}	+2V _{dc}
0110	OFF	ON	ON	OFF	+V _{dc}	-V _{dc}	0
0111	OFF	ON	ON	ON	+V _{dc}	0	+V _{dc}
1000	ON	OFF	OFF	OFF	-V _{dc}	0	-V _{dc}
1001	ON	OFF	OFF	ON	-V _{dc}	+V _{dc}	0
1010	ON	OFF	ON	OFF	-V _{dc}	-V _{dc}	-2V _{dc}
1011	ON	OFF	ON	ON	-V _{dc}	0	-V _{dc}
1100	ON	ON	OFF	OFF	0	0	0
1101	ON	ON	OFF	ON	0	+V _{dc}	+V _{dc}
1110	ON	ON	ON	OFF	0	-V _{dc}	-V _{dc}
1111	ON	ON	ON	ON	0	0	0

Figura 32 - Tabella cumulativa degli stati CCMC 5 livelli

La tensione di uscita V_o è la somma delle tensioni V_1 e V_2 , cioè $V_o = V_1 + V_2$. Delle 16 combinazioni possibili, 6 combinazioni forniscono tensione nulla, 4 forniscono $+V_{dc}$, 4 forniscono $-V_{dc}$, 1 fornisce $+2V_{dc}$ e infine 1 fornisce $-2V_{dc}$. La composizione della tensione di uscita è data dalla combinazione delle tensioni di ogni stadio, considerando anche il segno.

Il CCMC (Cascaded Cell Multilevel Converter) non ha stati proibiti, ma presenta stati ridondanti. Per ciascuno stadio ci si deve assicurare che qualunque switch e il suo negato non siano contemporaneamente in conduzione, pena il corto circuito della sorgente dc.

La commutazione non è gestita per stadio ma per leg o per fase.

2.6 RIEPILOGO TOPOLOGIE MMC

Di seguito una tabella di riepilogo che mette a confronto le varie topologie di convertitori multilivello.

Convertitore a n livelli (quantità per singolo leg)	GTMC Generalized Topology	DCMC Diode Clamped	FCMC Flying Capacitor	CCMC Cascaded Cell
dc-link	1 comune	1 comune	1 comune	n separati
Switch	$n(n-1)$	$2(n-1)$	$2(n-1)$	$2(n-1)$
Step di tensione	$V_{dc}/(n-1)$	$V_{dc}/(n-1)$	$V_{dc}/(n-1)$	multipli
Stadi in cascata	$(n-1)$	$(n-1)$	$(n-1)$	$(n-1)/2$
Diodi di clamping	0	$(n-1)(n-2)$	0	0
Condensatori	$n(n-1)/2$	$(n-1)$	$(n-1)$ sul dc-link + $(n-1)(n-2)/2$	$(n-1)/2$
Stati del convertitore	2^{n-1}	2^{n-1}	2^{n-1}	2^{n-1}
Stati utili	n	$(n-1)$	n	n
Stati proibiti	0	$2^{n-1} - n$	0	0
Stati ridondanti	vari	0	$2^{n-1} - 2$	vari
Capacità di connessione back to back (in successione)	Scarsa	Buona	Buona	Ottima

Figura 33 - Riepilogo topologie MMC

Analizzando le singole commutazioni di ciascuna topologia, risulta che i diversi dispositivi attivi restano in conduzione per tempi diversi e alcuni per più stati diversi, concludendo che la corrente media che li attraversa è diversa. Da ciò discende che gli switch più vicini al carico, ovvero quelli soggetti a maggiore sollecitazione, devono essere dimensionati per un impiego più gravoso.

Ma questo solitamente non avviene: per standardizzazione costruttiva infatti gli switch sono uguali e dimensionati per quello più sollecitato, con la conseguenza che quelli meno sollecitati avranno un bilancio energetico meno gravoso. Siccome l'equilibrio di temperatura è importante per linearizzare il comportamento di tutti i dispositivi di commutazione (coefficiente di temperatura dei dispositivi) lo sforzo di progetto sarà per mantenerli alla stessa temperatura, cioè eventualmente raffreddarli diversamente.

I limiti prestazionali dei convertitori sono dovuti principalmente alle prestazioni dei singoli transistori e tiristori, cioè dipendono dalla tecnologia costruttiva. Un'altra legge di scala applicabile ai convertitori multilivello è quella per cui maggiore è la tensione e la corrente da pilotare, minore sarà la frequenza di commutazione, questo per contenere il bilancio termico dei dispositivi dovuto alle perdite di conduzione e di commutazione.

La potenza gestibile dai MMC aumenta col numero di livelli (aumentano gli step di tensione a parità di corrente), i dispositivi di commutazione lavorano meglio. Altresì le armoniche prodotte sono più contenute all'aumentare del numero di livelli, e l'uscita necessita di minori esigenze di filtraggio. In particolare il filtraggio di uscita può essere meno complicato all'aumentare dei livelli del convertitore. In via indicativa un convertitore a 3 livelli ha una distorsione armonica totale THD della metà rispetto al 2 livelli. Nel 3 livelli il gradiente di tensione lato AC è circa la metà rispetto al 2 livelli.

Le tecniche di commutazione sono la complicazione maggiore di questi apparati, dovuta alla gestione di componenti attivi in proporzione ai livelli dc da gestire. Avere a disposizione più livelli significa poter scegliere la tensione più opportuna da fornire al carico: questo riduce il contenuto armonico delle tensioni di uscita e anche l'ondulazione residua (ripple). Tecniche di modulazione numerica, di cui accenneremo in seguito, sfruttano transizioni tra stati adiacenti che comportano la modifica di un solo bit, garantendo maggiore efficienza e dinamismo.

Topologie ibride di convertitore si possono ricavare interconnettendo quelle appena introdotte. Il fine è quello di aumentare il numero di livelli, diminuire i dispositivi attivi, calmierare le tensioni di blocco, correggere il power factor, rendere più semplici i pilotaggi.

3. TECNICHE DI MODULAZIONE

Il pilotaggio degli switch è determinato dalla modulazione, intesa come quell'insieme di operazioni successive di accensione/spegnimento degli interruttori al fine di regolare i parametri di uscita, segnatamente tensione, corrente e frequenza.

In origine le architetture di modulazione erano implementate in circuiti analogici (transistor, condensatori, induttori, amplificatori operazionali) e si sono evolute comprendendo anche sistemi digitali (componenti discreti, porte logiche, flip-flop, memorie) e successivamente anche architetture a processore (ASIC Application Specific Integrated Circuit, FPGA Field Programmable Gate Array, DSP Digital Signal Processor).

Le varie topologie di convertitori hanno necessità diverse in ordine ai seguenti aspetti:

- ordine di accensione e spegnimento degli switch
- tempi morti (dead time) eventualmente da implementare
- stati proibiti
- stati ridondanti
- diverso pilotaggio delle singole valvole costituenti la catena di commutazione

Per fare un esempio lampante, il DCMC (Diode Clamped Multilevel Converter) ha almeno uno stato proibito che la modulazione deve assolutamente precludere, mentre il FCMC (Flying Capacitor Multilevel Converter) ha almeno due stati ridondanti che la modulazione deve assolutamente utilizzare, e in perfetta alternanza, per garantire il corretto funzionamento. Pertanto non tutte le modulazioni sono idonee alle varie topologie, specialmente quelle analogiche che soffrono di una rigidità intrinseca rispetto a quelle numeriche che hanno invece ampi margini di adattamento.

In questo capitolo vediamo le modulazioni più utilizzate sui convertitori MMC (Modular Multilevel Converter) sia di tipo analogico che numerico.

3.1 PWM PULSE WIDTH MODULATION

La modulazione a larghezza d'impulso è una delle tecniche più usate nel pilotaggio dei dispositivi attivi dei convertitori. La PWM è nata sui convertitori a due livelli, che lavorano su un unico gradino di tensione pari a quella del dc-link, nei convertitori multilivello questa tipologia ha dovuto evolversi in forme più complesse per tenere conto dei molteplici dispositivi da comandare e più gradini che possono essere sintetizzati, come vedremo in seguito.

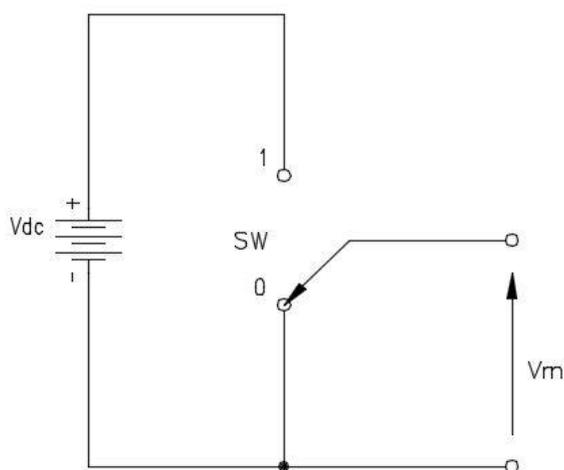


Figura 34 - PWM 2 level

Per il momento la modulazione PWM a due livelli si spiega con la Figura 34 in cui lo switch SW alterna le posizioni zero e uno con regolarità ottenendo una tensione di uscita V_m legata alla tensione di generatore V_{dc} .

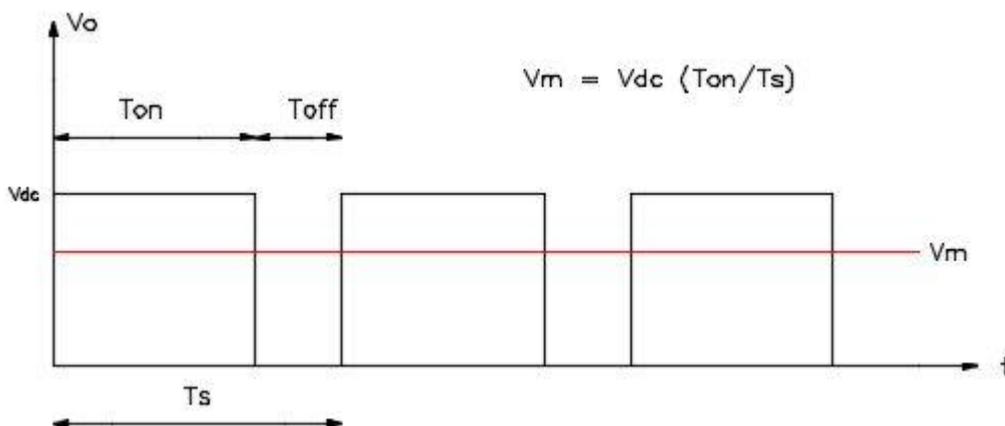


Figura 35 - Valor medio di una grandezza

Definito l'operatore valor medio di una grandezza periodica $A_{avg} = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} A(t) dt$,

osservando la Figura 35 si evince che il valor medio della tensione di uscita V_m può essere regolato a partire dal livello di tensione continua V_{dc} . Interposto tra i due livelli di tensione 0- V_{dc} vi è l'interruttore "on/off" che conduce per il tempo T_{on} ed è interdetto per il tempo T_{off} . La relazione che lega le diverse grandezze è $V_m = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_{on}} V_{dc} dt + 0$, cioè

$V_m = V_{dc} \frac{T_{on}}{T_s}$. Allora la tensione continua V_{dc} , modulata per tempi prestabiliti, si trasforma

in un treno di impulsi rettangolari a valor medio V_m .

La larghezza degli impulsi, cioè la durata nello stato alto, in rapporto al loro periodo, non è altro che il duty cycle dell'onda rettangolare stessa. Quindi la variazione del duty cycle si ripercuote direttamente e proporzionalmente sul livello della tensione media di uscita.

Detto questo, la modulazione PWM implementata nei convertitori a due livelli avviene confrontando una portante (solitamente) triangolare ad alta frequenza con un segnale modulante (solitamente) sinusoidale alla frequenza voluta in uscita. La comparazione delle due tensioni fornisce un'onda rettangolare alla stessa frequenza della portante, con duty cycle proporzionale alla tensione della modulante. In genere è vantaggioso imporre la frequenza della portante triangolare multiplo esatto di quella della modulante, così come illustrato in Figura 36.

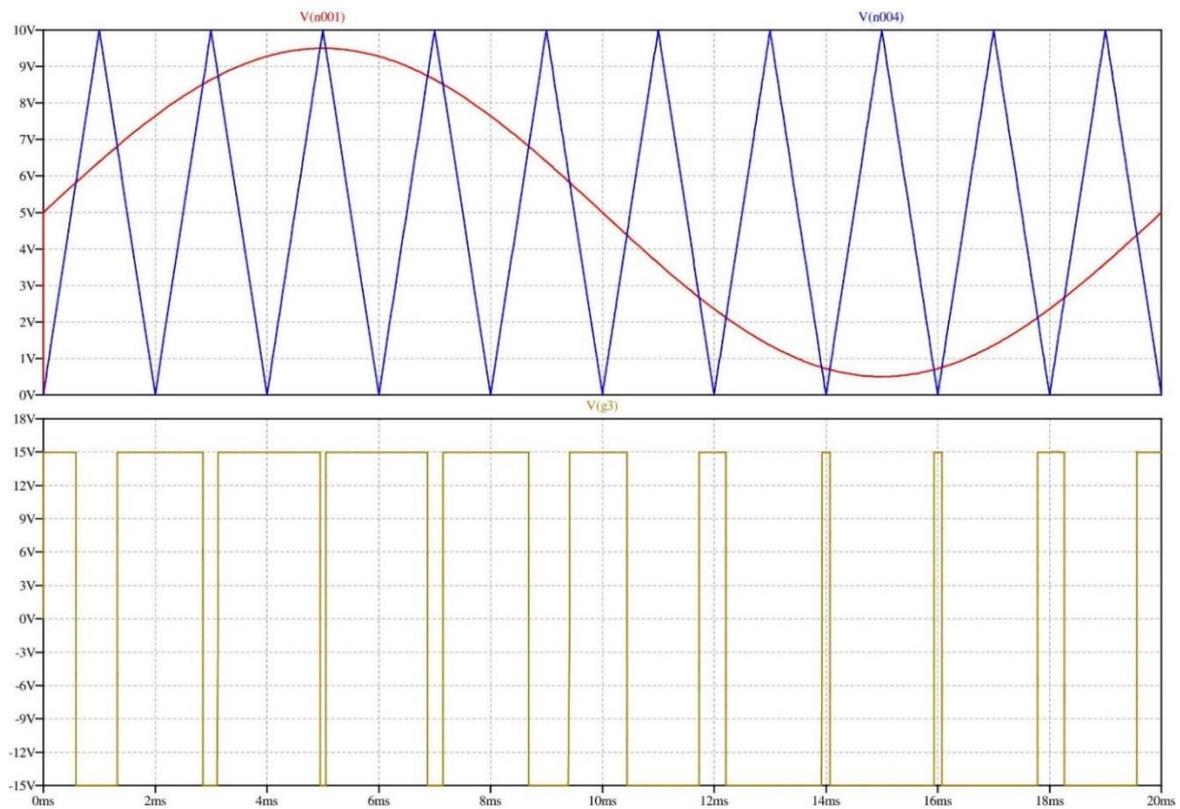


Figura 36 - Modulazione PWM bipolare (sinusoidale)

Lo scopo della modulazione è quello di ottenere, attraverso il pilotaggio di tutti i dispositivi attivi che compongono il convertitore, un segnale in uscita con andamento simile a quello dell'onda modulante di riferimento, cioè un segnale dallo spettro comparabile.

In Figura 36 vediamo l'evoluzione della modulazione PWM sinusoidale. Una sinusoide di riferimento (quella che si vorrebbe ottenere all'uscita del convertitore) è comparata con un'onda triangolare portante, oscillante alla frequenza di switching. Nell'esempio il periodo della portante è 2 ms (frequenza 500 Hz), il periodo della modulante sinusoidale è 20 ms (frequenza 50 Hz). Ove l'ampiezza della tensione modulante è superiore a quella della portante il comparatore porta alta la sua uscita: questo non è altro che il tempo di conduzione di uno switch. Si ha così la variazione della larghezza dell'impulso PWM in base al valore istantaneo della sinusoide rispetto a quella del riferimento triangolare.

Il periodo di ciascun impulso PWM è lo stesso della triangolare (2 ms in questo esempio, cioè 500 Hz), significa che nel periodo della sinusoide verranno generati 10 differenti impulsi e che si ripeteranno esattamente identici se portante e modulante sono sincronizzate, così come illustrato in Figura 36. Ciò che varia nell'onda PWM è il duty cycle, il tempo T_{on} rispetto al suo periodo T_s . Il treno di impulsi PWM si traduce in un inseguitore di sinusoide che cerca di sintetizzarne l'andamento attraverso le operazioni di campionamento e comparazione, a partire dal livello di tensione fisso del dc-link.

Il segnale di uscita PWM è applicato ai dispositivi attivi che devono condurre mentre il segnale negato è applicato ai dispositivi complementari che devono essere interdetti. In uscita al convertitore si avrà la replicazione dell'onda PWM di pilotaggio e la composizione dei livelli di potenziale. L'esempio di Figura 36 si riferisce a un modulatore per un singolo leg di convertitore a due livelli: se il convertitore è multilivello a n livelli, i segnali di pilotaggio saranno $(n-1)$ per leg. Se il convertitore è trifase le sinusoidi di riferimento saranno tre sfasate di 120° e il segnale PWM sarà applicato ai leg corrispondenti.

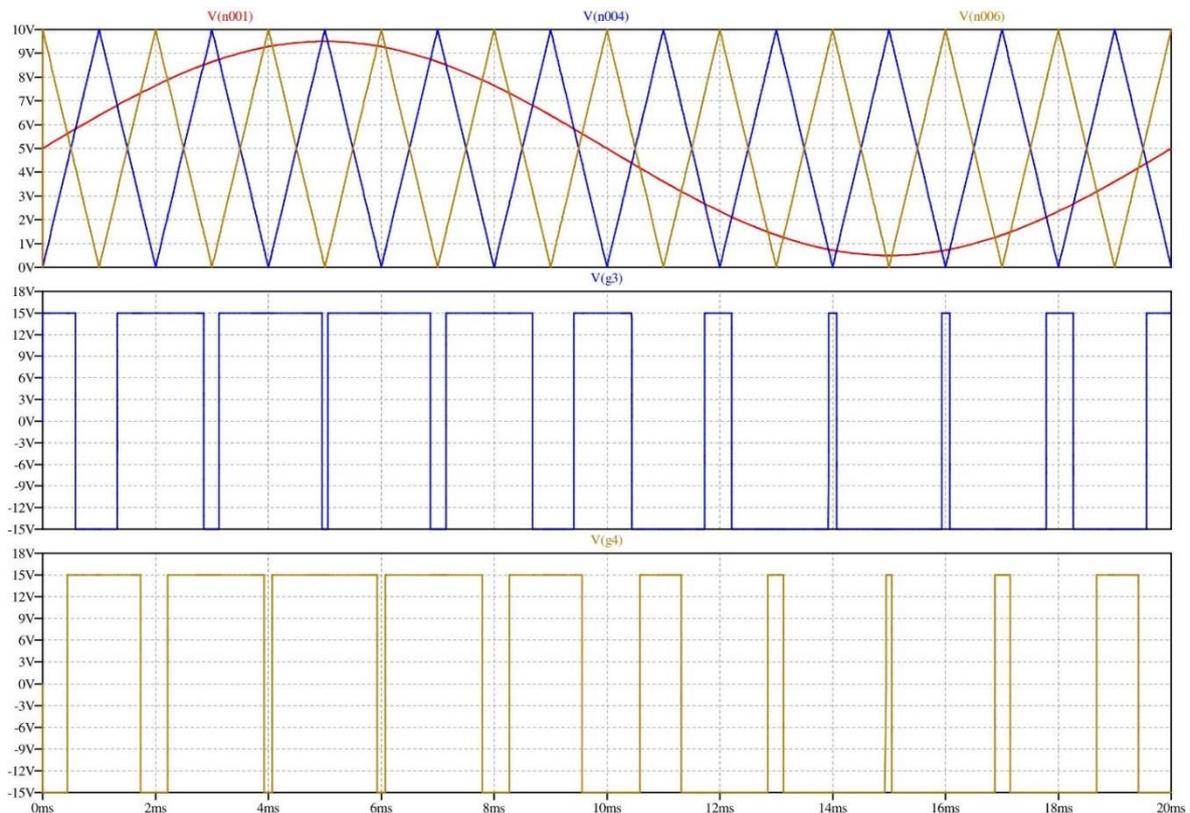


Figura 37 - Modulazione PS-PWM

Più sono i livelli del convertitore, più il duty cycle sarà regolare e la sua escursione contenuta, sarà variabile in modo meno esteso perché operante su frazioni del dc-link. Si avranno così più margini operativi, per esempio si potrà diminuire la frequenza di switching a parità di livello armonico, o raccordare più precisamente i tratti di sintetizzazione della tensione, o meglio definire i passaggi per lo zero. Questa attività propria della strategia di commutazione comporta un utilizzo più bilanciato dei dispositivi, meno distorsione armonica di uscita, un filtraggio meno oneroso.

È importante che la modulante abbia variazioni lente rispetto alla portante: in questo modo l'operatore valor medio ha ancora significato con errore relativo accettabile. Quindi i rapporti tra le ampiezze dei segnali portanti e modulanti, e i rapporti tra le loro rispettive frequenze, costituiscono due parametri rilevanti nella modulazione PWM:

- Indice di modulazione di ampiezza $m_a = \frac{V_{\sin}}{V_{tri}}$, è il rapporto tra le ampiezze delle tensioni sinusoidale (modulante) e triangolare (portante).
- Indice di modulazione di frequenza $m_f = \frac{f_{tri}}{f_{\sin}}$, è il rapporto tra le frequenze di switching (la triangolare) e della fondamentale di uscita (la sinusoidale).

L'indice di modulazione di ampiezza ma qualifica il duty cycle del treno di impulsi di uscita e quindi il valor medio della tensione. Per non perdere il legame tra portante e modulante (il comparatore deve avere le ampiezze confrontabili) nella PWM standard l'ampiezza della portante deve essere maggiore della massima ampiezza della modulante. Questa caratteristica è espressa direttamente dall'indice di modulazione di ampiezza ma minore dell'unità e si qualifica come sottomodulazione. Per contro l'indice di modulazione di ampiezza maggiore dell'unità qualifica il funzionamento in sovramodulazione e si utilizza per sfruttare meglio tutta la potenzialità del dc-link, condensando in uscita tensioni maggiori (funzionamento a onda quadra).

Mentre all'interno del range di sottomodulazione ($0 \leq m_a \leq 1$) il segnale di controllo è legato alla tensione di uscita in modo direttamente proporzionale (modulazione lineare), all'interno del range di sovrarmodulazione ($m_a > 1$) si perde questa proporzionalità perché incominciano a mancare delle commutazioni (meno punti di incrocio) e perché si tende a saturare la tensione erogabile dal dc-link al valore che compete ad una unica onda quadra piena. Si ritrova spesso in letteratura il limite $m_a=1,155$ come discriminante tra le zone a diversa linearità, anche se il valore esatto (in ogni caso maggiore dell'unità) dipende dal tipo di modulatore e da altri parametri.

L'indice di modulazione di frequenza mf qualifica invece quante volte viene intercettato il segnale di riferimento poiché dalla sovrapposizione delle due forme d'onda, portante e modulante, scaturisce la commutazione nei punti di incrocio, mf è responsabile del numero di commutazioni che effettuano i dispositivi attivi, quindi anche delle perdite di commutazione, oltre a incidere sul contenuto armonico di uscita.

La modulazione PWM è un'operazione non lineare e per ciò stesso introduce una distorsione del segnale. L'uscita PWM è infatti un'onda rettangolare che contiene armoniche a frequenza multipla della fondamentale e informazione utile contenuta tra questa e la continua. A valle del filtraggio ciò che si ottiene è lo spettro del segnale modulante, che è quello utile ai fini nostri.

Più alto è il rapporto di frequenza tra portante o modulante, più è agevole l'operazione di filtraggio e meno impegnativa la struttura del filtro stesso perché le armoniche di distorsione generate dalla portante di commutazione si spostano verso l'alto. Per contro, più è alta la frequenza della portante maggiori sono le perdite di commutazione. La scelta definitiva, come sempre avviene nella progettazione di apparati, è di compromesso.

Alcune condizioni di funzionamento di particolare vantaggio sono ricercate per ottenere il massimo delle prestazioni: l'indice di modulazione ma inferiore all'unità garantisce la sovrapposizione continua delle forme d'onda e la linearità della regolazione di tensione. L'indice di modulazione mf intero esprime il fatto che la frequenza portante è un multiplo esatto della frequenza modulante, cioè siamo in condizioni di sincronismo e la portante è un'armonica della modulante: questa condizione è ricercata per mantenere bassa la distorsione armonica di uscita. Inoltre l'indice mf dispari e multiplo di tre è ugualmente ricercato perché si ottengono comandi a mezz'onda perfettamente equivalenti fra loro, a parte lo sfasamento reciproco di 120° , che risultano ideali per alimentare un ponte trifase di interruttori.

Nel corso del tempo la modulazione PWM è stata affiancata da molte altre tecniche di commutazione, che comunque si rifanno ad essa, prime tra tutte quelle a traslazione che vediamo di seguito.

3.2 SPWM SHIFTED PULSE WIDTH MODULATION

La tecnica PWM (Pulse Width Modulation) base è funzionale al pilotaggio di convertitori a 2 livelli in cui con un'unica comparazione tra una singola portante e una singola modulante si ottiene il segnale di modulazione degli switch. Nei convertitori multilivello la strategia di commutazione è più complessa per il maggior numero di dispositivi da pilotare, inoltre le diverse topologie hanno peculiarità diverse e quindi diverse necessità in ordine al meccanismo di commutazione. Per questo sono state introdotte ulteriori tecniche SPWM (Shifted Pulse Width Modulation) più evolute così sintetizzabili:

- Portanti traslate orizzontalmente, PS (Phase Shifted)
- Portanti traslate verticalmente, PD (Phase Disposition), POD (Phase-Opposition Disposition), APOD (Alternative Phase Opposition Disposition)
- Portanti ibride, H (Hybrid)

Per l'impiego in un convertitore a n livelli queste tecniche presuppongono la generazione di $n-1$ portanti da confrontare con un segnale di riferimento, tipicamente sinusoidale.

- Nella PS, $n-1$ portanti triangolari sono traslate orizzontalmente (sfasate temporalmente).
- Nella PD, $n-1$ portanti triangolari sono traslate verticalmente (offset) ma tenute in fase.
- Nella POD, $n-1$ portanti triangolari sono traslate verticalmente e ribaltate di fase a coppie.
- Nella APOD, $n-1$ portanti triangolari sono traslate verticalmente (offset) e ciascuna è sfasata di 180° rispetto a quelle adiacenti.
- Nelle modulazioni H, $n-1$ portanti triangolari sono traslate sia verticalmente che orizzontalmente ottenendo appunto un ibrido.

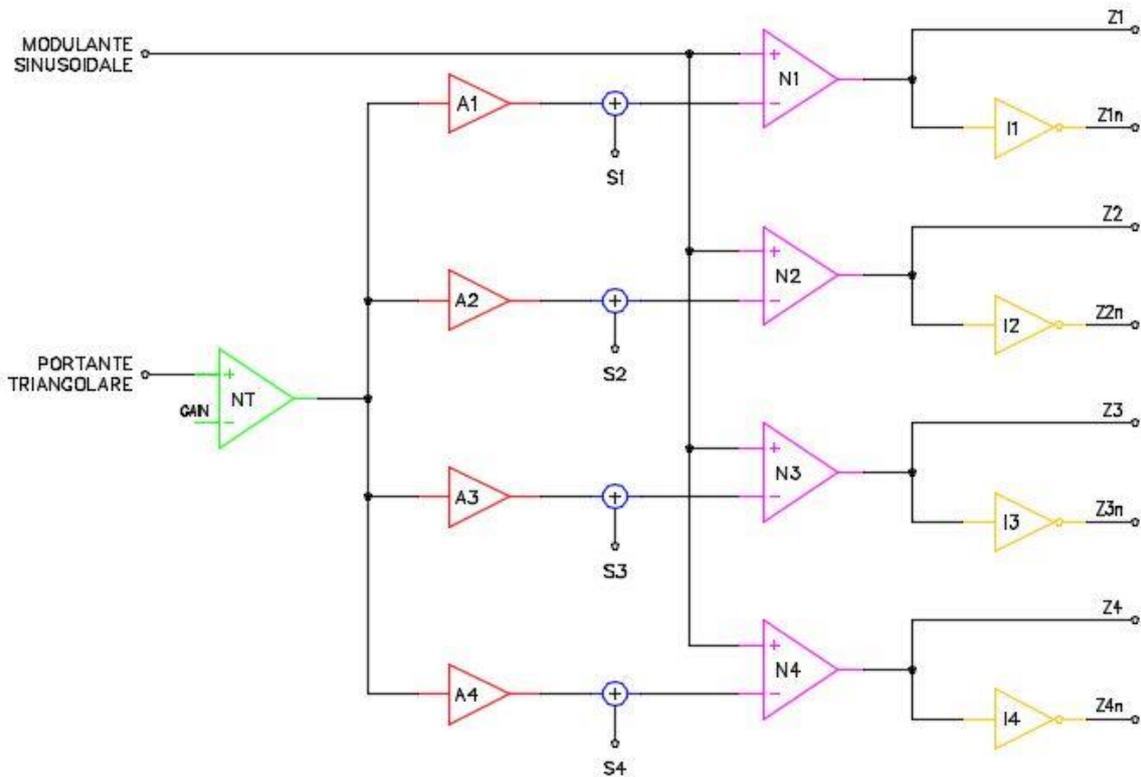


Figura 38 - SPWM per MMC a 5 livelli

Nella Figura 38 si vede un esempio di modulatore per convertitore a cinque livelli gestibile attraverso quattro portanti e una modulante. Si ottengono in uscita quattro segnali di modulazione che, unitamente ai loro negati, si applicano agli otto dispositivi attivi.

L'amplificatore NT definisce l'ampiezza delle triangolari, i buffer A1-A4 gestiscono la fase di ciascun ramo attraverso i tempi di ritardo, i sommatore S1-S4 traslano di livello e dispongono le portanti triangolari, gli operazionali N1-N4 comparano questi segnali con la modulante, gli inverter I1-I4 generano il negato del treno di impulsi di uscita.

Agendo sugli amplificatori, sui buffer e sugli offset dei sommatore si può trasformare una modulazione in un'altra come segue:

- PS-PWM → portanti di ampiezza identica shiftate orizzontalmente. $NT=1$, $A1=0$, $A2=\pi/2$, $A3=\pi$, $A4=3\pi/2$ (sfasamento con angolo crescente a coprire l'intero periodo), $S1=S2=S3=S4=0,50$ (segnali disposti su unico livello).

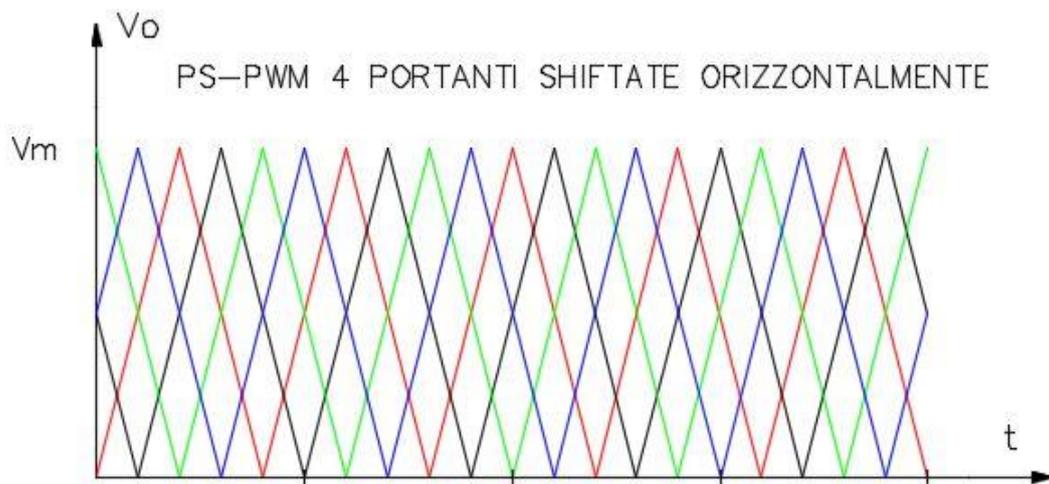


Figura 39 - Esempio PS-PWM

La modulazione PS-PWM con portanti sfasate temporalmente ha ottime prestazioni nei convertitori multilivello. In un convertitore a n-livelli sono richieste n-1 portanti ad alta frequenza e di ampiezza V_{tri} sfasate di un angolo $\delta = \frac{2\pi}{n-1}$, tale da coprire l'intero periodo con le transizioni di tutti i livelli, per cui l'angolo di sfasamento è fisso e predeterminato. Il segnale modulante è unico, di ampiezza V_{sin} , e viene confrontato con ciascuna singola portante, ne risultano n-1 funzioni di commutazione per ogni leg idonee al pilotaggio dei dispositivi attivi.

- PD-PWM → portanti shiftate verticalmente e in fase. NT=0,25 (ampiezza relativa un quarto), A1=A2=A3=A4=0 (tutti i segnali in fase), S1=0,125 S2=0,375 S3=0,625 S4=0,875 (segnali disposti su quattro livelli).

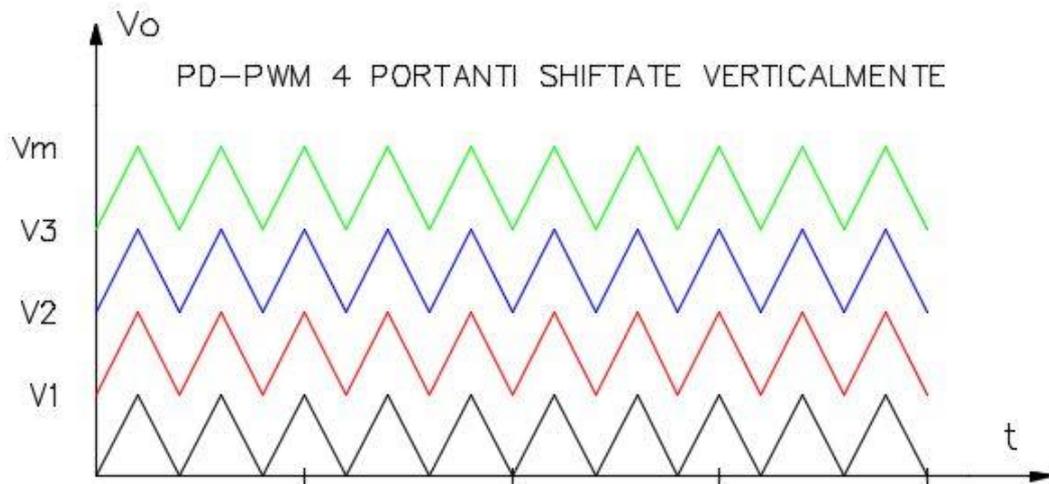


Figura 40 - Esempio PD-PWM

- POD-PWM → portanti shiftate verticalmente e ribaltate di fase a coppie. $NT=0,25$ (ampiezza relativa un quarto), $A1=A2=0$ e $A3=A4=\pi$ (segnali in controfase a coppie), $S1=0,125$ $S2=0,375$ $S3=0,625$ $S4=0,875$ (segnali disposti su quattro livelli).

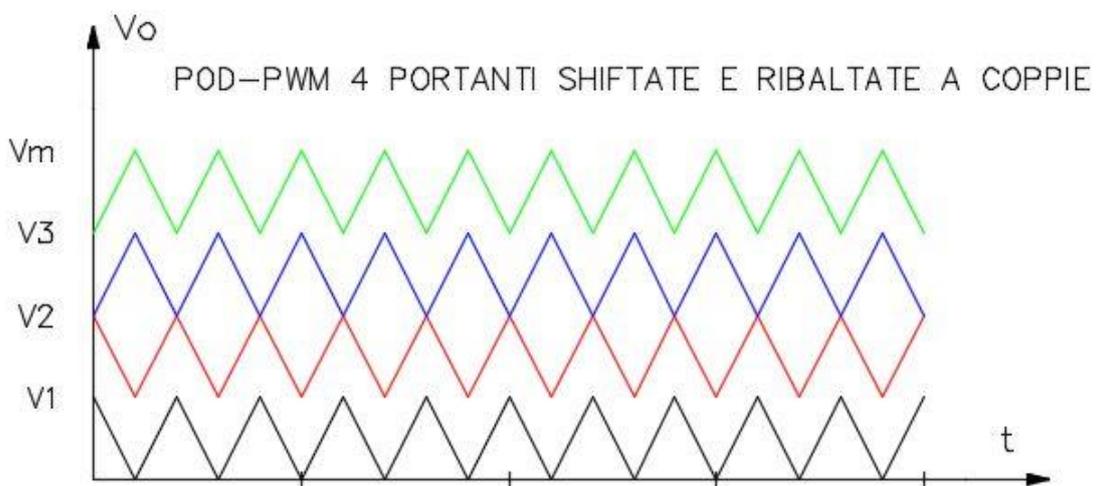


Figura 41 - Esempio POD-PWM

- APOD-PWM → portanti shiftate verticalmente e ribaltate di fase singolarmente. $NT=0,25$ (ampiezza relativa un quarto), $A1=A3=0$ e $A2=A4=\pi$ (segnali in controfase uno sull'altro), $S1=0,125$ $S2=0,375$ $S3=0,625$ $S4=0,875$ (segnali disposti su quattro livelli).

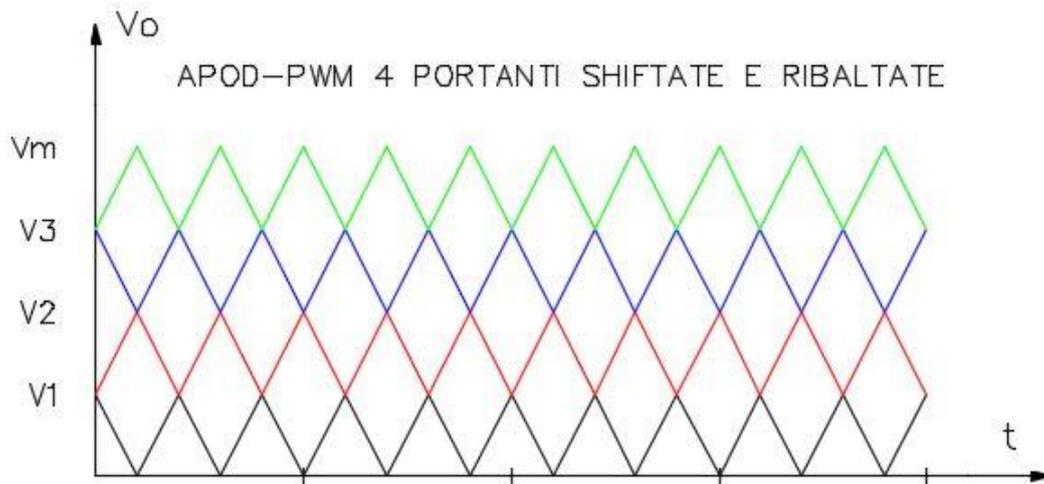


Figura 42 - Esempio APOD-PWM

Nelle modulazioni SPWM gli indici di modulazione di ampiezza $m_a = \frac{V_{\sin}}{V_{tri}}$ e di frequenza

$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{\sin}}$ assumono la stessa funzione e importanza rispetto alla modulazione PWM base

già vista.

3.3 SHEPWM SELECTIVE HARMONIC ELIMINATION PULSE WIDTH MODULATION

La frequenza di switching nei convertitori è in generale inversamente proporzionale alla potenza del convertitore stesso per i seguenti motivi:

- I dispositivi costruiti con tecnologie più lente sono proprio quelli più potenti, ovvero quelli che possono sopportare maggiori correnti e tensioni di blocco più elevate.
- Le valvole più potenti sono più dure da manovrare e abbisognano di più tempo sia per completare la commutazione, per problemi dovuti ai gradienti di tensione e corrente, sia per essere di nuovo in grado di gestire una commutazione (Reverse Recovery Time e Quiescent Time).
- Le perdite di commutazione sono proporzionali alla frequenza di switching.
- Per evitare la contemporanea chiusura di due switch complementari, che potrebbe costituire un problema grave per il convertitore (corto circuito sul dc-link) è necessario prevedere un intervallo di blanking in cui nessuno dei due interruttori complementari viene comandato acceso, ma affidare la gestione della tensione durante questo breve intervallo ai diodi di free-wheeling.

Per elevate potenze da gestire le tecniche di commutazione viste finora perdono di efficacia in quanto l'indice di modulazione di frequenza mf deve essere ridotto per questioni di efficienza e si hanno a disposizione poche commutazioni nel periodo di campionamento. Questo si traduce in una forma approssimata di senoide, a gradini, con tenore di armoniche superiore e conseguente distorsione armonica più elevata. Occorre trovare un modo più efficiente per contenere le perdite di commutazione senza penalizzare troppo il fattore di distorsione DF (Distortion Factor) anche in presenza di indici di modulazione mf ridotti, eventualmente sfruttando l'architettura multilivello.

Per tutti questi motivi la tecnica di modulazione SHEPWM è uno strumento utile che introduce selettivamente delle armoniche (indesiderate ai fini del controllo) che per costruzione si sa già che verranno cancellate sull'uscita. Questo stratagemma consente di estendere il range di modulazione lineare consentendo di aumentare la potenza in uscita senza operare in sovrarmodulazione.

Nella pratica al segnale originale di modulazione sinusoidale $x(t) = A \sin(\omega t)$ vengono aggiunte alcune armoniche a frequenza multipla $y(t) = B \sin(n\omega t) + C \sin(k\omega t)$ con n e k costanti intere. Le armoniche introdotte sono multiple della fondamentale e, per costruzione, vengono eliminate dalla tensione generata in uscita; i coefficienti B e C vengono opportunamente scelti per massimizzare il coefficiente A desiderato oltre il limite (unitario) di sovrarmodulazione ma senza causare la perdita di impulsi di modulazione che produrrebbero distorsione.

Il calcolo analitico delle ampiezze e delle costanti moltiplicative, sempre di tipo numerico ad opera di un processore che applica l'analisi di Fourier, sfocia nella regolazione degli angoli di commutazione e dei tempi di conduzione dei dispositivi.

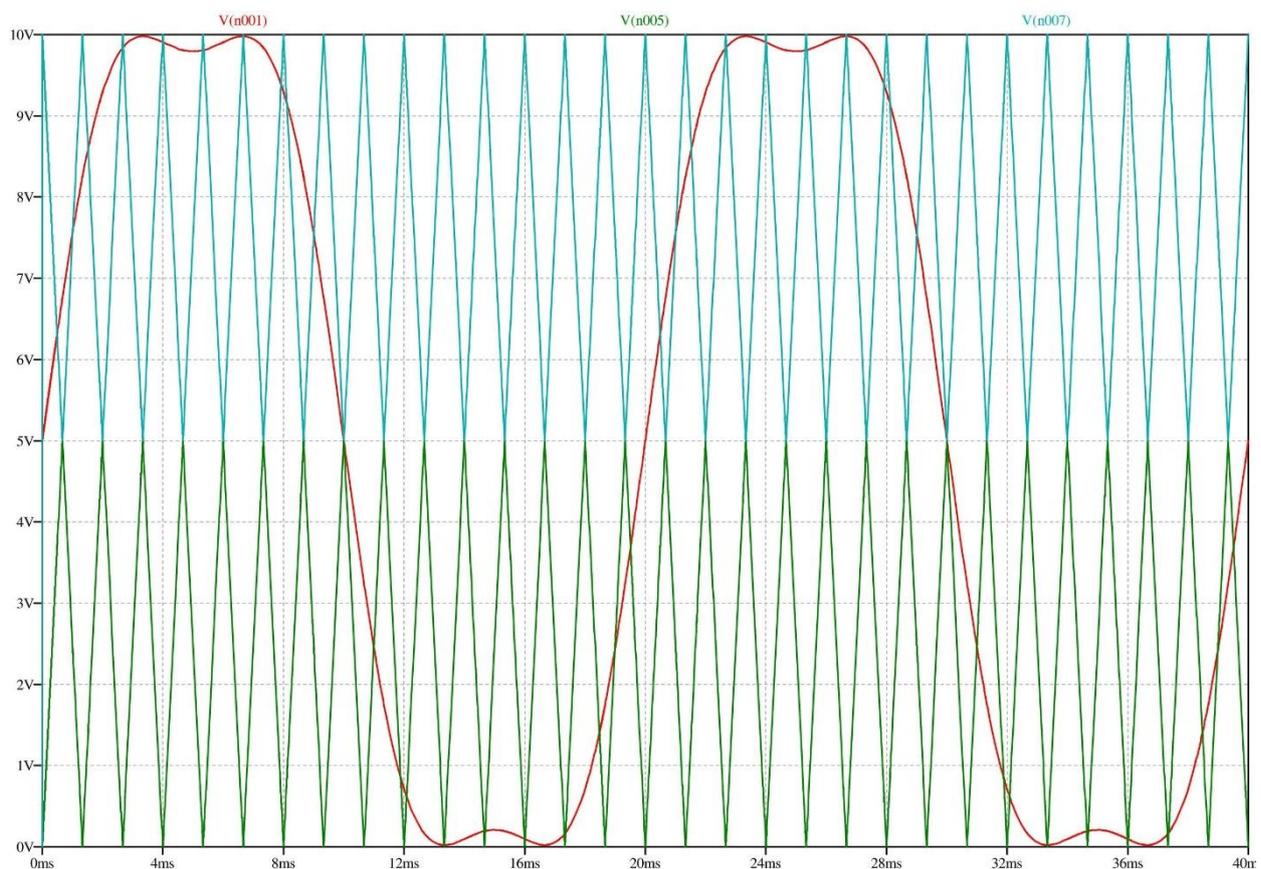


Figura 43 - SHEPWM di terza armonica (ma=1,155)

La componente di terza armonica introdotta nella modulante di Figura 43 fa sì che il picco sia più contenuto e anche in sovramodulazione non si superi la cresta della portante, in questo modo la SHEPWM sfrutta meglio il dc-link. La terza armonica non compare nella tensione di uscita perché ha carattere omopolare e i contributi si cancellano a vicenda.

3.4 SVM SPACE VECTOR MODULATION

Le modulazioni viste finora sono tutte di tipo analogico, si presenta ora brevemente una modulazione numerica altamente efficiente indirizzata specificamente al pilotaggio delle macchine rotanti trifase attraverso gli inverter. La SVM (Space Vector Modulation) sfrutta un metodo geometrico di trasformazione lineare, la trasformata di Park, applicato ai vettori delle tensioni (o correnti) per determinare la corretta tensione (o corrente) di uscita sul modello del riferimento e per ottenere il migliore utilizzo degli switch.

La trasformata di Park riduce i vettori ternari di tensione (o di corrente) in vettori bidimensionali mappabili su un piano, usando i vincoli del sistema trifase simmetrico ed equilibrato per cui la terna vettoriale delle tensioni (o delle correnti) è nulla in ogni istante. Da tre quantità tempo-varianti la trasformata estrapola due quantità tempo-invarianti con cui è più semplice eseguire i calcoli. A partire quindi dallo schema di principio di un inverter trifase VSI (Voltage Source Inverter) a due livelli di Figura 44, per le otto (2^3) combinazioni degli switch possibili si ottengono altrettante combinazioni delle tensioni di Park costituite da sei vettori attivi e due nulli, visibili nelle figure successive.

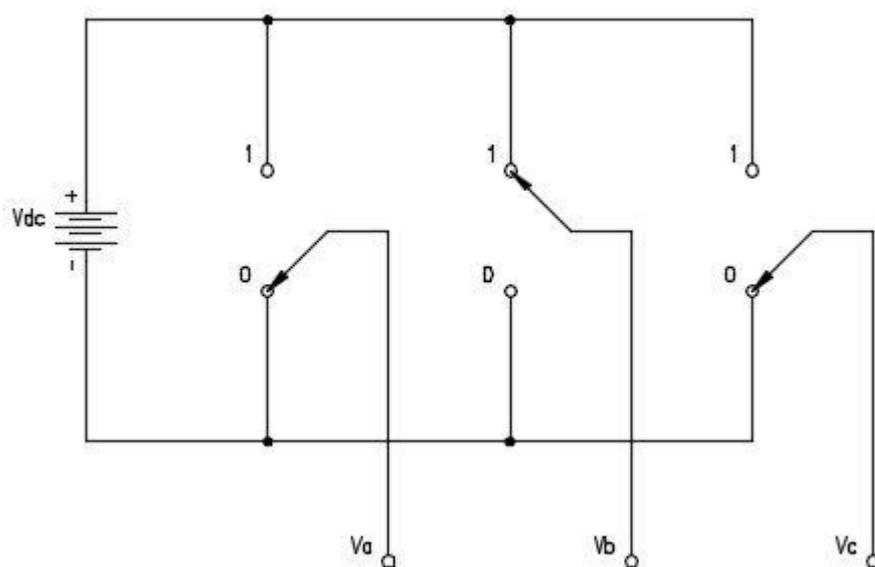


Figura 44 - Schema inverter VSI trifase a 2 livelli

Num	Stato	Va	Vb	Vc	Tensioni di Park	
					V_α	V_β
1	000	0	0	0	0	0
2	001	0	0	Vdc	$-Vdc/\sqrt{6}$	$-Vdc/\sqrt{2}$
3	010	0	Vdc	0	$-Vdc/\sqrt{6}$	$Vdc/\sqrt{2}$
4	011	0	Vdc	Vdc	$-\sqrt{2}Vdc/\sqrt{3}$	0
5	100	Vdc	0	0	$\sqrt{2}Vdc/\sqrt{3}$	0
6	101	Vdc	0	Vdc	$Vdc/\sqrt{6}$	$-Vdc/\sqrt{2}$
7	110	Vdc	Vdc	0	$Vdc/\sqrt{6}$	$Vdc/\sqrt{2}$
8	111	Vdc	Vdc	Vdc	0	0

Figura 45 - Tabella Space Vector Modulation a 2 livelli

Le tensioni di Park sono ottenute attraverso una matrice di trasformazione specifica, sono uguali in modulo, pari a $\sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc}$, e differiscono solo per la fase, formano un esagono nel piano di Gauss dove ciascun vettore è composto da un valore diretto V_α e uno in quadratura V_β .

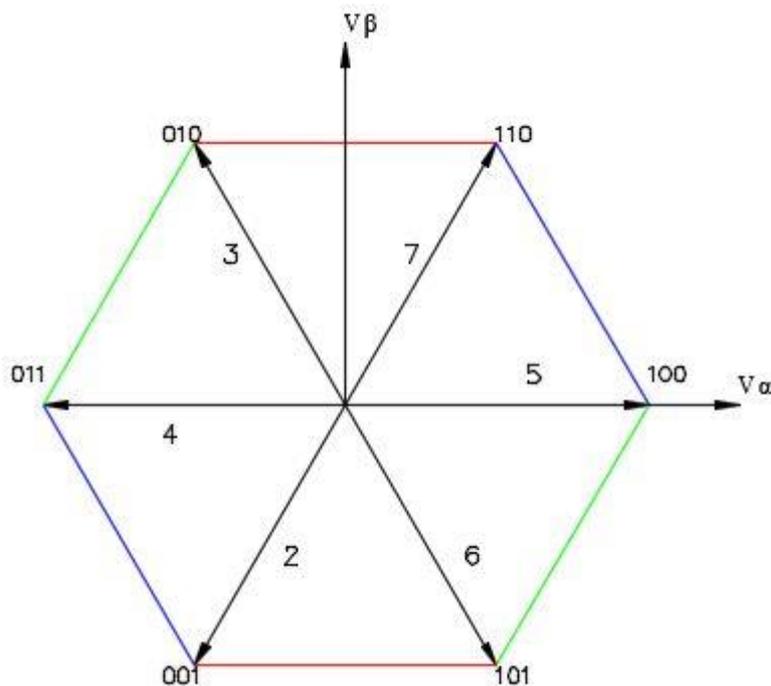


Figura 46 - Mappa vettoriale SVM a 2 livelli

Il vettore rotante rappresentativo della tensione sinusoidale modulante viene campionato a intervalli regolari. Per ogni istante di campionamento il vettore ricadente in uno dei sestanti può essere riprodotto attraverso la combinazione lineare dei due vettori adiacenti e di un vettore nullo per il rispettivo tempo di applicazione fino al termine del periodo. Il passaggio da un vettore di Park a uno successivo comporta la variazione di un solo bit di stato: questo economizza le perdite di commutazione. La SVM (Space Vector Modulation) ha una tabella di stati precaricata nel controllo numerico del convertitore e il vettore della grandezza da rappresentare ogni clock viene ricondotto a uno degli stati prestabiliti. Dalla combinazione dei vettori adiacenti, con semplici passaggi, si ricavano i duty cycles da applicare ai dispositivi attivi.

Negli inverter multilivello i concetti fin qui espressi sono ancora validi, tuttavia le combinazioni aumentano rapidamente e con esse la complessità computazionale. Nell'inverter a tre livelli le combinazioni possibili diventano $3^3=27$ di cui 24 in vettori sintetizzabili, compresi 6 vettori ridondanti, e 3 in vettori nulli.

Le tensioni di Park ai vertici dell'esagono sono uguali in modulo, pari a $\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc}$, e differiscono solo per la fase, l'esagono disegnato nel piano di Gauss è suddiviso in un maggior numero di triangoli per via delle maggiori combinazioni ottenibili, con questa parcellizzazione è più preciso inseguire la grandezza in analisi ma a scapito della potenza di calcolo.

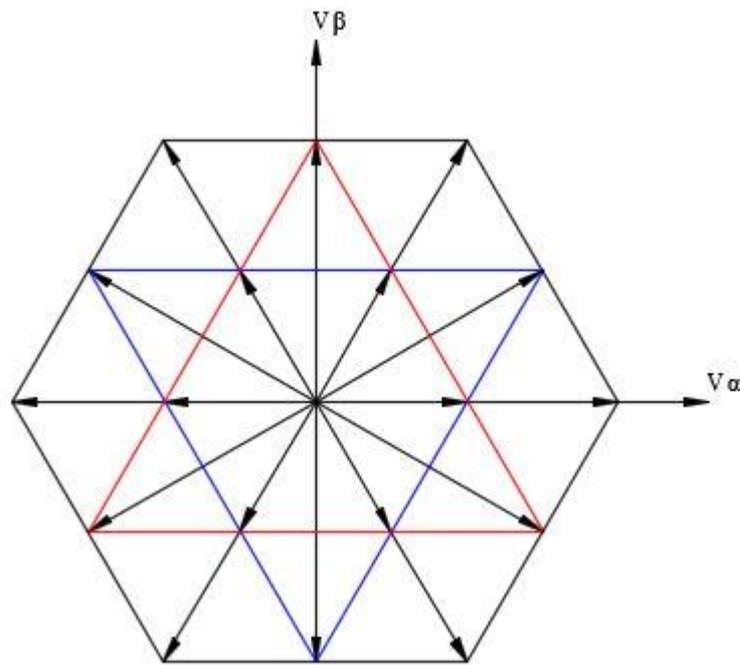


Figura 47 - Mappa vettoriale SVM a 3 livelli

In definitiva la modulazione Space Vector applicata a un VSC (Voltage Source Converter) sintetizza l'insieme corretto delle tensioni di linea ai terminali di carico, lasciando al contempo la determinazione delle tensioni di fase a un processo successivo che ottimizza l'equilibrio di tensione sul dc-link e sui condensatori relativi.

La SVM genera minore distorsione di corrente e consente uno sfruttamento estremamente bilanciato del dc-link in quanto utilizza gli stati ridondanti per determinare separatamente le tensioni stellate e concatenate. Questa modulazione sopperisce alla rigidità delle altre modulazioni PWM analogiche, il prezzo che paga è il limite dei livelli cui può essere applicato. Infatti l'utilizzo di tutti gli stati del convertitore comporta un considerevole aumento delle risorse di calcolo che, sebbene a controllo numerico, ne esaurisce rapidamente le capacità. L'implementazione sui multilivello è da valutare caso per caso, nelle applicazioni che realmente ne hanno necessità e possono pagarne il prezzo.

3.5 ALTRE MODULAZIONI

Delle modulazioni presentate fino qui, che sono le più utilizzate in ogni topologia di convertitore e per qualsiasi potenza, esistono molte sottovarianti che operano su aspetti marginali del pilotaggio dei dispositivi attivi e sono destinate principalmente a calmierare il contenuto armonico delle variabili di uscita e a stabilizzare il funzionamento dinamico. In quest'ultima parte del capitolo dedicato alle modulazioni si fanno alcune considerazioni su un approccio diverso alla macchina asincrona.

Il dinamismo del motore asincrono è limitato rispetto al motore in corrente continua, questo perché nel motore in continua il flusso di magnetizzazione e quello che produce coppia sono fisicamente distinti, mentre nell'asincrono sono legati in un unico flusso di traferro. Partendo da questo assunto, la teoria unificata delle macchine elettriche rotanti, gli studi di Clarke e Park sulle trasformazioni dei sistemi di coordinate e infine le possibilità date dal calcolo numerico, ha permesso di scindere i due flussi anche nella macchina asincrona controllandoli separatamente pur essendo un'entità fisica unica.

L'avvento della microelettronica e dell'elettronica di potenza ha potuto colmare le deficienze del motore asincrono, fino a soppiantare il motore sincrono e quello in corrente continua anche nei settori in cui questi ultimi erano necessariamente utilizzati (industria della carta, laminatoi, in generale traino di macchine tachimetriche, che hanno bisogno di sincronismo). La macchina asincrona è al giorno d'oggi il maggior produttore di forza motrice nel mondo, stimando il suo impiego in oltre 300 milioni di esemplari.

Le trasformazioni ad assi fissi di Clarke e ad assi variabili di Park, scindendo il flusso di macchina nel flusso magnetizzante, orientato lungo l'asse diretto, e nel flusso di coppia, orientato lungo l'asse in quadratura, determinano un'informazione istantanea sulle condizioni di funzionamento e un controllo pressoché indipendente delle due grandezze di coppia, attraverso le correlate variabili tensione, corrente e frequenza.

Sono nati in questo ambito dei sistemi di modulazione avanzati, certamente più complessi perché imprescindibili dall'implementazione numerica, ma col pregio di essere concepiti con un approccio funzionale innovativo e proficuo, tra cui si citano:

- Sistemi a controllo di campo FOC (Field Oriented Control)
- Sistemi di controllo diretto della coppia DTC (Direct Torque Control)
- Sistemi di autocontrollo diretto DSC (Direct Self Control)
- Sistemi predittivi di controllo della coppia PTC (Predictive Torque Control)

4. IL MOTORE ASINCRONO TRIFASE

4.1 GENERALITÀ

Il motore asincrono trifase è una macchina elettrica in corrente alternata idonea a convertire energia elettrica in energia meccanica e viceversa. Inventato alla fine del secolo scorso, questo tipo di motore si basa su un campo di induzione magnetica di tipo rotante, prodotto da tre avvolgimenti fissi di statore, in grado di generare un momento meccanico su tre avvolgimenti di rotore attraverso il flusso concatenato fra le due parti.



Figura 48 - Motore Asincrono Trifase ABB

I vantaggi del motore asincrono trifase sono molteplici:

- Elevato rendimento
- Semplicità costruttiva
- Manutenzione praticamente assente
- Massa e ingombro ridotti per unità di potenza
- Collegamento diretto alla rete elettrica in corrente alternata AC
- Autoregolazione della coppia, funzionamento stabile
- Autoavviamento
- Sovraccaricabilità

- Funzionamento reversibile

Gli svantaggi del motore asincrono trifase sono invece i seguenti:

- Elevate correnti di avviamento
- Difficoltà nella regolazione della velocità
- Assorbimento di energia reattiva
- Piccola coppia di spunto

Il motore asincrono trifase è estremamente affidabile e per questo ha trovato largo impiego in tutti i settori produttivi fin dalla sua introduzione sul mercato. La costruzione robusta e i costi di produzione contenuti, oltre agli altri vantaggi già elencati, ne hanno fatto la macchina ideale per la generazione di forza motrice. Oltre il 25% dell'energia prodotta a livello planetario viene utilizzata per alimentare motori elettrici, in Italia si attesta al 35% dell'intero fabbisogno energetico nazionale. Si evidenzia poi che oltre il 98% del costo durante la vita utile di un motore è dovuto all'energia elettrica che assorbe, rendendo marginale l'incidenza del costo di acquisto. Trattandosi di un cespite economico di particolare importanza, le caratteristiche di efficienza della macchina asincrona rivestono un ruolo primario, tanto che recentemente, nell'ottica del risparmio energetico, la direttiva europea 2009/125/EC ha imposto la costruzione più efficiente dei motori proprio per tenere conto dei fattori appena citati.

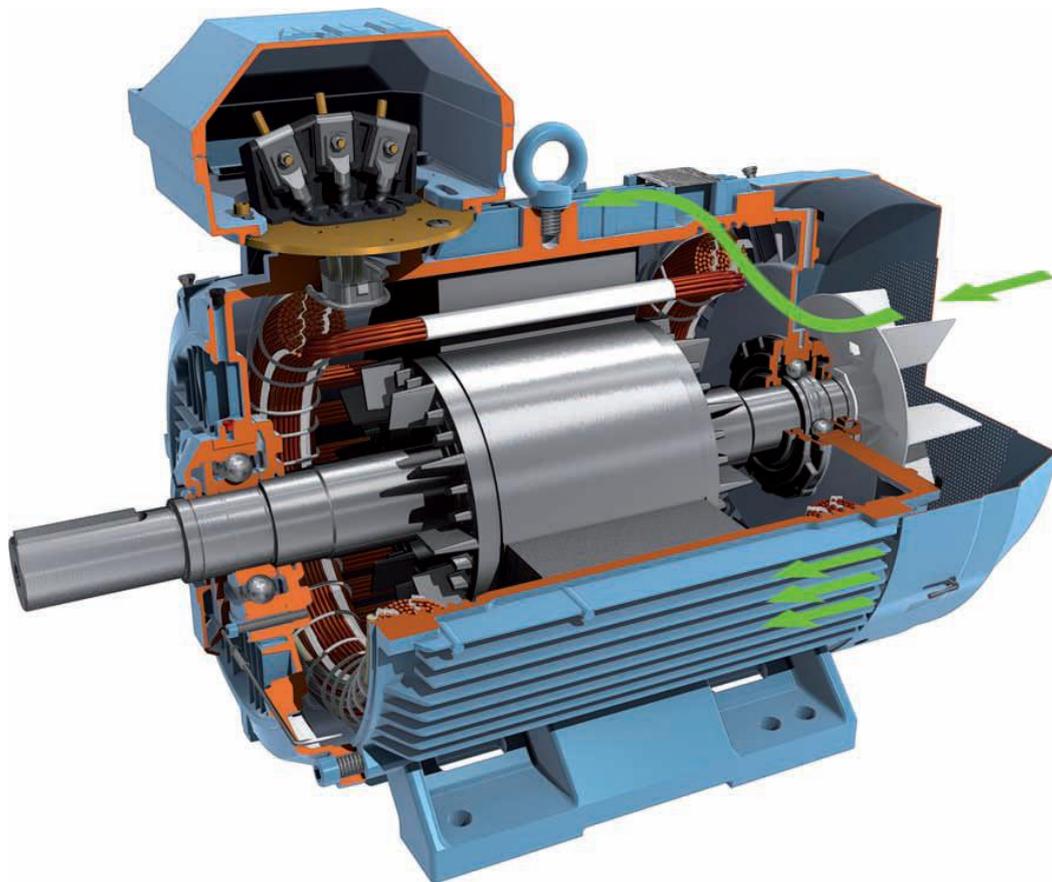


Figura 49 - Sezione di un motore asincrono trifase ABB

Il motore asincrono trifase è di semplice costruzione, è composto da una struttura metallica esterna fissa (carcassa) che contiene un pacco di lamierini scanalati, sede di tre bobine di filo di rame smaltato (avvolgimenti) sfasate di 120° ; questa parte fissa è lo statore (o induttore) cui compete la creazione del campo magnetico rotante. Vi è poi una struttura metallica interna rotante, composta anch'essa da lamierini scanalati, sede di tre bobine o barre di rame o alluminio spesso cortocircuitate agli estremi da anelli conduttori; questa parte mobile è il rotore (o indotto) cui compete la conversione del campo magnetico rotante in coppia di forze utili all'asse.

Tra statore e rotore vi è un cuscinio d'aria (traferro) che consente il libero movimento del rotore. La macchina è completata da due cuscinetti di supporto dell'albero motore, solidale al rotore, dalla ventola di raffreddamento e dalla morsettiera di collegamento elettrico.

4.2 PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Il principio di funzionamento è di tipo elettromagnetico: il campo magnetico di statore ruota alla velocità di sincronismo $n_0 = \frac{60 \cdot f}{p}$ (dove n_0 è la velocità in giri al minuto, f è la frequenza di alimentazione in hertz, p è il numero delle coppie polari del motore), e induce una coppia di forze nel rotore, che tenderebbe a ruotare anch'esso alla velocità di sincronismo in assenza di coppia resistente. Siccome invece la coppia resistente non può essere annullata, neppure nel funzionamento a vuoto del motore, per via degli attriti meccanici e della ventilazione, la velocità di rotazione dell'indotto è sempre inferiore a quella di sincronismo; per questo il motore a induzione viene definito "asincrono".

La velocità effettiva n del motore è quindi funzione della coppia resistente: più quest'ultima è alta più resta indietro il rotore. Si introduce così il concetto di scorrimento

$s = \frac{n_0 - n}{n_0}$ che esprime la frazione di giro che perde il rotore ogni giro del campo

magnetico rotante. Lo scorrimento percentuale $s_{\%} = 100 \frac{n_0 - n}{n_0}$ è la frazione di giro che il

rotore perde ogni 100 giri del campo magnetico rotante.

Sebbene lo scorrimento possa assumere teoricamente tutti i valori dell'asse reale (da $-\infty$ a $+\infty$), qualificando le diverse condizioni di funzionamento ($s > 1$ funzionamento da freno, $s < 0$ funzionamento da generatore), in questa trattazione si considera il funzionamento da motore della macchina asincrona con scorrimenti compresi tra zero e uno. Lo scorrimento qualifica le condizioni di carico del motore:

- $s=0 \rightarrow$ scorrimento nullo (condizione solo teorica), il rotore viaggia alla velocità di sincronismo, il carico meccanico è (idealmente) nullo e non vi è energia elettrica convertita in lavoro meccanico.
- $s=1 \rightarrow$ scorrimento massimo, il rotore è bloccato e il carico non può svolgere alcun lavoro meccanico.

Nel funzionamento da motore la zona di stabilità della macchina asincrona è quella che va dalla velocità di sincronismo alla velocità di coppia massima: è quindi una frazione minima dello scorrimento. Valori tipici sono nell'intervallo $0 \leq s \leq 0,2$, ed è ulteriormente ristretta a una zona ricompresa entro questi limiti, realisticamente $0,03 \leq s \leq 0,1$, in quanto il motore a carico nominale non opererà né alla velocità di sincronismo né alla velocità di coppia massima per ovvio dimensionamento meccanico.

Indicativamente i valori di scorrimento percentuale a pieno carico si attestano, per motori asincroni di ultima generazione 0,37-355 kW con classe di efficienza IE3 (IEC 60034-30-1 2014), a valori 3,50-0,70% rispettivamente.

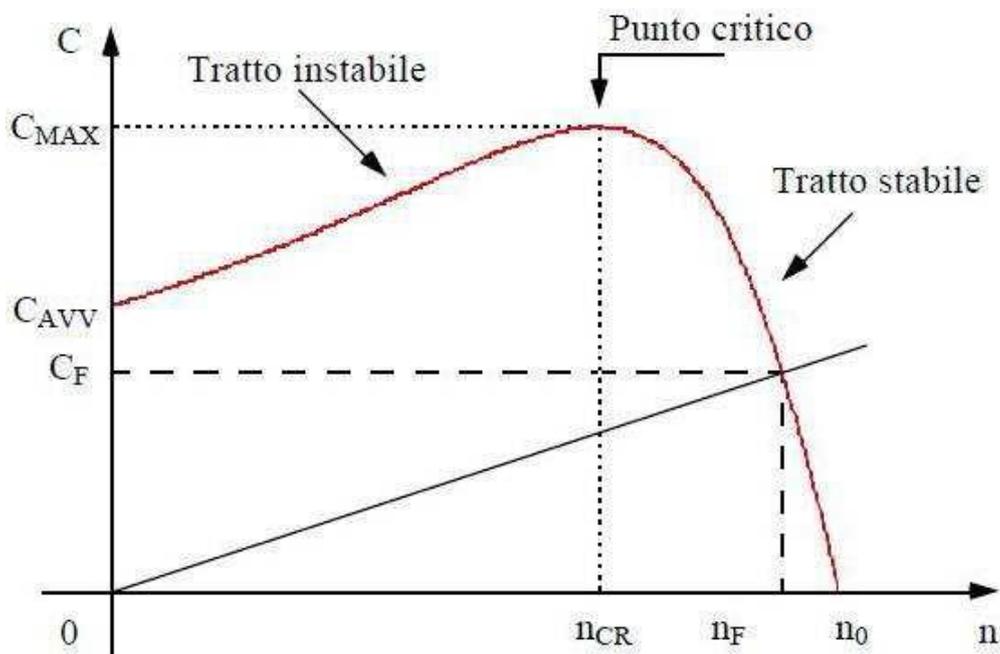


Figura 50 - Curva coppia-velocità

L'accensione di un motore asincrono è un momento critico: esso ha necessità di assorbire innanzi tutto energia reattiva per creare il flusso magnetizzante e successivamente deve far fronte alla coppia di carico. Sotto l'aspetto magnetico la macchina è penalizzata rispetto al trasformatore dove il pacco lamellare è compatto e il flusso disperso minimo. Nel motore invece la distanza tra statore e rotore è considerevole per forza di cose, in quanto il rotore deve ruotare liberamente, e il flusso disperso è maggiore.

Anche per questo motivo la corrente di inserzione è elevata, indicativamente 6,5-8 volte la corrente nominale a pieno carico (per motori di ultima generazione con classe di efficienza IE3 355-0,37 kW rispettivamente). Se il motore vince la coppia resistente del carico, l'asse accelera attraversando una zona instabile, vedi Figura 50, e si porta in una zona di equilibrio in cui la coppia motrice eguaglia tutte le coppie resistenti, l'asse gira alla velocità $n = n_0(1 - s)$. Siccome la curva nel tratto stabile è molto ripida, le variazioni di scorrimento sono molto contenute rispetto a variazioni di carico anche ampie e il motore lavora a giri pressoché costanti.

ABB		IE3		CE			
3~ Motor M3AA 180 MLB 4			CL.F	IP 55	IEC 60034-1		
V	Hz	kW	r/min	A	cos φ	Duty	
400	Δ	50	22	1480	41.5	0.82	S1
690	Y	50	22	1480	24	0.82	S1
415	Δ	50	22	1482	40.9	0.80	S1
460	Δ	50	22	1483	35.8	0.82	S1
3GAA 182 052-ADK		No					
50 Hz: IE3-93.3(100%)-94.0(75%)-93.8(50%)							
60 Hz: IE3-93.8(100%)-94.2(75%)-93.7(50%)							
6310/C3		6209/C3		176 kg			
spare-parts:www.abb.com/partsonline							

Figura 51 - Targa di un motore asincrono trifase ABB

- Nel funzionamento a pieno carico il motore assorbe potenza attiva e reattiva come dai dati di targa: il costruttore attraverso le prove prototipali infatti rilascia i parametri di cui alla Figura 51, utili alle attività di dimensionamento elettrico e meccanico. La potenza di targa è intesa come potenza meccanica utile all'asse, la potenza elettrica assorbita dalla rete è superiore in quanto somma anche le perdite, come calcolabile immediatamente usando i dati disponibili $P = \sqrt{3} \cdot V \cdot I \cdot \cos \varphi$.
- Nel funzionamento con carico intermedio il motore assorbe dalla rete tanta potenza attiva quanta ne richiede il carico (più le perdite) e tanta potenza reattiva quanto necessario al sostentamento della reattanza di magnetizzazione, in questo regime di funzionamento il fattore di potenza è fortemente influenzato dalle condizioni di carico.

- Nel funzionamento a vuoto il motore assorbe comunque il 20-50% della corrente a pieno carico, si tratta in massima parte di potenza reattiva per sostenere il campo magnetico rotante, la potenza attiva è ridotta alle perdite nel ferro e al trascinamento della ventola di raffreddamento. In queste condizioni di carico lo sfasamento tra tensione e corrente è prossimo ai 90°.

Un grande svantaggio della macchina asincrona è da sempre la difficoltà nel transitorio di accensione e la problematicità di regolazione della velocità. A partire dal rotore a gabbia di scoiattolo, di realizzazione più diffusa, in cui una serie di barre di rame o alluminio sono collegate in parallelo tra loro e cortocircuitate agli estremi in due anelli conduttori, nel corso del tempo si sono susseguite diverse proposte per superare questi problemi, espedienti basati sulla meccanica e/o sull'elettrotecnica tra cui si citano:

- Statore polifase o multiavvolgimento, in cui la selezione del numero di poli consente di ottenere due, al massimo tre, velocità distinte (Dahlander).
- Rotore a doppia gabbia, in cui due gabbie di scoiattolo indipendenti, coassiali e con parametri elettrici diversi, lavorano una prevalentemente all'accensione (gabbia esterna più resistiva e con piccola reattanza di dispersione) e l'altra prevalentemente a regime (gabbia interna più conduttiva e con grande reattanza di dispersione). In questo modo si migliora la coppia di spunto alla partenza riducendo la corrente di bootstrap, e si ottiene un maggiore rendimento a regime.
- Rotore a barre profonde, in cui una sola serie di barre sagomate pescano più in profondità nel rotore distribuendo diversamente le correnti nella loro sezione a seconda della velocità. L'effetto è simile al precedente ma con una migliore distribuzione delle sollecitazioni termiche.
- Rotore avvolto ad anelli, in cui un capo di ciascuno dei tre avvolgimenti di rotore è condotto all'esterno della macchina attraverso tre anelli calettati sull'albero motore e un sistema di spazzole striscianti. Il reostato a volantino esterno, a comando manuale o elettrico, permette di modulare la coppia motrice e la corrente di spunto attraverso la variazione dello scorrimento.

4.3 CIRCUITO EQUIVALENTE

Lo studio analitico del motore asincrono trifase si conduce spesso su modelli equivalenti di cui una semplificazione monofase è visibile nella Figura 52. Il circuito rappresenta una delle tre fasi identiche del motore.

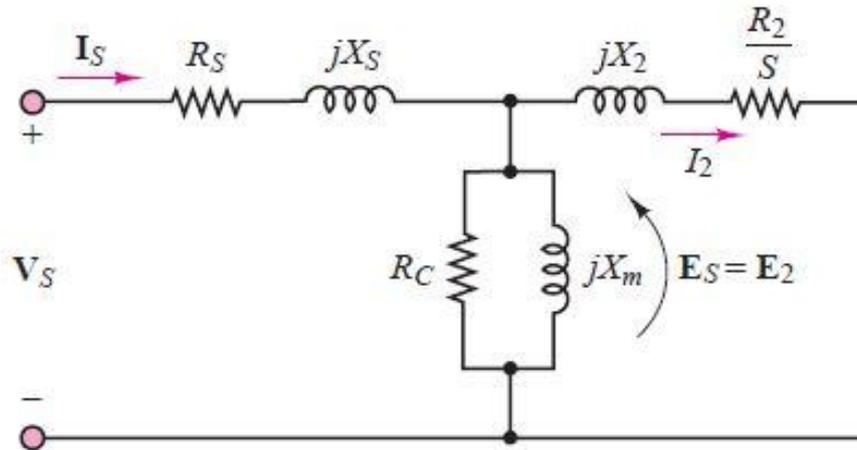


Figura 52 - Circuito equivalente monofase di un motore asincrono trifase

I parametri specifici del circuito equivalente sono conosciuti esclusivamente dal costruttore del motore e possono essere ricavati, in tutto o in parte, da prove di laboratorio. Rispondono ai seguenti significati:

- $V_s \rightarrow$ tensione di alimentazione. È il valore efficace della tensione cui è sottoposta una fase di statore, intesa come V_s se il motore è collegato a triangolo o $\frac{V_s}{\sqrt{3}}$ se il motore è collegato a stella.
- $I_s \rightarrow$ corrente di statore. È il valore efficace della corrente che attraversa l'avvolgimento di una fase di statore.
- $R_s \rightarrow$ resistenza dell'avvolgimento di statore. Esprime le perdite ohmiche di statore $P_{CS} = 3 \cdot R_s \cdot I_s^2$.
- $X_s \rightarrow$ reattanza dell'avvolgimento di statore. Esprime il flusso disperso di statore.
- $R_c \rightarrow$ resistenza di leakage. Esprime le perdite nel ferro e le perdite attive del circuito magnetico $P_{FS} = 3 \frac{E_s^2}{R_c}$.

- $X_m \rightarrow$ reattanza di magnetizzazione. Esprime il flusso di magnetizzazione della macchina.
- $I_2 \rightarrow$ corrente di rotore. È il valore efficace della corrente che circola nell'avvolgimento di una fase di rotore.
- $R_2 \rightarrow$ resistenza dell'avvolgimento di rotore. Esprime le perdite ohmiche di rotore

$$P_{CR} = 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2.$$
- $X_2 \rightarrow$ reattanza dell'avvolgimento di rotore. Esprime il flusso disperso di rotore.

Lo schema monofase appena rappresentato ha i parametri di rotore ridotti al primario e specifica l'unica resistenza di carico R_2/s . Risulta $\frac{R_2}{s} = R_2 + R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right)$ scomponibile in due parti che indicano rispettivamente:

- R_2 la resistenza propria dell'avvolgimento di rotore che dà luogo alle perdite attive già viste.
- $R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right)$ la resistenza di carico del motore dipendente dallo scorrimento, utilizzata per esprimere la potenza convertita in meccanica $P_{CONV} = 3 \cdot R_2 \left(\frac{1-s}{s} \right) \cdot I_2^2$

Con $s=0$ (carico idealmente nullo) il rotore viaggia esattamente alla velocità di sincronismo, la resistenza di carico assume un valore infinito e la corrente di rotore è nulla, restano la corrente di magnetizzazione e le perdite di statore. Con $s=1$ (rotore bloccato) la resistenza di carico si azzerà e la corrente di rotore è massima così come quella di statore. Quest'ultima condizione è simile a quella di un trasformatore con il secondario chiuso in corto circuito. Di seguito un'utile tabella riassuntiva del bilancio delle potenze della macchina asincrona.

Potenza	Descrizione
$S_{IN} = 3 \cdot V_S \cdot I_S$	Potenza apparente di ingresso assorbita dalla rete elettrica
$P_{IN} = 3 \cdot V_S \cdot I_S \cdot \cos \varphi$	Potenza attiva assorbita dalla rete elettrica. φ è l'angolo di sfasamento tra il vettore di tensione e il vettore di corrente
$Q_{IN} = 3 \cdot V_S \cdot I_S \cdot \sin \varphi$	Potenza reattiva palleggiata sulla rete elettrica
$P_{CS} = 3 \cdot R_S \cdot I_S^2$	Potenza attiva dissipata sugli avvolgimenti di statore
$P_{FS} = 3 \frac{E_S^2}{R_C}$	Potenza attiva persa nel ferro del circuito magnetico che accoppia statore e rotore più quella relativa alle perdite addizionali
$P_G = P_{IN} - P_{CS} - P_{FS}$	Potenza attiva passata dallo statore al rotore, detta anche potenza di traferro
$P_{CR} = 3 \cdot R_2 \cdot I_2^2$	Potenza attiva dissipata sugli avvolgimenti di rotore
$P_{CONV} = P_G - P_{CR}$	Potenza attiva convertita in meccanica
P_M	Potenza meccanica persa per attriti interni (cuscinetti) e ventilazione
$P_{OUT} = P_{CONV} - P_M$	Potenza meccanica utile all'asse

Figura 53 - Bilancio delle potenze della macchina asincrona

Altre semplici relazioni che esprimono alcune potenze del motore asincrono in funzione dello scorrimento informano che è sempre conveniente far lavorare il motore a velocità prossime a quella di sincronismo, in cui si riducono le perdite e il rendimento aumenta:

- $P_{CR} = s \cdot P_G$ esprime le perdite di rotore in funzione dello scorrimento.
- $P_{CONV} = (1-s)P_G$ esprime la potenza convertita in meccanica in funzione dello scorrimento.

Attraverso il bilancio delle potenze della macchina asincrona si perviene al rendimento (o efficienza) della stessa, definito come il rapporto tra la potenza di uscita e quella

d'ingresso $\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}}$ o anche $\eta = \frac{P_{IN} - P_{CS} - P_{FS} - P_{CR} - P_M}{P_{IN}} = 1 - \frac{\sum \text{PERDITE}}{P_{IN}}$.

4.4 MOTORE ASINCRONO TRIFASE E INVERTER

Il motore asincrono è descritto da equazioni non lineari, le variabili in gioco sono molteplici e investono i due circuiti elettrici, di statore e rotore, separati elettricamente ma magneticamente accoppiati attraverso un circuito comune.

Si nota poi che, diversamente dalle macchine ad anelli (rotore avvolto) in cui sono accessibili gli avvolgimenti di rotore ed è possibile la misura diretta dei parametri, nei rotorii a gabbia (che sono la maggioranza) ciò non è possibile e pertanto si opera la riduzione a primario delle grandezze di rotore, ottenendo lo schema equivalente monofase già visto. Il circuito equivalente del motore asincrono è quindi frutto di semplificazioni sulla linearità del circuito magnetico e sulla consistenza e attribuzione delle perdite.

Fatta questa premessa, uno svantaggio della macchina asincrona che l'elettronica di potenza ha potuto colmare è stata la difficoltà di regolazione della velocità su ampi regimi conservando l'erogazione di coppia. Prima dell'avvento dell'elettronica di potenza la regolazione di velocità era possibile per brevi intervalli e con gli espedienti già visti. Considerando il motore asincrono trifase a gabbia, escludendo quindi motori a rotore avvolto o con avvolgimenti multipolari, il modo di controllare il motore attraverso un inverter è condizionando i parametri di statore, cioè tensione, corrente e frequenza, che si traduce entro la macchina asincrona in variazione di frequenza e scorrimento. Ciò si può comprendere a partire da due relazioni introdotte nel paragrafo precedente che qui si richiamano:

1. La velocità di sincronismo n_0 nel motore dipende essenzialmente dalla frequenza di alimentazione secondo la relazione $n_0 = \frac{60 \cdot f}{p}$.
2. La velocità effettiva del rotore n dipende dallo scorrimento e dalla velocità di sincronismo secondo la relazione $n = n_0(1 - s)$.

Sostituendo una equazione nell'altra si ottiene la relazione $n = \frac{60 \cdot f}{p}(1-s)$, cioè la velocità effettiva del rotore n dipende dalla frequenza di alimentazione f , dalle coppie polari p e dallo scorrimento s . Considerando fisso il numero delle coppie polari, com'è nei motori normalmente avvolti, il modo per regolare la velocità della macchina è il condizionamento della frequenza e dello scorrimento.

Negli inverter VSI (Voltage Source Inverter) la corrente non viene condizionata: questo tipo di convertitori opera su tensione e frequenza. Il modo più semplice è regolare la sola tensione di alimentazione statorica, allora la caratteristica coppia-giri del rotore cambia la sua pendenza e il punto di equilibrio tra coppia motrice e coppia resistente si ottiene a velocità diverse, senza intaccare lo scorrimento di coppia massima che invece non dipende dalla tensione. In particolare diminuendo la tensione l'equilibrio delle coppie si ha a velocità più basse. Quindi la variazione della tensione di alimentazione incide direttamente sullo scorrimento tuttavia, essendo la coppia massima proporzionale al quadrato di questa tensione, una sua diminuzione troppo ampia preclude la coppia motrice e il campo di regolazione della velocità resta molto limitato. Anche se il rendimento del motore asincrono dipende solo dalla frequenza e dallo scorrimento ed è indipendente dall'ampiezza della tensione, la dipendenza quadratica della coppia dalla tensione non permette ampi margini di controllo, come si vede nella figura seguente.

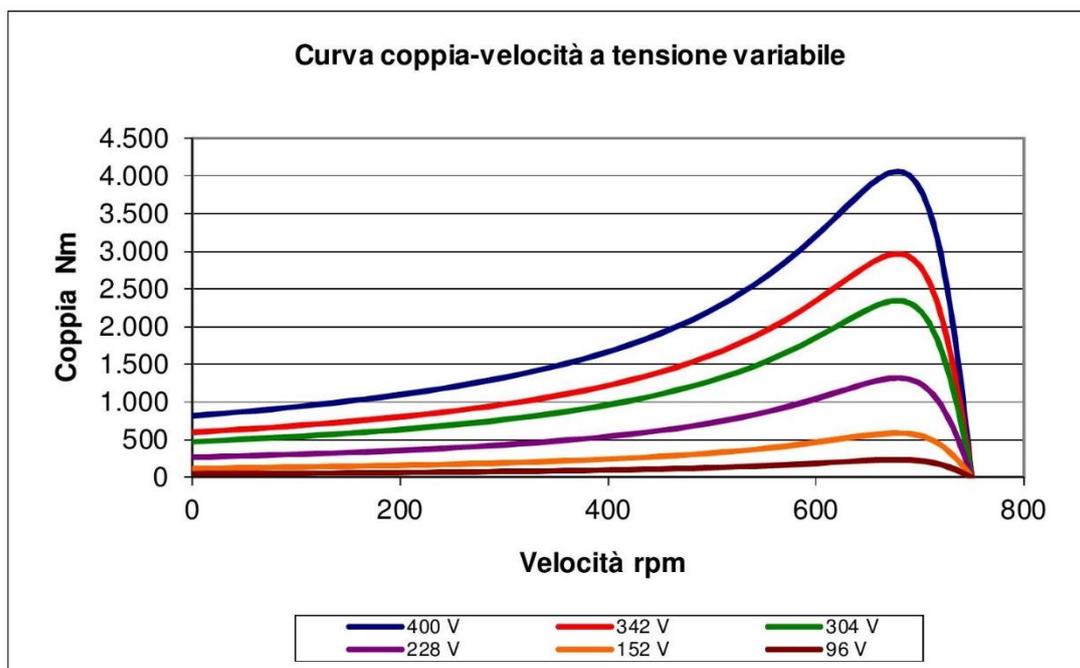


Figura 54 - Motore asincrono 90 kW alimentato a tensione variabile

Per contro la regolazione della sola frequenza di alimentazione, che oggi grazie all'elettronica di potenza può essere realizzata con relativa semplicità, porta con sé problemi al traferro con saturazione del circuito magnetico della macchina per flusso troppo elevato (frequenza più bassa della nominale) oppure ancora problemi di coppia per flusso troppo debole (frequenza più alta della nominale), in quanto la coppia massima è inversamente proporzionale al quadrato della velocità di rotazione del motore. Sebbene il campo di regolazione della velocità sia più esteso rispetto al caso precedente, i problemi appena accennati ne limitano l'escursione, come si vede nella figura seguente dove si leggono valori di coppia assurdammente elevati (incompatibili con la non-saturazione del circuito magnetico) per tutte le frequenze più basse di quella nominale.

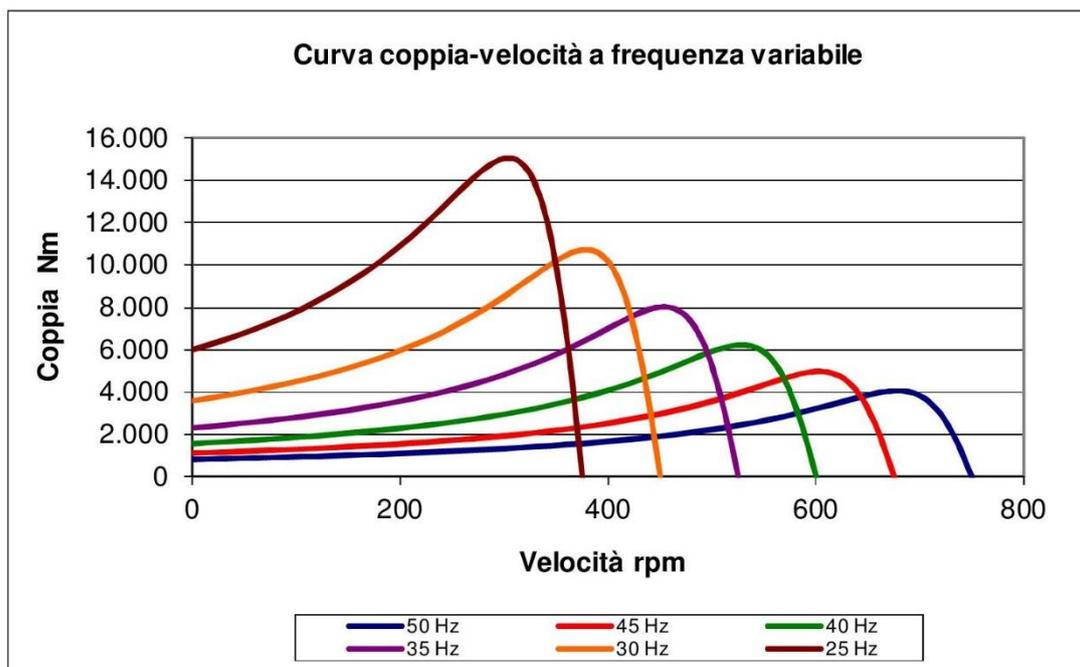


Figura 55 - Motore asincrono 90 kW alimentato a frequenza variabile

Confrontando però le due figure precedenti si coglie immediatamente che l'andamento della coppia ha una proporzionalità inversa nel rapporto tensione-giri (tensione diminuisce → coppia diminuisce), rispetto al rapporto frequenza-giri (frequenza diminuisce → coppia aumenta), pertanto la variazione di ambedue le grandezze (tensione e frequenza) in un opportuno peso reciproco rispetto al numero di giri del motore salvaguarda sia la coppia che il rendimento complessivo della macchina. La vera variabile di riferimento diventa la coppia motrice, la cui costanza al cambio di regime di rotazione dell'albero motore assicura il bilanciamento della coppia resistente entro un larghissimo spettro di velocità, come si vede nella figura seguente dove il motore è in grado di lavorare pressoché costantemente alla coppia nominale per tutto il campo di velocità inferiori a quella nominale.

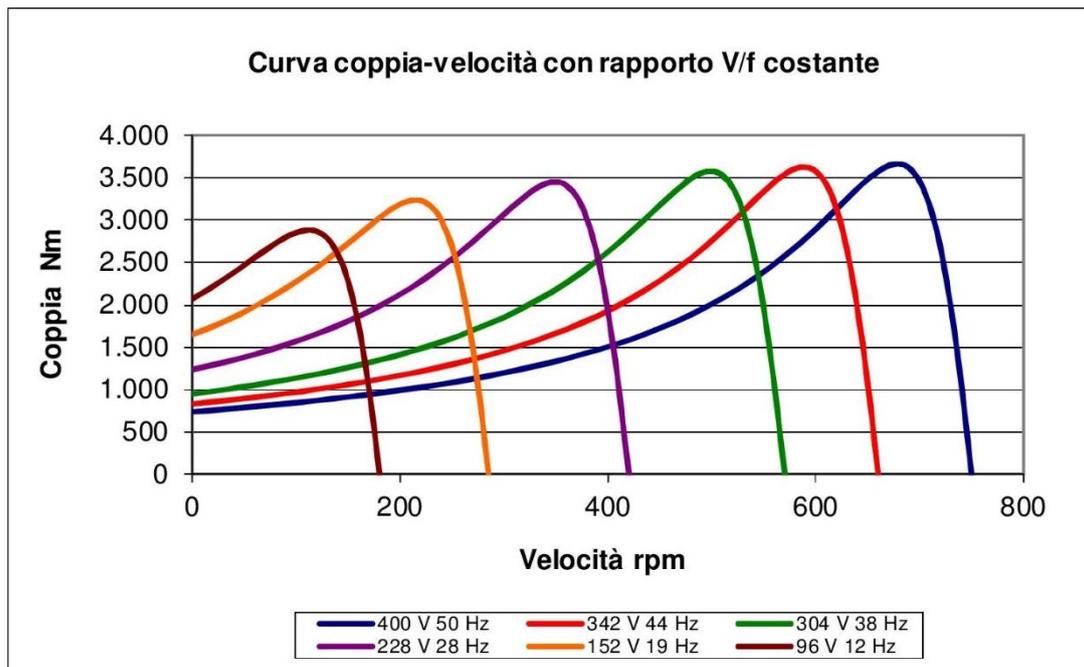


Figura 56 - Motore asincrono 90 kW alimentato con rapporto V/f costante

È quindi possibile, scegliendo un'opportuna legge di proporzionalità tra ampiezza e frequenza della tensione di alimentazione del motore, cioè alla fine mantenendo stabile il flusso di macchina, ottenere una coppia massima costante per un largo spettro di velocità, sulla scorta della legge di proporzionalità $V \approx k \cdot f \cdot \Phi$ in cui tensione, frequenza e flusso sono legati a meno di una costante moltiplicativa. La variazione della velocità di rotore a coppia costante incide naturalmente anche sulla potenza secondo l'equazione $T_{out} = \frac{P_{conv}}{\omega_m}$ dove T_{out} è la coppia meccanica utile, P_{conv} è la potenza elettrica convertita in meccanica al rotore, ω_m è la velocità angolare dell'albero, che a sua volta è legata al numero di giri al minuto del rotore n dalla relazione $\omega_m = \frac{2\pi n}{60}$. Per risalire alla potenza elettrica assorbita dalla rete è necessario conoscere l'incidenza delle perdite interne alla macchina.

Nella Figura 56 è stato fissato il rapporto V/f costante per tutta la banda di escursione, tuttavia la legge di dipendenza tensione-frequenza è tutt'altro che semplice da ricercare e coinvolge la gran parte delle caratteristiche costruttive del motore, variando anche da motore a motore.

Per esempio, all'estremo superiore della banda di regolazione, una tensione di alimentazione oltre quella nominale del motore non è applicabile per problemi di tenuta degli isolamenti, pertanto oltre la frequenza nominale la legge di proporzionalità V/f degrada perché la tensione non può più aumentare come invece può avvenire per la frequenza. Per motori a gabbia costruiti per frequenza nominale 50/60 Hz si può arrivare tipicamente a 100 Hz (più raramente 120-150 Hz) con funzionamento non più a coppia costante ma a potenza costante.

Per contro, all'estremo inferiore della banda di regolazione, al di sotto di una tensione limite il flusso statorico di magnetizzazione non è più sufficiente garantire la coppia di trazione, pertanto sotto una certa frequenza minima la legge di proporzionalità V/f degrada ancora una volta perché la tensione non può scendere sotto un certo livello al fine di sopperire coppia e rendimento.

Si conclude che la semplice dipendenza proporzionale $V = k \cdot f$ (con k costante moltiplicativa) non garantisce equilibrio in tutti i regimi di rotazione. Anche la dipendenza proporzionale con offset $V = k \cdot f + x$ (con x fattore di offset) sortisce effetti parziali. Una legge più precisa è quella che coinvolge anche la corrente statorica $V = k_1 f + k_2 I$ (con k_1 e k_2 coefficienti lineari di correzione) che tiene conto perciò dei limiti di assorbimento dalla rete, delle cadute resistive e dell'efficienza del motore.

Come abbiamo visto l'equazione implementata sul controllo degli inverter è sempre frutto di semplificazioni e compromessi. La possibilità di variare la velocità della macchina asincrona attraverso gli inverter si traduce quindi nel condizionamento della tensione e della frequenza di uscita. Tutti e due i parametri sono controllati con unica operazione attraverso le tecniche di modulazione già visti. In particolare la modulazione PWM (Pulse Width Modulation) permette di controllare direttamente il valor medio della tensione di uscita, cioè il valor medio della tensione di statore, e con la stessa modulazione si controlla direttamente la frequenza della stessa tensione, cioè la frequenza di statore.

5. THREE LEVEL NPC INVERTER PER MOTORE ASINCRONO

In questo capitolo si presenta la simulazione di un inverter multilivello trifase nel pilotaggio di un motore asincrono in bassa tensione. Tra le topologie di MMC (Modular Multilevel Converter) disponibili già viste solo due sono particolarmente funzionali al governo di una macchina asincrona: si tratta della DCMC (Diode Clamped Multilevel Converter) e della FCMC (Flying Capacitor Multilevel Converter). La topologia CCMC (Cascaded Cell Multilevel Converter) è meno adatta a questa specifica applicazione in quanto necessita di più alimentazioni DC indipendenti e isolate, di ostacolo alla connessione a un dc-link unico connesso alla rete attraverso un raddrizzatore.

Per quanto riguarda il numero di livelli da implementare, inverter fino a tre livelli si riscontrano agevolmente nel mercato degli azionamenti che operano anche in media tensione nel pilotaggio di motori asincroni fino a oltre 6 MW a 3,3 kV (con ponti a IGBT in singola connessione) e oltre 15 MW a 6,6 kV (con ponti a IGCT). Nel corso del tempo il numero di livelli è progressivamente diminuito a parità di prestazioni man mano che le tecniche produttive dei dispositivi di commutazione hanno permesso di ottenere componenti discreti più performanti in ordine alle tensioni di blocco, alle correnti di conduzione e alle densità di potenza ottenibili. Pertanto, per un azionamento in bassa tensione come quello considerato in questa tesi, si ritiene che un inverter a tre livelli possa essere un buon compromesso fra costo e distorsione della sinusoide prodotta.

Per quanto riguarda i dispositivi attivi di commutazione si scelgono gli IGBT per la facilità nel pilotaggio e perché non richiedono snubber e altri circuiti di limitazione.

Per quanto riguarda la topologia di MMC, delle due topologie possibili appena selezionate si confrontano brevemente le caratteristiche nella seguente tabella al fine di pervenire alla scelta definitiva.

Three Phase Three Level Inverter	DCMC	FCMC
Numero di livelli	3	3
Dc-link	1	1
Condensatori sul dc-link	2	2
Dispositivi attivi IGBT	12	12
Clamping Diode (diodi di blocco)	6	nessuno
Free-wheeling diode (diodi di ricircolo)	12	12
Flying Capacitors (condensatori flottanti)	nessuno	3
Step di tensione	$V_{dc}/2$	$V_{dc}/2$
Modulazione principale	PD-PWM	PS-PWM
Stati del convertitore (per leg)	4	4
Stati leciti	3	4
Stati proibiti	1	nessuno
Stati ridondanti	nessuno	2
Circuiti di correzione dinamica della deriva	non necessari	necessari
Uso degli stati ridondanti	non necessario	necessario
Prearica dei condensatori	non necessaria	necessaria

Figura 57 - Confronto topologia DCMC-FCMC

Considerando il fatto che la topologia FCMC (Flying Capacitor Multilevel Converter) necessita di appositi circuiti esterni di prearica dei condensatori e di correzione dinamica della deriva, mentre la topologia DCMC (Diode Clamped Multilevel Converter) ha esigenze meno stringenti in ordine a queste caratteristiche, si opta per la seconda soluzione che dovrebbe anche essere la più economica e robusta dal punto di vista dell'affidabilità.

Si è scelto quindi un leg NPC (Neutral Point Clamped) a tre livelli, topologia molto robusta e relativamente semplice da pilotare, collegando un motore asincrono trifase in bassa tensione. La topologia NPC è anche quella più impiegata dai principali costruttori per via delle sue caratteristiche di robustezza, affidabilità e ottimo rapporto qualità/prezzo, pertanto rappresenta bene ciò che il mercato mette a disposizione al giorno d'oggi.

Si è avviato il progetto dell'inverter attraverso il software di simulazione LTspice IV di Linear Technology nella parte di commutazione e di uscita a partire dal dc-link, quindi senza implementare il raddrizzatore. Il circuito è visibile nella figura seguente.

5.1 DATI DI PROGETTO

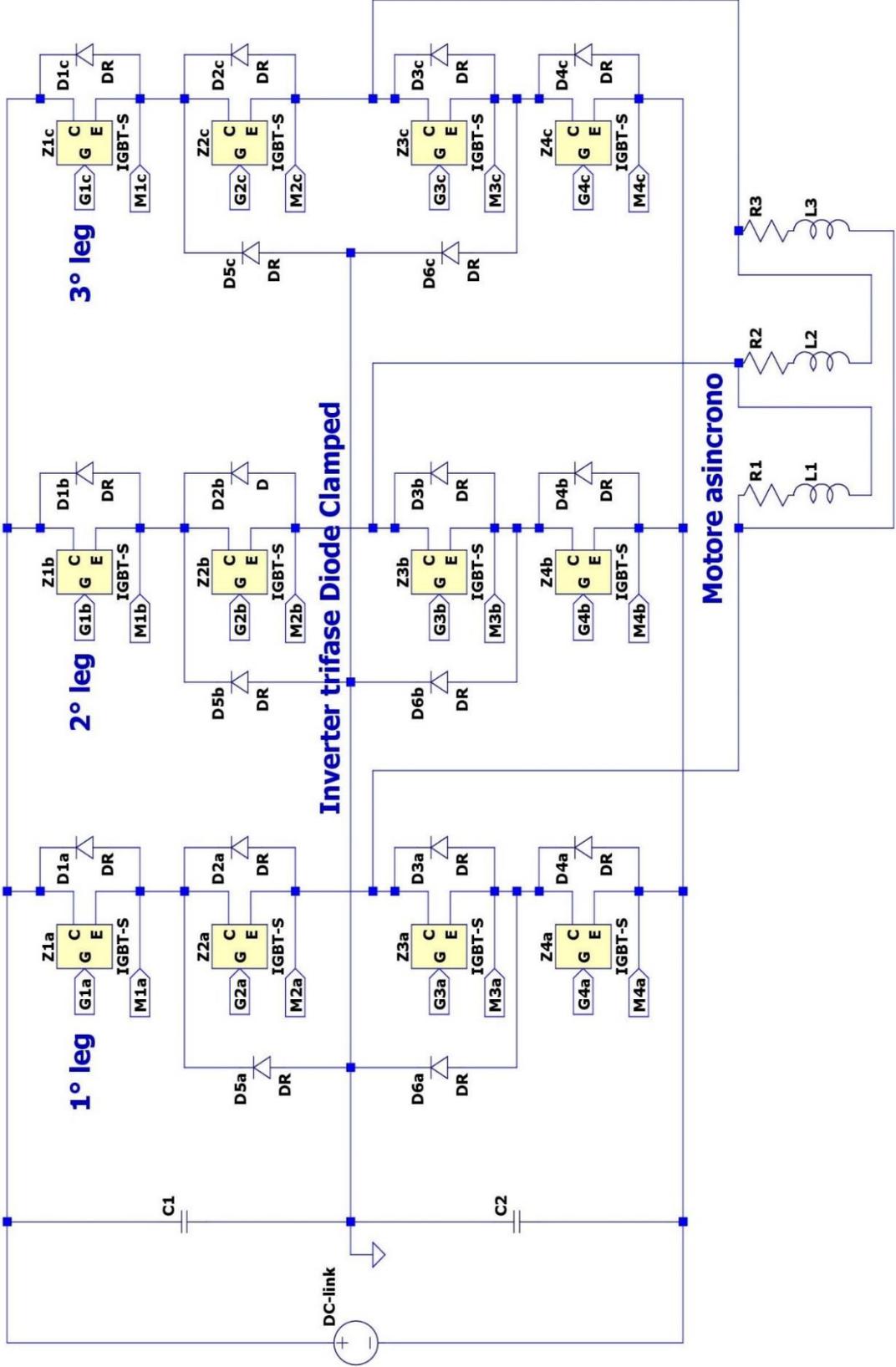


Figura 58 - Circuito inverter trifase DCMC

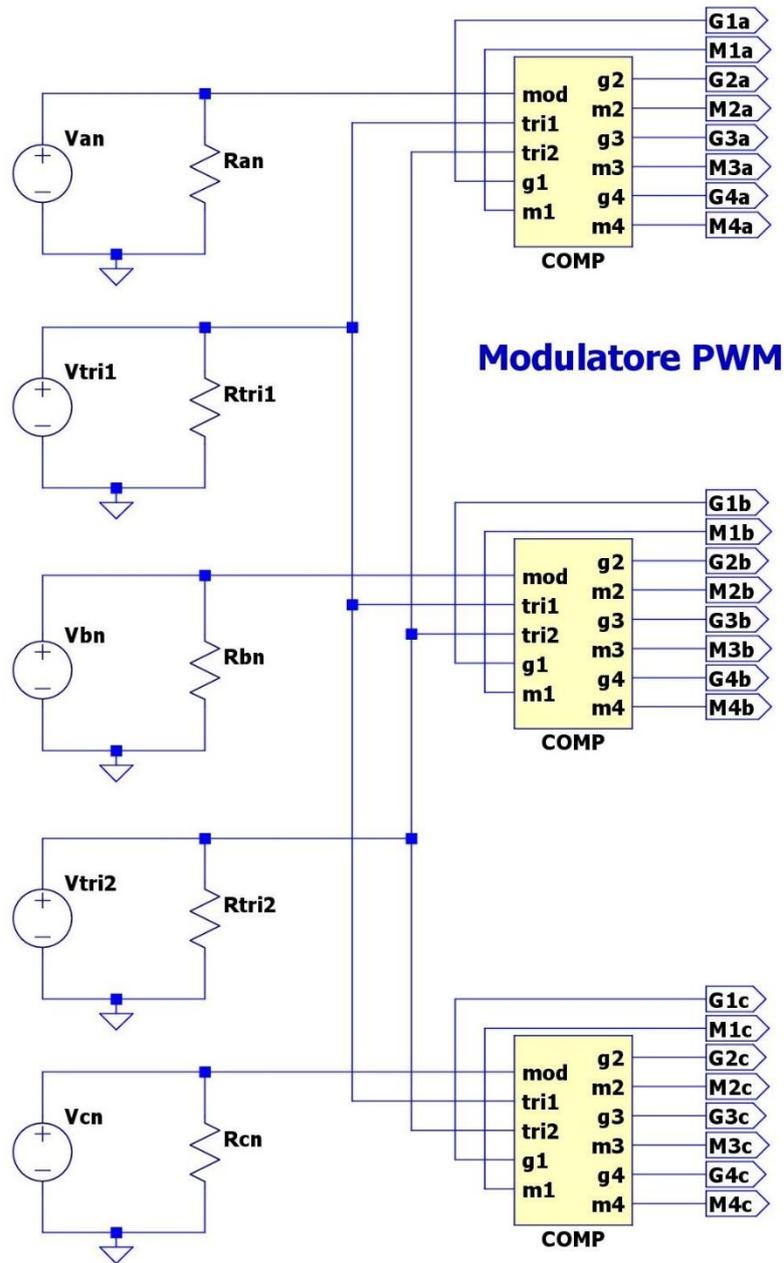


Figura 59 - Modulatore PWM per inverter trifase DCMC

La tipologia del leg è quindi DCMC (Diode Clamped Multilevel Converter) a 3 livelli di cui si rimanda allo specifico capitolo per l'esame dei principi di funzionamento. Come dispositivi attivi di commutazione si sono scelti gli IGBT Punch Through IXYS IXXK200N65B4 650V 200A senza diodo di ricircolo interno (datasheet del componente negli allegati). I diodi di ricircolo e di clamping esterni, identici tra loro, sono modellati per una tensione inversa di 800V, corrente nominale 250A, tensione di polarizzazione diretta 1,4 V. Di seguito il circuito equivalente dell'IGBT.

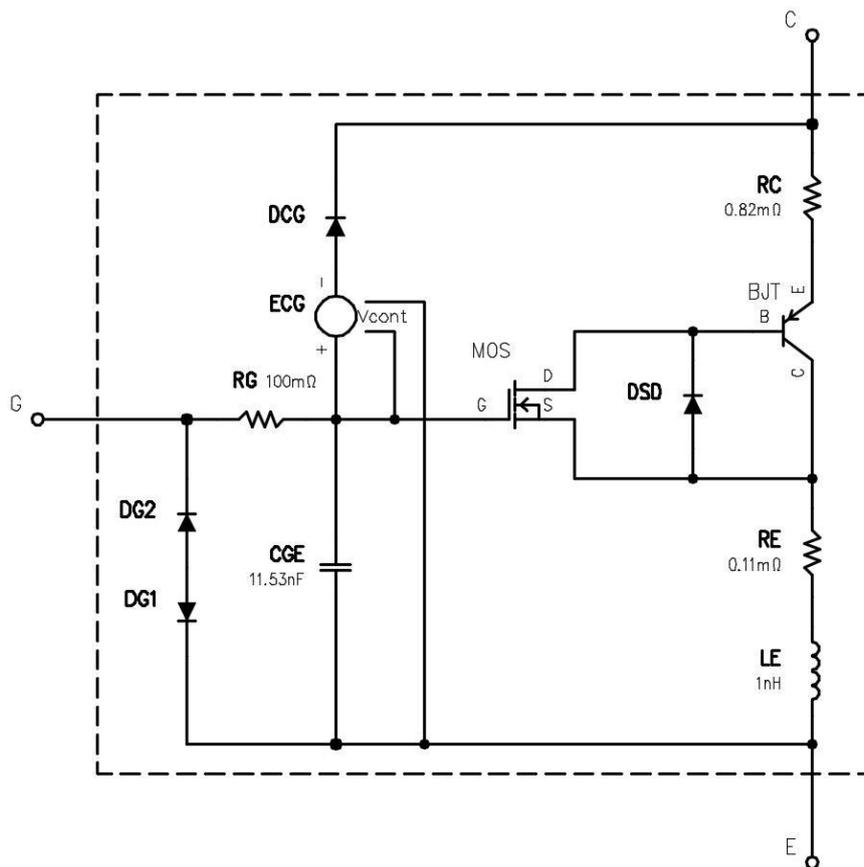


Figura 60 - Circuito equivalente IGBT IXKK200N65B4 650V 200A

Sul lato dc-link il circuito prevede un generatore di tensione continua, di ampiezza commisurata a quella che fornirebbe un raddrizzatore trifase a ponte intero (raddrizzatore a 6 impulsi) alimentato dalla tensione alternata di rete a 400V 50Hz, e due condensatori di livellamento connessi in serie per dividersi equamente la tensione continua del dc-link. Attraverso detto raddrizzatore passivo a diodi si può ottenere sul dc-link un valor medio

di tensione $V_{dcavg} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{line} = 540,19 V$ e un valore efficace di tensione

$$V_{dcrms} = \sqrt{1 + \frac{3\sqrt{3}}{2\pi}} V_{line} = 540,67 V .$$

Ciascuno dei tre leg ha quattro dispositivi di commutazione attivi, con in antiparallelo il proprio diodo di ricircolo, più due diodi di bloccaggio tipici della topologia Diode Clamped.

Come carico si è collegato un motore asincrono trifase commerciale generico, costruzione in ghisa, grado di protezione IP 55, isolamento classe F, sovratemperatura classe B, classe di efficienza IE2 secondo IEC 60034-30-1 2014 avente i seguenti dati di targa:

Grandezza	Symbol	Quantità	Note
Potenza nominale	P_m	90 kW	potenza meccanica all'asse
Tensione nominale	V_n	400 V	
Frequenza nominale	F_n	50 Hz	
Numero di poli		8	
Corrente nominale	I_n	165 A	
Cos-φ		0,84	
Velocità di sincronismo	n_o	750 rpm	
Velocità nominale	n	741 rpm	
Efficienza	η	94 %	
Coppia nominale	T_n	1.155 Nm	
Scorrimento nominale	$s\%$	1,20 %	
Potenza attiva	P_n	95,80 kW	potenza elettrica
Potenza reattiva	Q_n	62,03 kVAR	
Potenza apparente	S_n	114,13 kVA	

Figura 61 - Dati di targa motore 90 kW

Di questo motore si è estratto il circuito monofase equivalente a partire dai parametri conosciuti di un motore commerciale sottoposto alle prove di laboratorio; risultano le seguenti grandezze:

Grandezza	Symbol	Quantità	Note
Resistenza di statore	R_1	51 mΩ	
Induttanza di statore	L_1	1,15 mH	
Resistenza di nucleo	R_c	115,9 Ω	
Induttanza di	L_μ	29,76 mH	
Resistenza di rotore	R_2	56 mΩ	
Induttanza di rotore	X_2	1,05 mH	

Figura 62 - Parametri del circuito equivalente del motore

Si calcola l'impedenza d'ingresso del motore vista dallo statore utilizzando i parametri del circuito equivalente monofase :

$$Z_{eq} = \left(\frac{R_2}{s} + jX_2 \right) // R_c // jX_m + (R_s + jX_s) = 3,53 + j2,29 \Omega .$$

Il calcolo del circuito equivalente ai parametri nominali del motore e l'inserimento nel simulatore di questi ulteriori parametri di carico esplica il seguente inverter alle condizioni iniziali di prova:

Grandezza	Symbol	Quantità	Note
Inverter trifase Diode Clamped	<i>DCMC</i>		
Tensione dc-link	<i>Vdc</i>	540 V	
Tensione efficace di uscita	<i>Vab</i>	400 V	
Frequenza di uscita	<i>Fn</i>	50 Hz	
Modulazione	<i>PD-PWM</i>		
Frequenza portante	<i>Ftri</i>	750 Hz	
Frequenza modulante	<i>Fsin</i>	50 Hz	
Indice di modulazione di ampiezza	<i>ma</i>	1,60	
Indice di modulazione di frequenza	<i>mf</i>	15	
Resistenza di carico nominale	<i>Req</i>	3,53 Ω	3,40 Ω
Induttanza di carico nominale	<i>Leq</i>	7,28 mH	6,79 mH
Filtro di uscita		Assente	

Figura 63 - Parametri di targa dell'inverter

Per ottenere la tensione nominale di 400 V efficaci ai capi del carico è stato necessario operare sperimentalmente al fine di ricercare l'indice di modulazione di ampiezza *ma* appropriato: il valore trovato *ma=1,60* qualifica il funzionamento in sovr modulazione che comunque è consueto nel pilotaggio dei motori asincroni trifase attraverso gli inverter. La problematica di conseguire le tensioni nominali di rete a partire da tensioni del dc-link di poco superiori è nota in questo ambito, infatti i raddrizzatori passivi a sei impulsi costantemente utilizzati nello stadio di ingresso possono ottenere al massimo 540 Vdc sul dc-link se alimentati alla tensione di rete di 400 Vac.

5.2 PRESTAZIONI VALUTATE AL SIMULATORE CIRCUITALE

Alle condizioni nominali di alimentazione 400V, 50Hz il motore collegato all'inverter e così modellato, a pieno carico, sviluppa le seguenti prestazioni, estratte dal simulatore LTspice:

Grandezza	Symbol	Quantità	Note
Resistenza di carico nominale	Req	3,53 Ω	
Induttanza di carico nominale	Leq	7,28 mH	
Potenza apparente	Sm	110,75 kVA	$S_m = 3 \cdot V_{ab} \cdot I_{R1}$
Potenza attiva	Pm	90,53 kW	$P_m = 3 \cdot V_{R1} \cdot I_{R1}$
Potenza reattiva	Qm	63,80 kVAR	$Q_m = \sqrt{S_m^2 - P_m^2}$
Potenza dc-link	Pdc	91,83 kW	
Displacement Power Factor	DPF	0,839	$DPF = R_{eq} / Z_{eq}$
Modified Power Factor	MPF	0,817	
Total Distortion Factor	TDF	0,973	
Tensione efficace concatenata	Vab	399 V	
Ampiezza della fondamentale di tensione	$V'ab$	389 V	
Corrente efficace di linea	I_L	160 A	
Ampiezza della fondamentale di corrente	I'_L	160 A	
Scorrimento percentuale	$s\%$	1,12%	
Coppia utile all'asse	Tn	1090 Nm	

Figura 64 - Prestazioni nominali dell'inverter

Le grandezze Req e Leq sono rispettivamente le resistenze e induttanze di ciascun avvolgimento monofase di motore per il caso nominale. Essendo per ipotesi equilibrata, la terna trifase presenta una potenza apparente Sm pari a 3 volte il prodotto dei valori efficaci di corrente e tensione. La potenza attiva Pm è invece 3 volte il prodotto della tensione e corrente sul solo resistore di fase, equivalente quindi alla media della potenza istantanea valutata in regime distorto, ovvero con contributi provenienti da tutte le armoniche omologhe di tensione e corrente. La potenza reattiva Qm in regime distorto non presenta una definizione univocamente accettata: in tabella ne viene esplicitato il valore per differenza in norma 2 fra quella apparente e quella attiva (definizione di Fryze, denominata anche potenza fittizia).

Il Fattore di Potenza di Sfasamento DPF (Displacement Power Factor), altrimenti detto $\cos \varphi$, misura l'angolo fra le componenti fondamentali di corrente e tensione.

Segue il Modified Power Factor (MPF) che andremo ora a definire dopo un breve richiamo preliminare. Il PF (Power Factor) è il rapporto fra la potenza attiva erogata dalla sorgente e quella impegnata ovvero, nel caso sinusoidale, quella apparente. Nel caso sinusoidale puro il PF si riduce al solo DPF, e si possono definire univocamente potenza attiva, potenza reattiva e potenza apparente, potendo attribuire a ciascuna di loro un ben determinato significato fisico.

Nel caso di sorgente sinusoidale ma corrente distorta si deve considerare il contributo delle armoniche di corrente introducendo un Current Distortion Factor e definendo il

Power Factor nel seguente modo: $PF = \frac{P}{S} = \frac{V_{rms}}{V_{rms}} \frac{I_1}{I_{rms}} \cos \varphi_1$.

Nel caso di regime distorto sia in corrente che in tensione la definizione unanimemente accettata di Fattore di Potenza PF prevede di inserire a numeratore tutta la potenza attiva, comunque generata da qualsivoglia armonica. A denominatore invece come prima si continuerà a calcolare il prodotto dei valori efficaci.

Siccome per poter alimentare in modo corretto il motore desideriamo generare potenza attiva alla sola componente fondamentale, decidiamo di definire un Fattore di Potenza Modificato MPF (Modified Power Factor) dove a numeratore compaia solo la componente utile (alla frequenza fondamentale) della potenza attiva

$MPF = \frac{V_1}{V_{rms}} \frac{I_1}{I_{rms}} \cos \varphi_1$. Definendo in questo modo il Modified Power Factor otteniamo

un'equazione in cui il Fattore di Potenza Modificato si degrada secondo 3 diversi tipi di meccanismi: il primo è il DPF ($\cos \varphi$), il secondo è il Current Distortion Factor (come prima), il terzo è il Voltage Distortion Factor (il nuovo termine che tiene conto della distorsione di tensione). Il MPF è una stima di quanta potenza attiva riesco a generare nella componente desiderata a partire da una certa potenza impegnata.

Si può definire un TDF (Total Distortion Factor) come prodotto dei due fattori di distorsione di tensione e di corrente $TDF = \frac{V_1}{V_{rms}} \frac{I_1}{I_{rms}}$ e interpretare il MPF (Modified Power Factor) come il seguente prodotto: $MPF = TDF \cdot DPF$.

Detto questo, osservando la Figura 64, innanzitutto si nota che la potenza del dc-link è legata alla sola componente continua di corrente in quanto tutte le componenti alternate non sono in grado di estrarre potenza attiva da una sorgente DC. Si nota poi che la potenza di 90,53 kW offerta dall'inverter al carico è inferiore a quella attiva di targa che il motore richiederebbe (95,80 kW) per sviluppare la coppia nominale. Questo fatto è riconducibile direttamente al Fattore di Distorsione Totale TDF (Total Distortion Factor) della tensione e della corrente le cui forme d'onda non sono affatto sinusoidali e le cui componenti fondamentali sono inferiori ai valori RMS. La potenza attiva utile infatti, quella che compie lavoro, è riconducibile alle componenti fondamentali di tensione e corrente $P_m = V_1 \cdot I_1 \cdot \cos \varphi_1$: nello specifico caso esse si attestano rispettivamente a 389 V e 160 A. Se il Distortion Factor della corrente è pressoché unitario, quello di tensione vale 0,974: in queste condizioni il motore erogherà la coppia utile di 1090 Nm e non la coppia nominale di oltre 1150 Nm.

Ipotizzando di pilotare un carico meccanico che necessiti della coppia nominale del motore per raggiungere l'equilibrio dinamico (velocità costante), dalle caratteristiche del motore si deduce che lo scorrimento dovrà essere più grande, ricadendo nelle condizioni della Figura 54. In questa nuova condizione di scorrimento si andrà a stimare secondo il modello la nuova impedenza di carico offerta dagli avvolgimenti di statore al convertitore, secondo quanto riportato nelle prime due righe della Figura 65.

La caratteristica coppia/velocità del motore nella zona di stabilità è talmente ripida che a una modesta variazione dello scorrimento corrisponde una grande variazione di potenza e una grande variabilità dei parametri elettrici, per questo le modulazioni degli azionamenti a inverter spesso utilizzano la corrente di linea come elemento retroattivo per posizionare il punto di funzionamento entro i limiti concessi.

Riparametrando quindi l'impedenza del motore per ottenere la coppia nominale all'ampiezza ridotta della componente fondamentale della tensione di linea, si perviene ai nuovi risultati della Figura 65.

Grandezza	Symbol	Quantità	Note
Resistenza di carico	R_{eq}	3,40 Ω	
Induttanza di carico	L_{eq}	6,79 mH	
Potenza attiva	P_m	95,48 kW	
Potenza reattiva	Q_m	60,10 kVAR	
Potenza apparente	S_m	112,82 kVA	
Potenza dc-link	P_{dc}	96,86 kW	
Displacement Power Factor	DPF	0,847	
Modified Power Factor	MPF	0,825	
Total Distortion Factor	TDF	0,973	
Tensione efficace concatenata	V_{ab}	399 V	
Ampiezza della fondamentale di tensione	V'_{ab}	388 V	
Corrente efficace di linea	I_L	167 A	
Ampiezza della fondamentale di corrente	I_L	167 A	
Scorrimento percentuale	$s\%$	1,27%	
Coppia utile all'asse	T_n	1153 Nm	

Figura 65 - Prestazioni nominali dell'inverter con motore riparametrizzato

Questa nuova parametrizzazione è rispondente ai dati di targa del motore asincrono modellato ed è quella che effettivamente il motore stesso offre all'inverter nelle condizioni nominali di utilizzo, che tiene conto cioè anche dei fattori di distorsione.

Le forme d'onda della tensione concatenata e della corrente su un avvolgimento del motore sono visibili nella Figura 66.

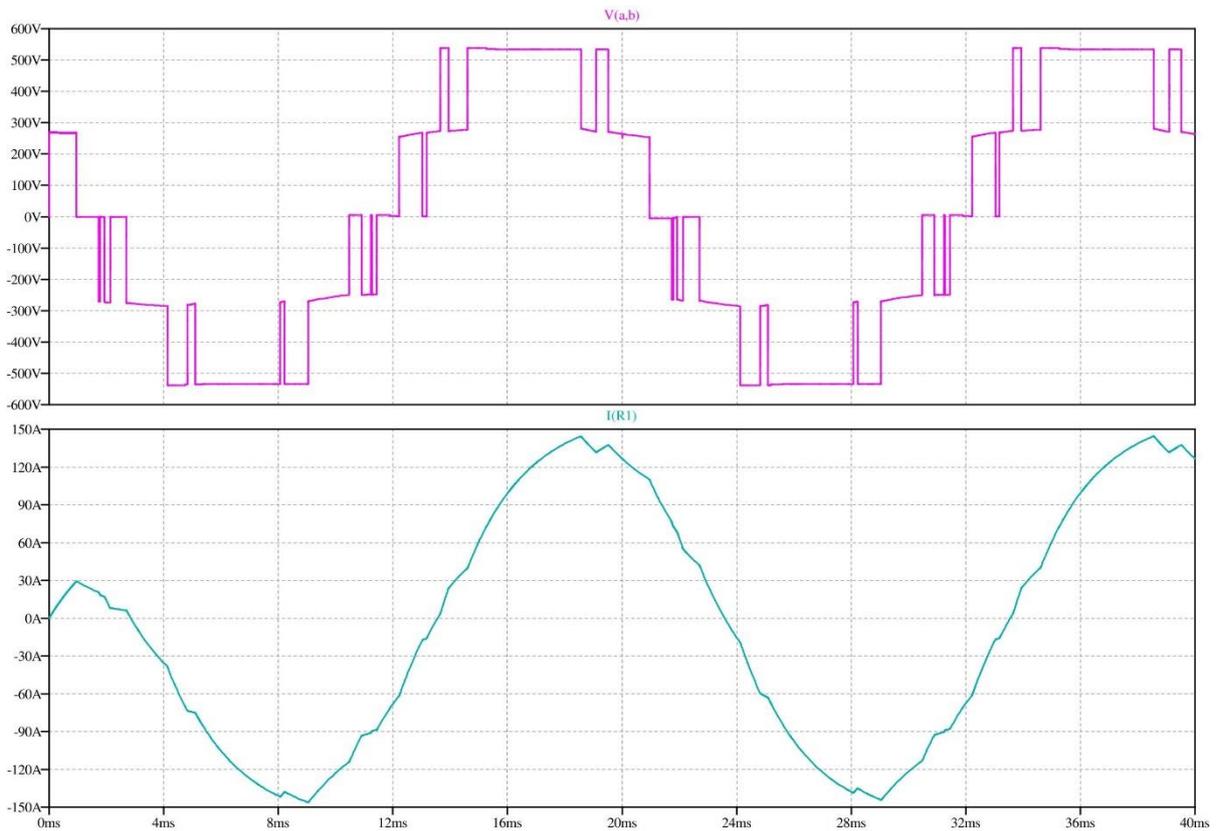


Figura 66 - Forme d'onda tensione-corrente

L'angolo di fase tra tensione e corrente si può rilevare di primo acchito direttamente sui diagrammi: risulta che la corrente è in ritardo rispetto alla tensione di poco meno di 2 ms denotando un carico induttivo che corrisponde, alla frequenza di 50Hz, $\cos\phi=0,84$. Si tratta del DPF (Displacement Power Factor), inteso come coseno della differenza di fase tra le componenti fondamentali di tensione e corrente il cui angolo, misurato più precisamente sviluppando in serie di Fourier i due segnali, risulta essere di $149,77-117,66=32,11^\circ$ per un coseno di 0,847.

La tensione di uscita è a cinque livelli in quanto si tratta della tensione concatenata data dalla combinazione di due leg in commutazione successiva con ritardo di 120° . Nella figura seguente si mostrano la tensione stellata di uscita del primo leg e quella concatenata tra i primi due.

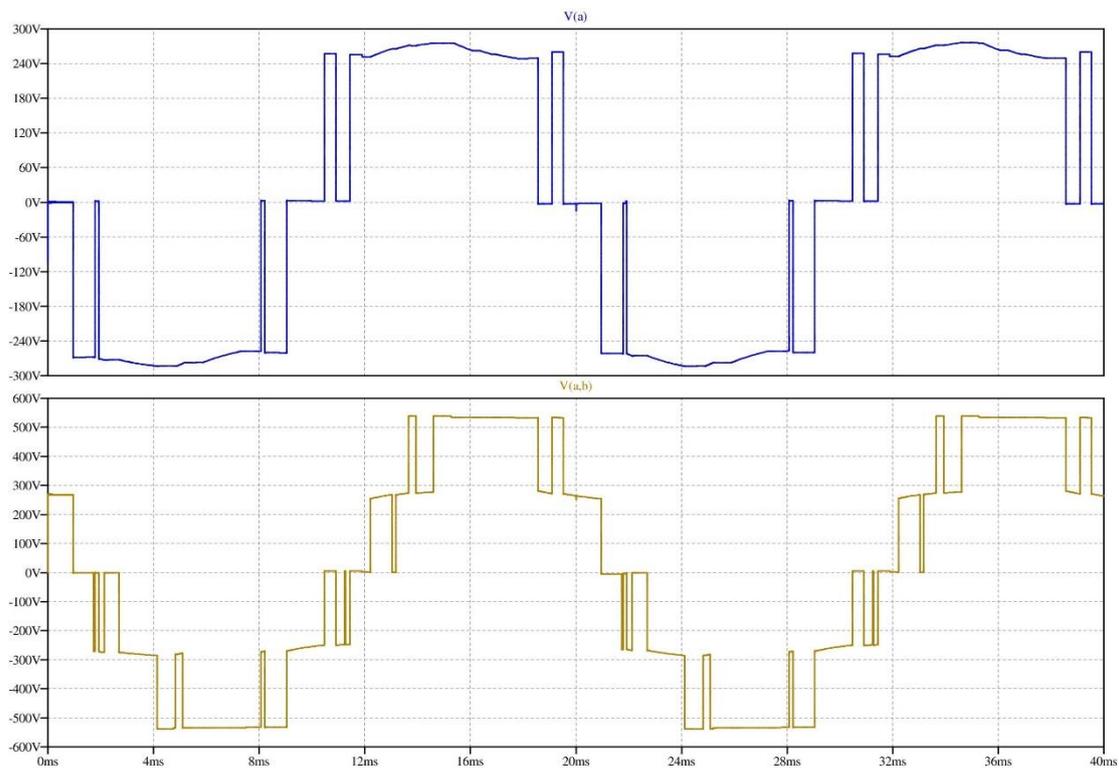


Figura 67 - Tensione di fase e di linea sul carico $m_a=1,60$ $m_f=15$

L'andamento delle potenze istantanee sui tre avvolgimenti di motore e sul dc-link è mostrato nella Figura 68. Come noto il periodo della potenza è la metà rispetto al periodo di tensione e corrente che l'hanno generata, la frequenza quindi è 100 Hz. Il triplo di quest'ultima, 300 Hz, è la frequenza della potenza sul dc-link in quanto il dc-link è unico e alimenta con impulsi equispaziati di 120° i tre leg.

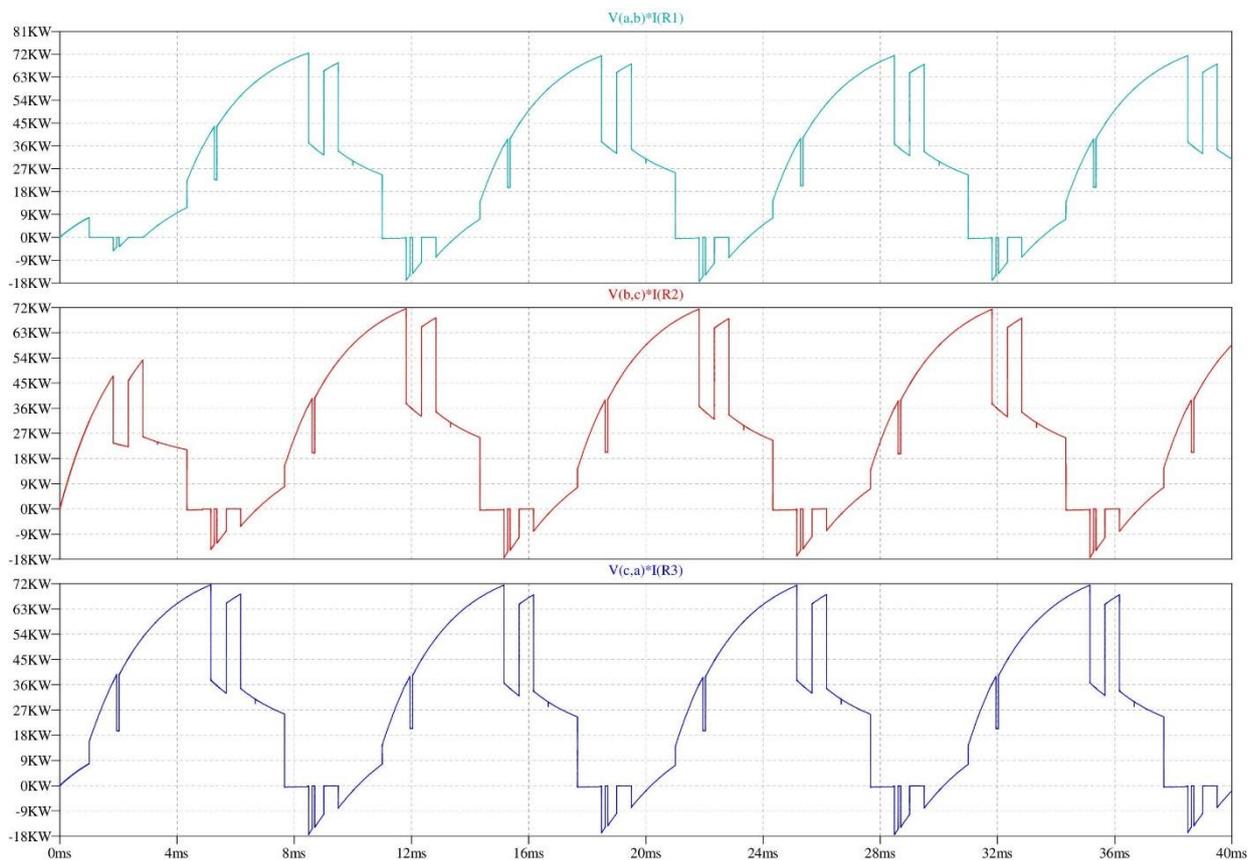


Figura 68 - Forme d'onda delle potenze istantanee

La successione degli stati di comando applicati ai dispositivi attivi è ripresa nella figura seguente e riporta la tensione di uscita di un leg rispetto al punto di mediano di clampatura:

Stato	Z1a	Z2a	Z3a	Z4a	Van	Note
00	OFF	OFF	ON	ON	$-V_{dc}/2$	-C12
01	OFF	ON	ON	OFF	0	
10	ON	OFF	OFF	ON	---	stato proibito
11	ON	ON	OFF	OFF	$+V_{dc}/2$	C11

Figura 69 - Stati di un leg DCMC

La tensione di fase (stellata) ha quindi tre livelli ($-V_{dc}/2$, 0, $+V_{dc}/2$), la tensione di linea (concatenata) tra due leg qualsiasi aggiunge gli ulteriori livelli $-V_{dc}$ e $+V_{dc}$, rendendo l'inverter a tutti gli effetti un 5 livelli come si riscontra dalle forme d'onda appena viste.

La topologia DCMC ha uno stato proibito che deve essere evitato nella strategia di commutazione, pertanto di quattro commutazioni teoricamente disponibili solo tre sono performanti e corrispondono agli altrettanti stati utili del convertitore. Non tutte le modulazioni sono adatte a pilotare il DCMC: una delle più utilizzate di tipo analogico è la PD-PWM a due portanti triangolari traslate in fase o APOD-PWM a due portanti triangolari traslate in controfase. Sul versante delle modulazioni numeriche si segnala la SVM (Space Vector Modulation) che è tipicamente orientata al controllo dei motori a induzione, in questo lavoro si è utilizzato il primo tipo.

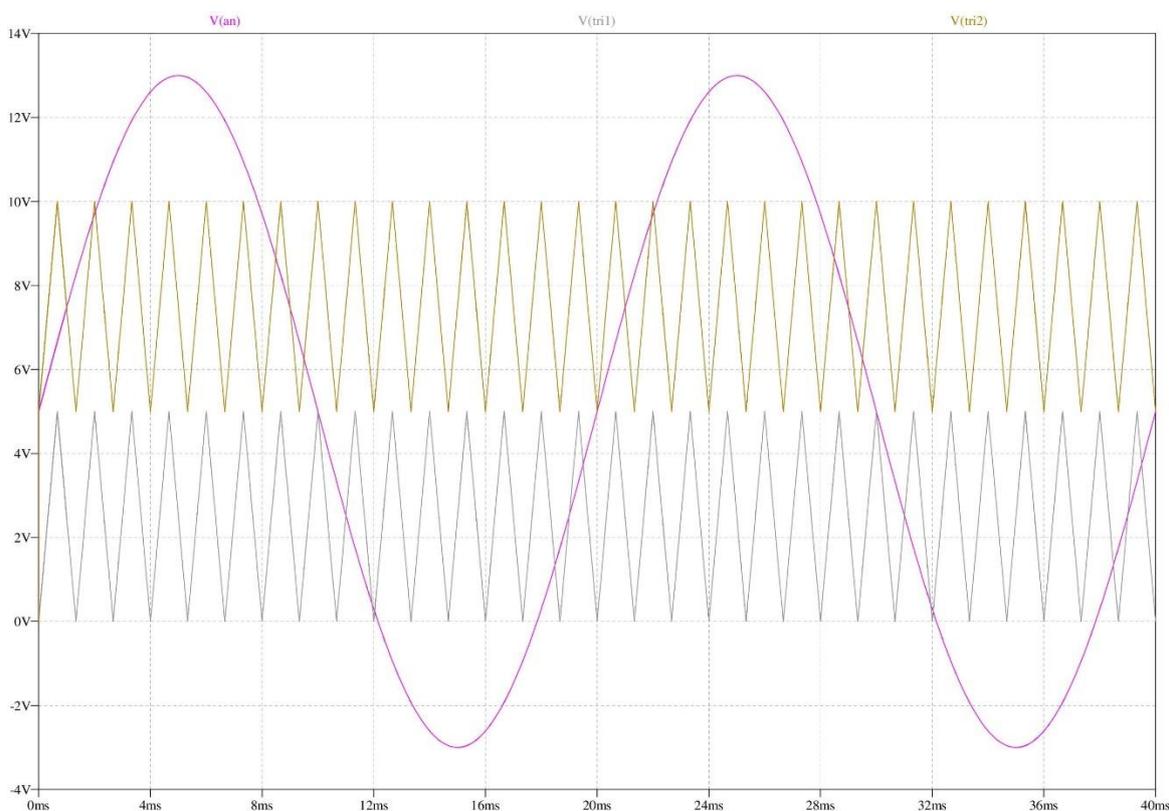


Figura 70 - Modulazione PD-PWM con indice $m_a=1,60$ $m_f=15$

Nella Figura 70 è visibile la modulazione specifica di pilotaggio dell'inverter ai parametri nominali. La modulazione è quindi analogica ed è strutturata nel seguente modo: un blocco di pilotaggio di gate compara in ogni istante il segnale modulante sinusoidale (uno per ciascun leg, sfasato di 120°) con due portanti fisse triangolari PD, estrapolando il segnale di gate per due IGBT (il primo e il secondo di ogni leg), gli altri due segnali per ogni leg, essendo i negati dei precedenti, sono derivati dai primi interponendo un buffer invertente, non si impostano tempi morti.

La tensione di pilotaggio di gate è fissata come da specifiche dell'IGBT, +15V in accensione e -15V in spegnimento. Per comprendere più agevolmente il meccanismo di comparazione si utilizza un indice di modulazione di ampiezza $m_a < 1$ come di seguito.

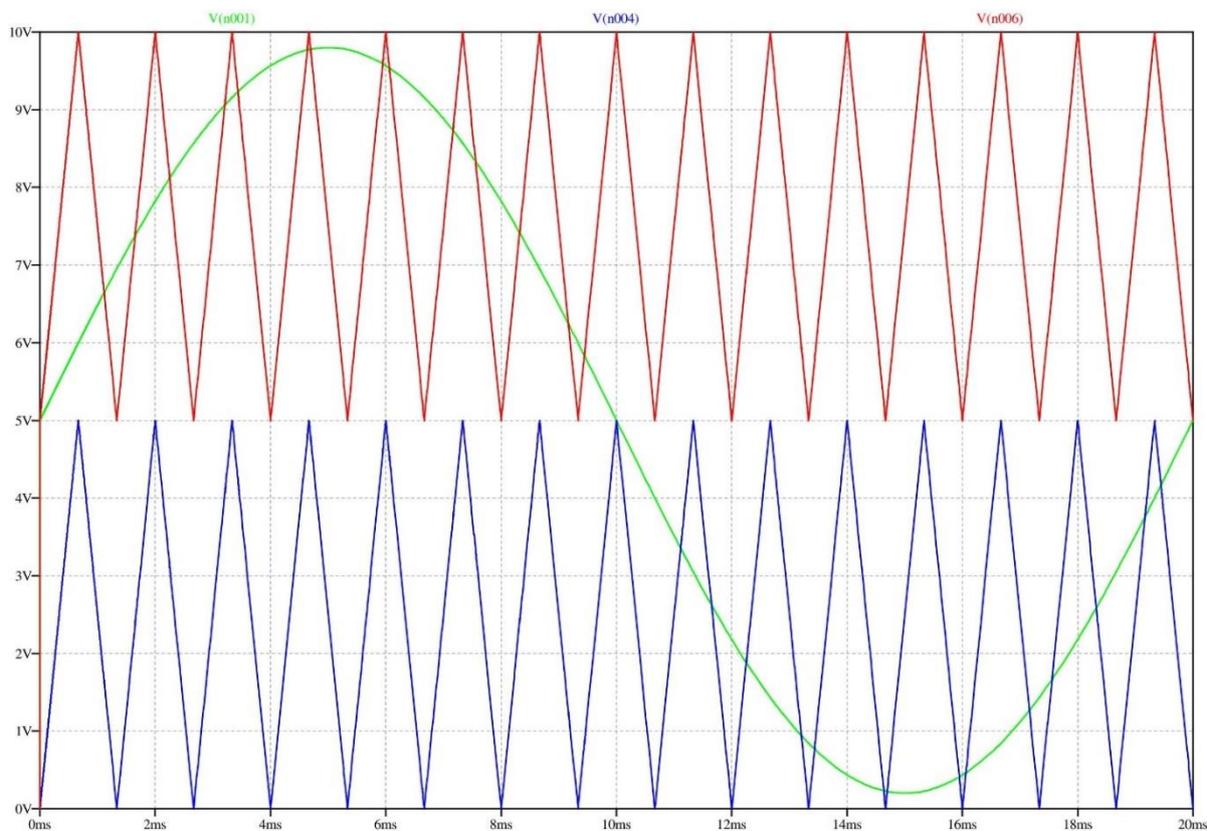


Figura 71 - Modulazione PD-PWM con indice $m_a=0,96$ $m_f=15$

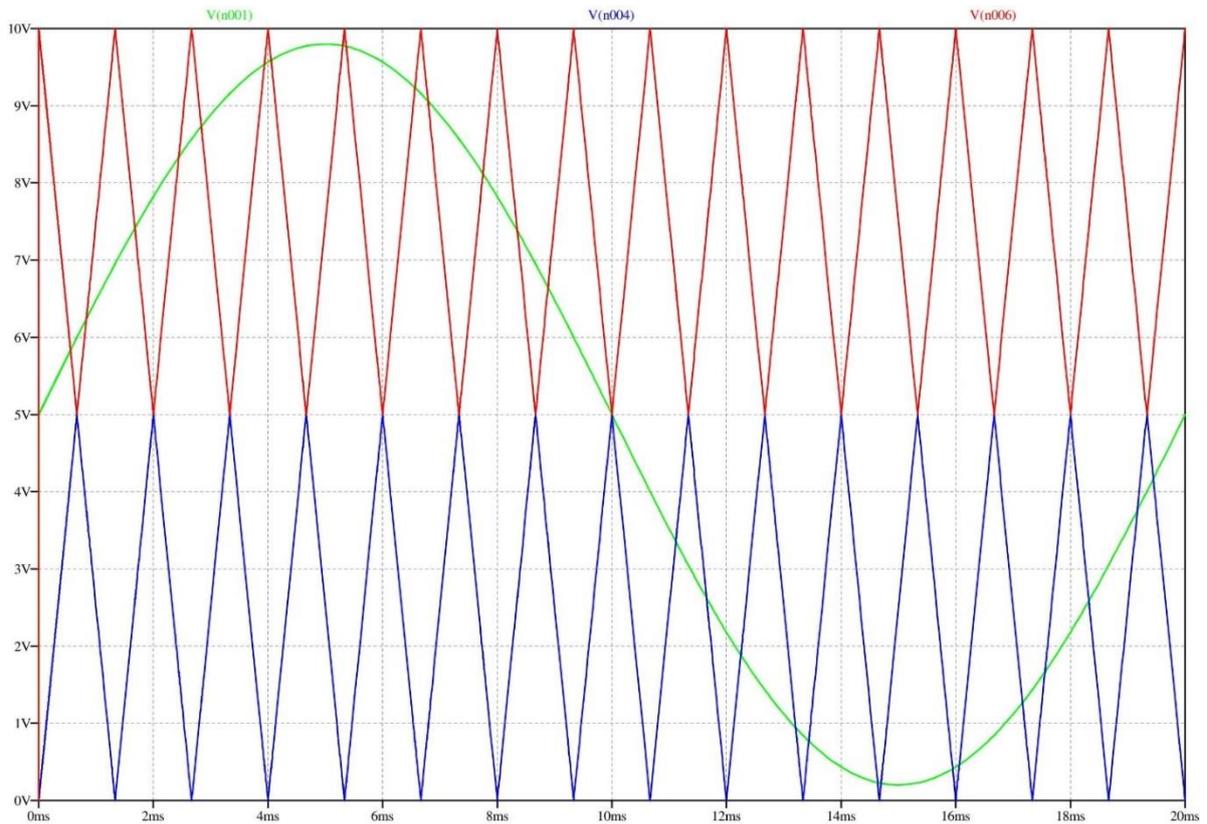


Figura 72 - Modulazione APOD-PWM con indice $m_a=0,96$ $m_f=15$

La ricostruzione della semionda negativa della tensione di uscita avviene usando un treno di impulsi ad onda quadra modulando gli stati 00-01 di Figura 69 a duty cycle variabile. La successiva semionda positiva viene ricostruita modulando gli stati 01-11. La combinazione 10 non viene in alcun modo utilizzata perché quando commuta Z2 il segnale di gate di Z1 è sempre basso, e quando commuta Z1 il segnale di gate di Z2 è sempre alto, come si vede nella Figura 73.

In alcune topologie e modulazioni, appositi circuiti a valle del blocco di comparazione tengono conto del tempo di commutazione tipico dei dispositivi impiegati e dei tempi di recupero anche dei diodi di ricircolo e blocco, impostando un congruo tempo di commutazione aggiuntivo, detto tempo morto (dead time), per evitare la contemporanea chiusura di due switch complementari, che potrebbe portare a situazioni instabili e in alcuni casi potenzialmente distruttive. Nello specifico caso di DCMC multilivello in esame, la combinazione proibita 10 è sistematicamente evitata alla radice dalla modulazione PD-PWM e non è necessario impostare tempi morti.

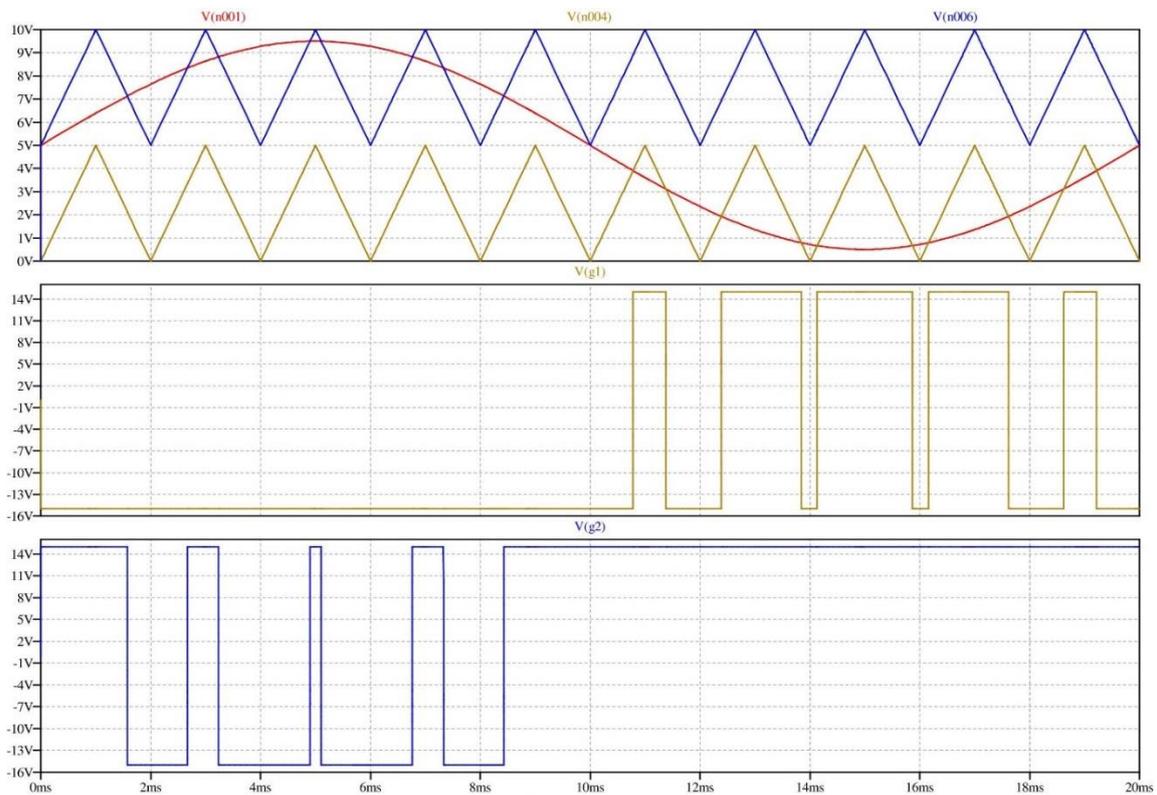


Figura 73 - Segnali di pilotaggio PWM-PD $m_a=0,9$ e $m_f=10$

Si passa ora ad esaminare le caratteristiche di commutazione degli IGBT: le transizioni di accensione e di spegnimento di un IGBT che interessano la corrente nominale sono rappresentate nelle figure seguenti.

Quando l'IGBT entra in conduzione la tensione V_{ce} ai suoi capi diminuisce rapidamente fino a mantenersi al livello $V_{ce_{sat}}$ e il componente conduce la corrente di collettore I_c , il tempo totale di accensione indicato sul datasheet è 138 ns.

Quando l'IGBT entra in interdizione la tensione V_{ce} ai suoi capi aumenta rapidamente fino a mantenersi allo step di tensione della topologia (nel three level NPC è $V_{dc}/2$), il componente smette di condurre. Il tempo totale di spegnimento indicato sul datasheet è 325 ns.

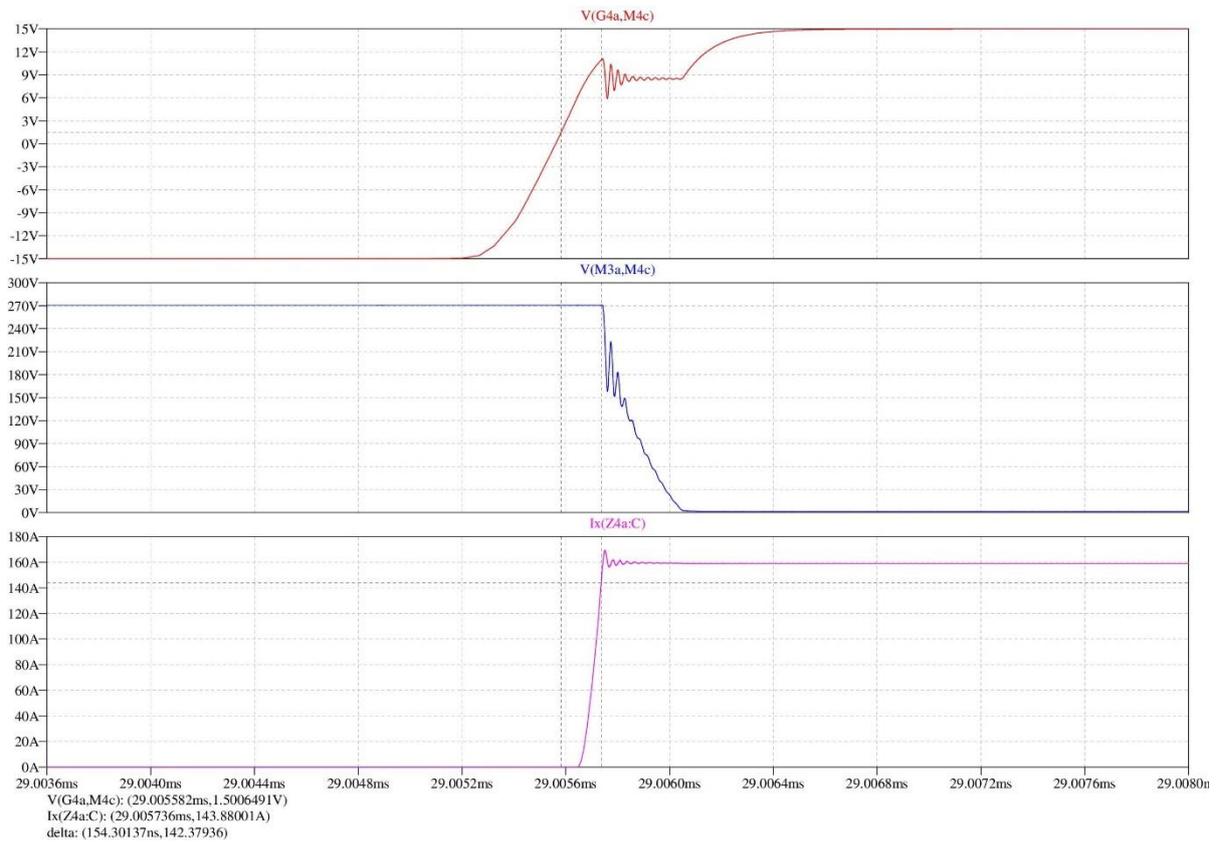


Figura 74 - Accensione dell'IGBT

Nella Figura 74 si può apprezzare una commutazione di accensione, il Turn-on Delay Time $td(on)$ è il tempo intercorrente tra il 10% di $V_{ge\ on}$ e il 10% di I_c . Il Rise Time tr è il tempo che ci mette la I_c ad andare dal 10% al 90%. Il Turn-on Time è la somma dei due tempi.

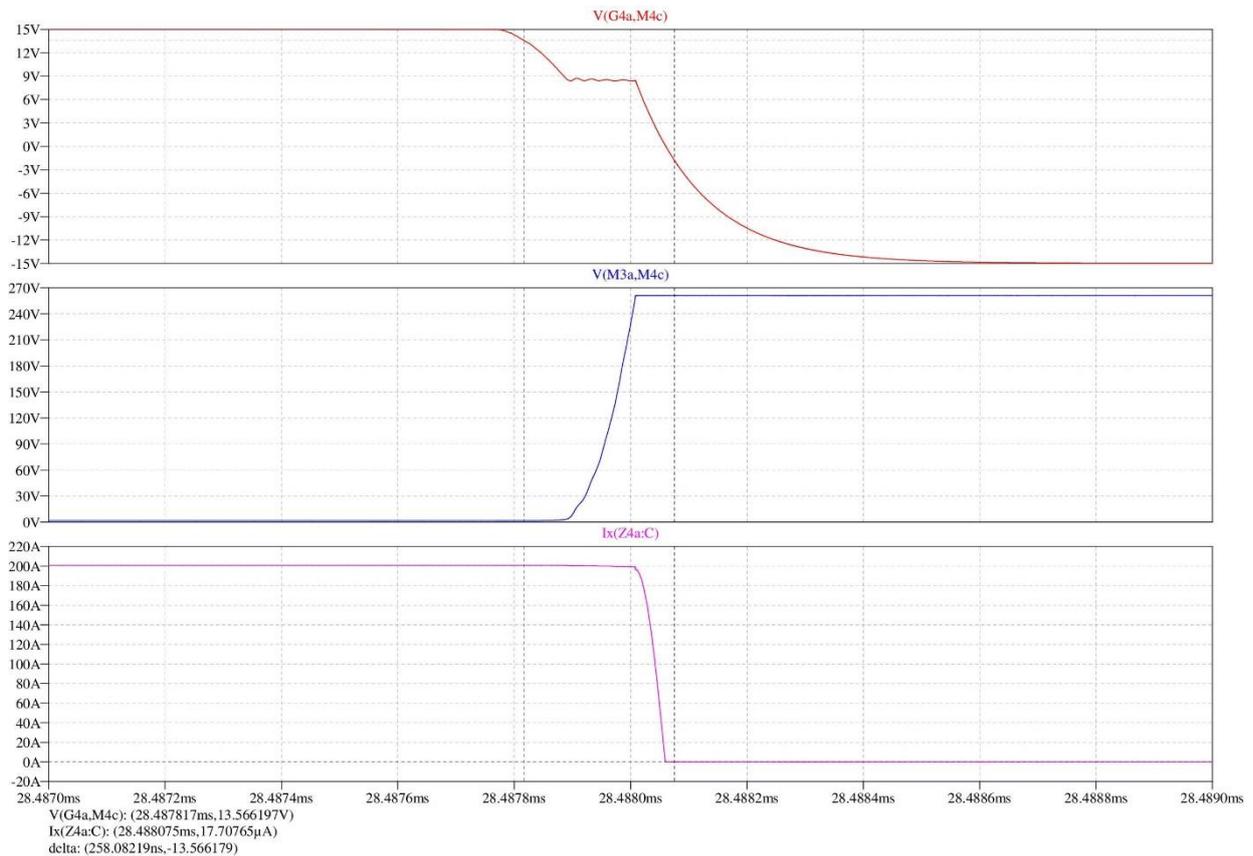


Figura 75 - Spegnimento dell'IGBT

Nella Figura 75 si può apprezzare una commutazione di spegnimento, il Turn-off Delay Time $td(off)$ è il tempo intercorrente tra il 90% di $V_{ge\ on}$ e il 90% di I_c . Il Fall Time t_f è il tempo che ci mette la I_c ad andare dal 90% al 10% lungo una linea retta tracciata tra gli istanti in cui la corrente ha raggiunto il 90% e il 60% del suo valore iniziale. Il Turn-off Time è la somma dei due tempi.

Durante ciascuna commutazione degli IGBT, sia in accensione che in spegnimento, ogni componente dissipa l'energia di commutazione, intesa come integrale per il tempo totale di commutazione delle variabili tensione e corrente che interessano ciascun dispositivo. Nelle figure seguenti è mostrato l'andamento dell'energia durante una commutazione di accensione e spegnimento.

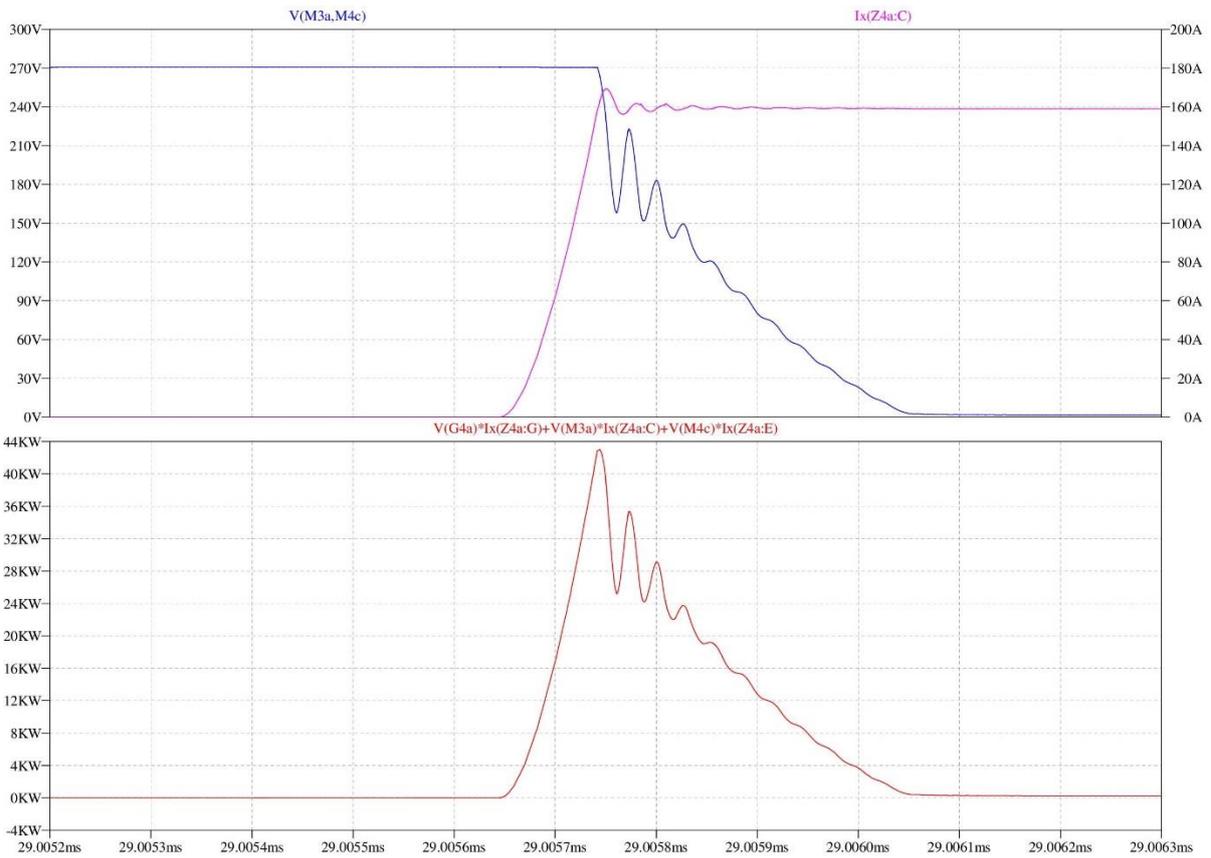


Figura 76 - Energia di accensione dell'IGBT

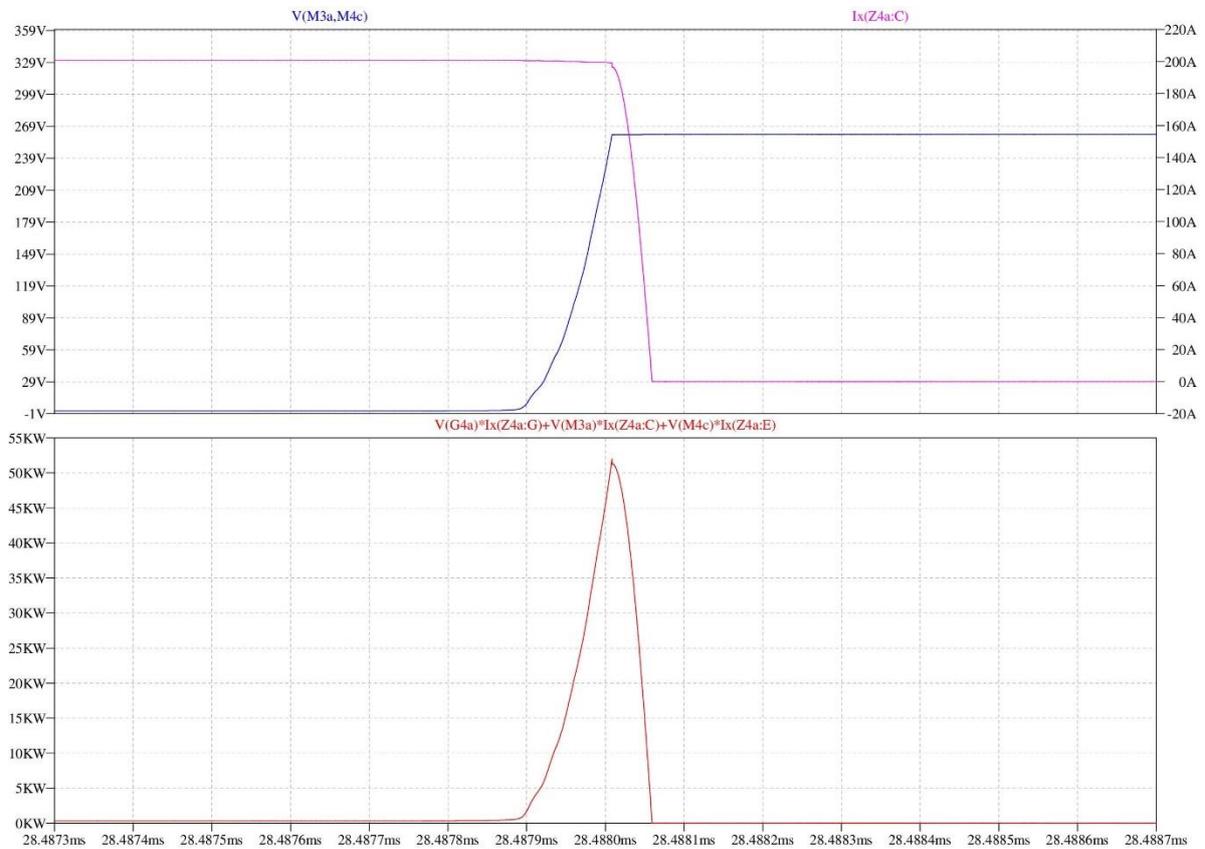


Figura 77 - Energia di spegnimento dell'IGBT

Il confronto tra parametri di fabbrica e misure desunte dai grafici appena illustrati è nella seguente tabella.

Parametro IGBT	Fabbrica	Simulato	Note
Tempo di accensione	138 ns	154 ns	
dv/dt max		-785 V/us	
di/dt max		1.170 A/us	
Vce sat	1,4 V	1,78 V	
Energia di accensione	4,40 mJ	6,28 mJ	
Tempo di spegnimento	325 ns	258 ns	
dv/dt max	<10 kV/us	800 V/us	
di/dt max		-3.300 A/us	
Energia di spegnimento	2,20 mJ	3,17 mJ	

Figura 78 - Parametri di accensione e spegnimento IGBT

Ogni commutazione di accensione e spegnimento richiede le energie viste in Figura 78 che comporta il dispendio della potenza di commutazione, inoltre ciascun componente dissipa la potenza di conduzione dovuta alla tensione V_{ce} residua ai suoi capi e alla corrente di collettore I_c . La potenza media dissipata sugli IGBT ai parametri nominali del circuito (frequenza di uscita 50Hz, frequenza di switching 750Hz) è visibile nella figura seguente.

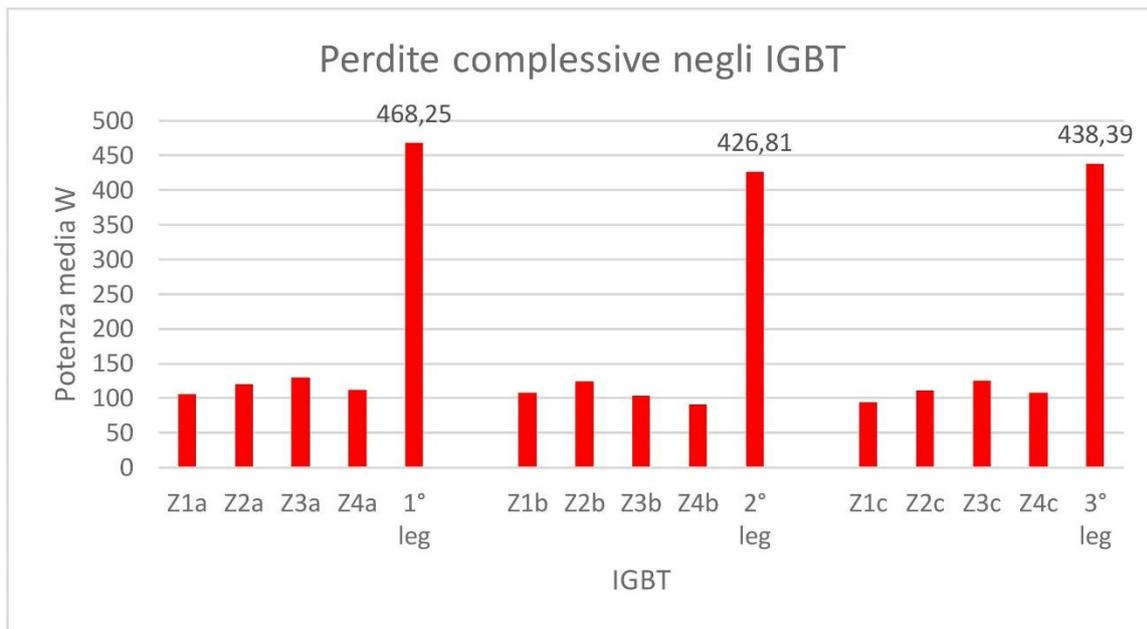


Figura 79 - Perdite negli IGBT

Le perdite di conduzione e di commutazione ammontano quindi a 1,33 kW. Unitamente alle altre perdite dell'inverter (diodi di ricircolo, diodi di clamping, condensatori del dc-link), si perviene al calcolo delle perdite complessive nei circuiti del convertitore che ammontano a 1,38 kW, a fronte di una potenza di uscita ai morsetti dell'inverter di 95,48 kW, calcolata come sommatoria delle tre potenze di leg, e una potenza sul dc-link di 96,86 kW. L'efficienza dell'inverter è quindi $\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{95,48}{96,86} = 0,986$.

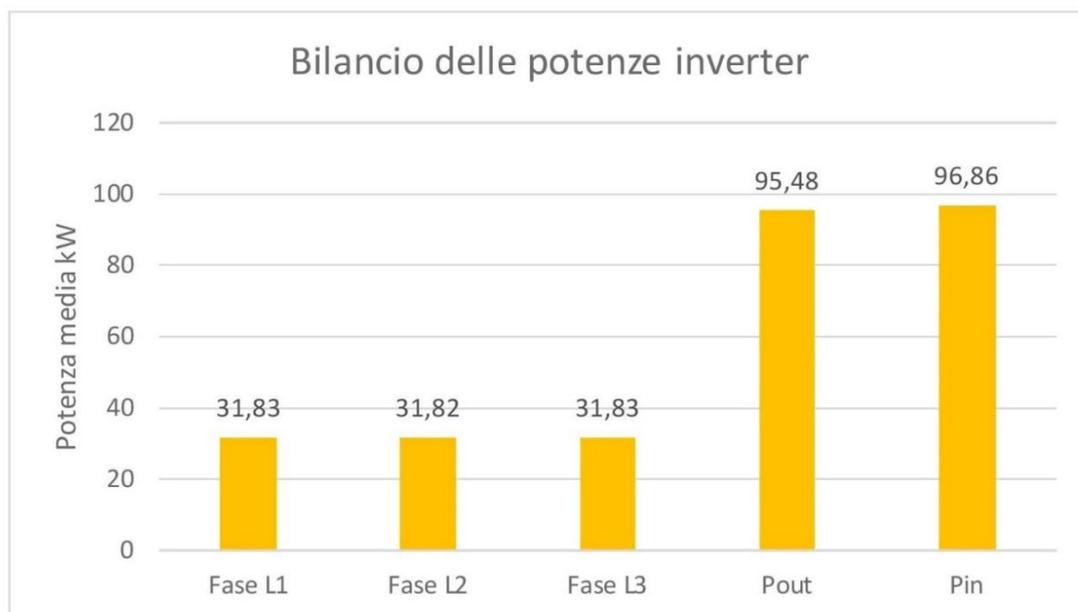


Figura 80 - Bilancio delle potenze inverter

5.3 DISTORSIONE ARMONICA

In generale in questo tipo di convertitori la tensione di uscita non è sinusoidale ma è un'onda quadra frutto di una ricostruzione a partire da una fonte di tensione continua, per questo motivo la tensione è affetta da un contenuto armonico importante che la tecnologia multilivello in parte riduce. La corrente di uscita invece, se la frequenza di switching è relativamente più alta della frequenza di modulazione, è quasi sinusoidale e il suo contenuto armonico è limitato. Per contenere gli effetti trasmissivi indesiderati, per massimizzare il rendimento energetico del convertitore e per rientrare entro livelli di distorsione normativamente accettabili è comunque sempre dimensionato un filtro di uscita passa-basso a tagliare l'eccesso armonico tutte le volte che il carico non funga lui stesso da passa-basso (come nel caso dei motori).

Essendo tensione e corrente di uscita segnali periodici, questi si possono rappresentare in serie di Fourier, che fornisce indicazioni precise sul posizionamento delle singole armoniche nello spettro e sulla loro ampiezza e fase.

Un primo parametro con cui si qualifica il contenuto armonico di un segnale è la Distorsione Armonica Totale o THD (Total Harmonic Distortion) che esprime quanto

una forma d'onda diverge dalla sua componente fondamentale, $THD = \frac{1}{A_1} \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}$ dove

A_1 è l'ampiezza della componente fondamentale della forma d'onda e A_n è l'ampiezza di ciascuna delle componenti armoniche oltre la fondamentale, valutate in valore efficace.

Ricordando che il valore efficace di una grandezza (o valore RMS) è pari alla sommatoria di tutte le sue armoniche, compresa la fondamentale, $A_{RMS} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} A_k^2}$, e il solo contributo

armonico vale invece la sommatoria delle sole armoniche oltre la prima $A_H = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}$, la

Distorsione Armonica Totale THD si può calcolare come rapporto tra l'ammontare delle armoniche e quello della componente fondamentale, che è la sola che compie lavoro e

sviluppa potenza attiva, $THD = \frac{1}{A_1} \sqrt{A_{RMS}^2 - A_1^2}$ oppure in altra forma, dopo semplici

passaggi, $THD = \sqrt{\frac{A_{RMS}^2}{A_1^2} - 1}$.

Il Fattore Armonico HF (Harmonic Factor) definito come $HF_n = \frac{A_n}{A_1}$ esprime invece il

rapporto tra i valori efficaci dell'ennesima armonica A_n rispetto alla fondamentale A_1 e dà informazioni sull'incidenza relativa di ciascuna.

Detto questo, le figure seguenti illustrano gli spettri armonici della tensione concatenata di uscita e della corrente di fase, arrestati alla quarantesima armonica, ai parametri nominali dell'inverter.

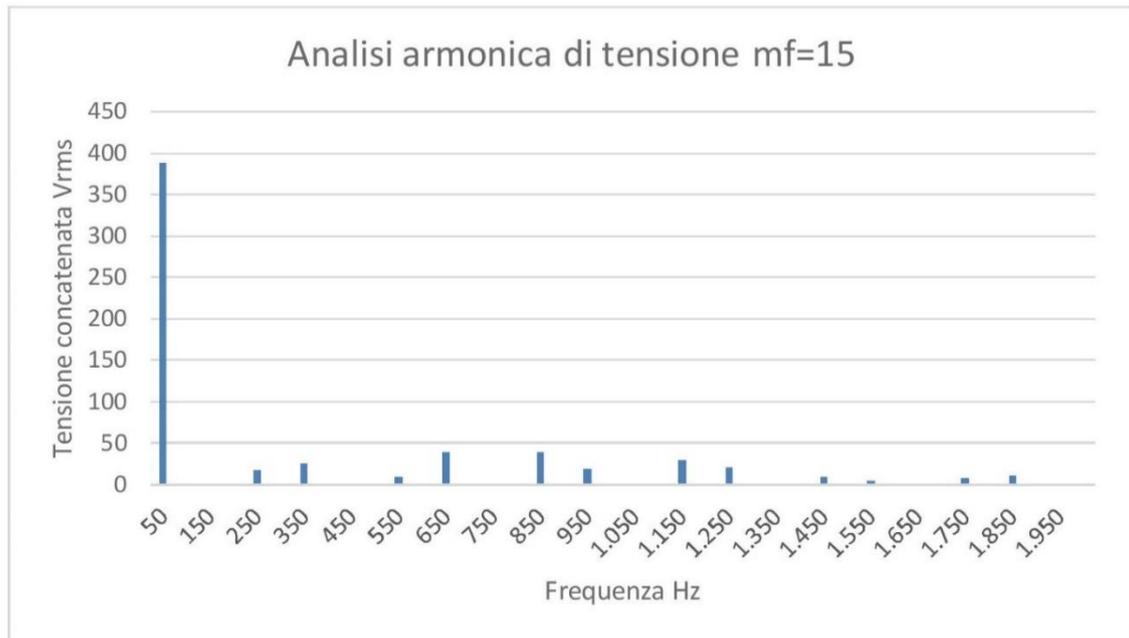


Figura 81 - Armoniche della tensione di uscita $m_a=1,60$ $m_f=15$

La THD% della tensione concatenata di uscita risulta circa il 20%. Nella modulazione PWM qui utilizzata le armoniche di tensione si dispongono ai lati della frequenza portante e suoi multipli interi, a passi relativi alla frequenza modulante e suoi multipli interi, secondo la seguente progressione:

- $f_{HV} = f_{tri} \pm 2f_{sin}, 2f_{tri} \pm f_{sin}, 3f_{tri} \pm 2f_{sin}, 4f_{tri} \pm f_{sin} \dots$ in altri termini
- $f_{HV} = f_{sin}(m_f \pm 2), f_{sin}(2m_f \pm 1), f_{sin}(3m_f \pm 2), f_{sin}(4m_f \pm 1) \dots$

Così alla frequenza della portante, e suoi multipli, il contenuto armonico è nullo, mentre è significativo alle frequenze adiacenti, a passi della modulante o del suo doppio. In questo modo l'ordine delle armoniche significative è legato all'indice di modulazione di frequenza m_f : con m_f dispari le armoniche significative sono ancora di ordine dispari, con m_f pari le armoniche significative sono ancora di ordine pari. Il peso percentuale di ciascuna armonica in rapporto alla fondamentale, cioè il Fattore Armonico HF (Harmonic Factor) si riscontra agevolmente nella Figura 82.

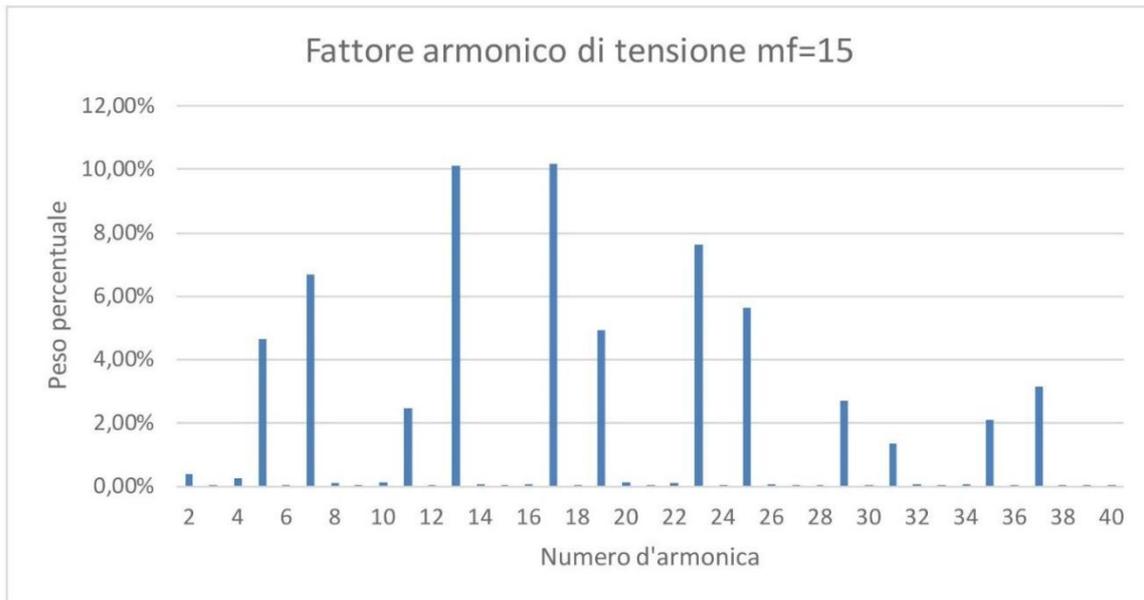


Figura 82 - Fattore armonico di tensione $ma=1,60$ $mf=15$

Con $mf=15$ alla frequenza di switching 750Hz si vede che le armoniche significative sono di ordine dispari. Con $mf=16$ alla frequenza di switching 800Hz si vede che le armoniche significative sono di ordine pari.

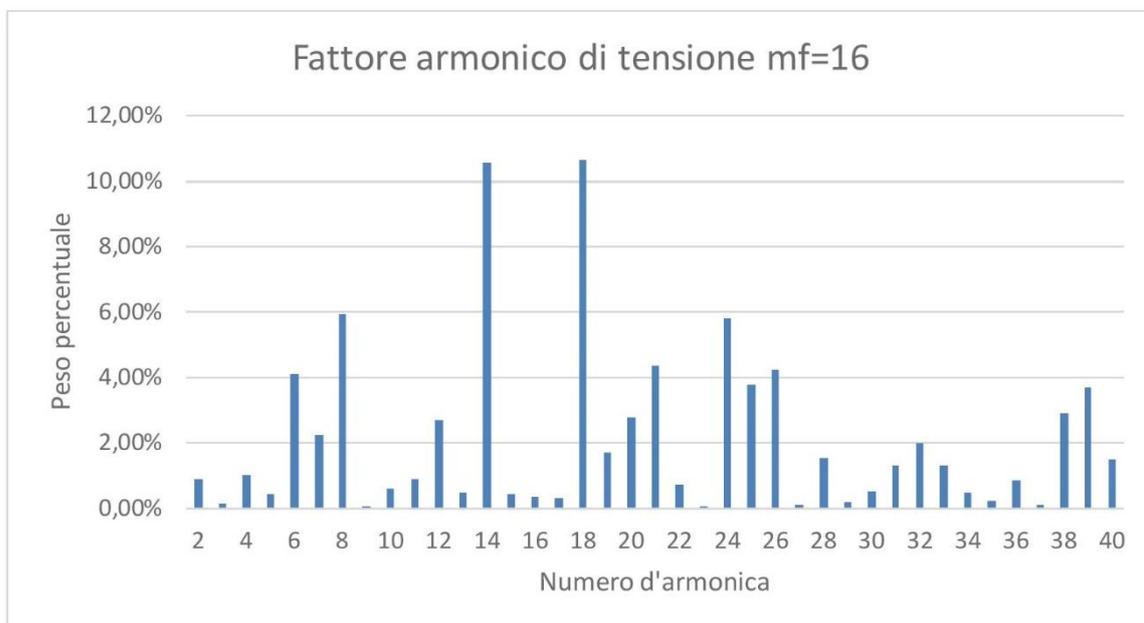


Figura 83 - Fattore armonico di tensione $ma=1,60$ $mf=16$

Più è alto l'indice di modulazione di frequenza, a parità di frequenza di uscita, più lo spettro armonico è traslato a frequenze più alte, in questo modo diviene meno impegnativo dimensionare il filtro di uscita.

Analoga presentazione dei risultati si fa per la corrente che circola su un avvolgimento di motore, la THD% di corrente si attesta a circa il 3%.

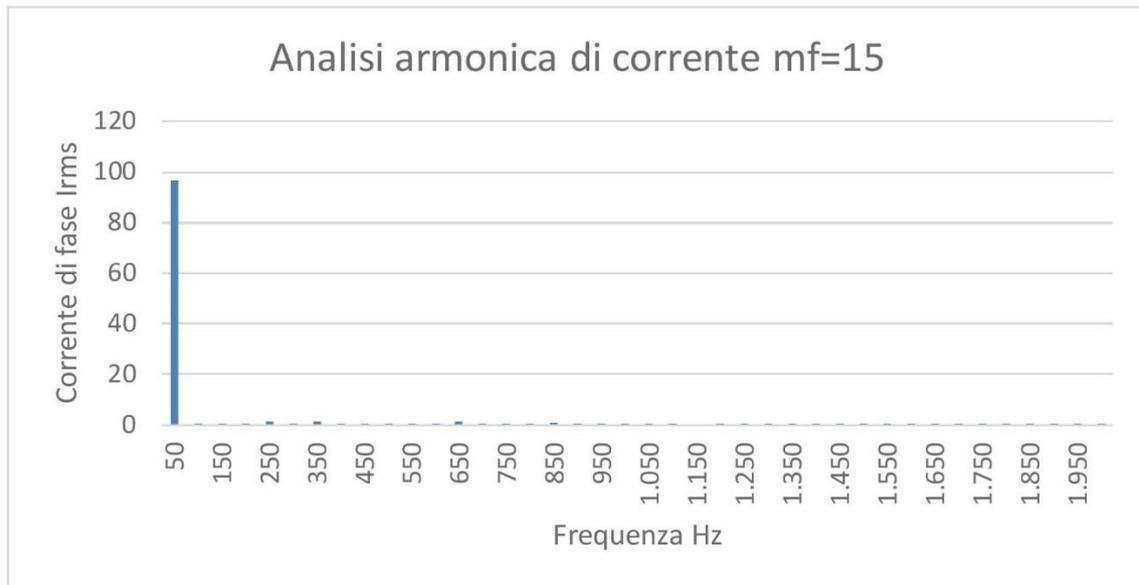


Figura 84 - Armoniche della corrente di fase ma=1,60 mf=15

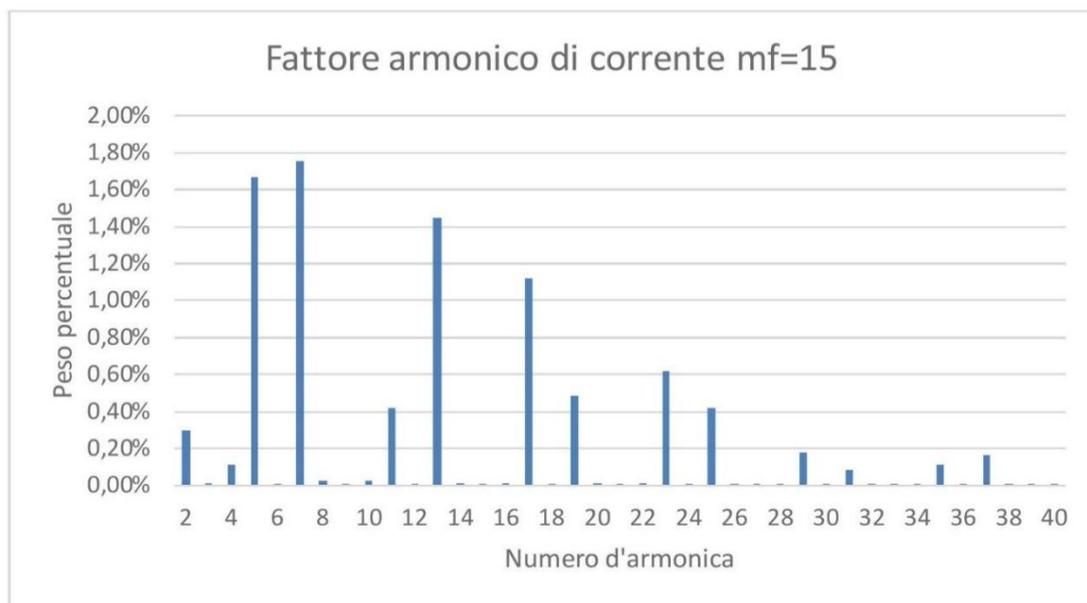


Figura 85 - Fattore armonico di corrente ma=1,60 mf=15

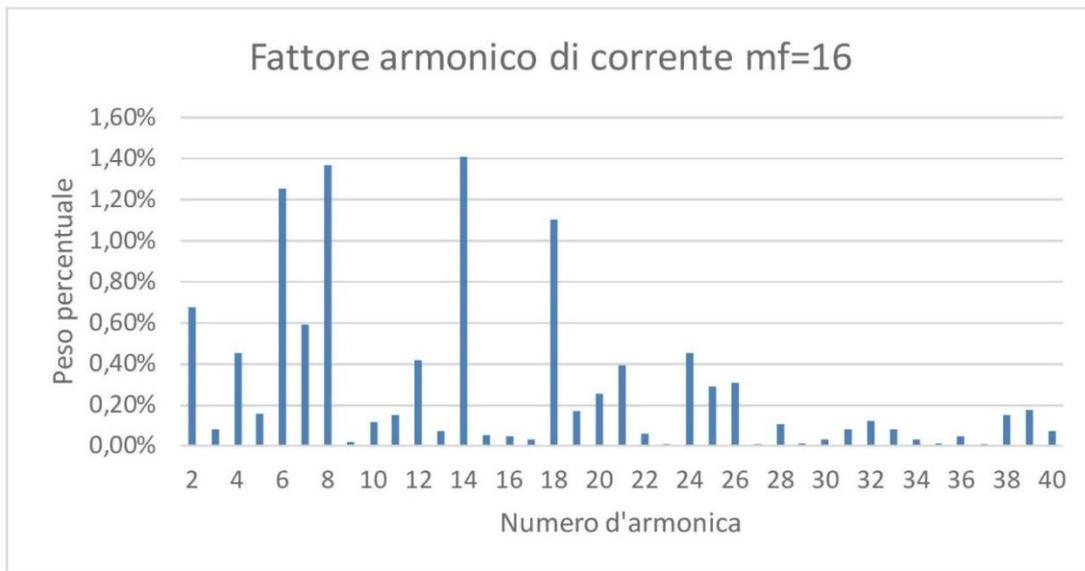


Figura 86 - Fattore armonico di corrente $m_a=1,60$ $m_f=16$

Il raffronto dei segnali di tensione e corrente, anche sotto l'aspetto dell'analisi armonica, conferma che il segnale di tensione dell'inverter VSI (Voltage Source Inverter) ha maggiori disturbi rispetto a quello di corrente perché ha origine dalla commutazione PWM dei dispositivi attivi. Del resto indicazioni di questo genere le avevamo avute fin dalla Figura 64 e dalla Figura 65 in cui si riscontra un valore efficace della corrente di linea pressoché identico a quello della componente fondamentale, per un fattore di distorsione di corrente quasi unitario, mentre il rapporto tra componente fondamentale della tensione concatenata e suo valore efficace fornisce un fattore di distorsione di tensione inferiore, indice di un maggiore degrado armonico.

5.4 PRESTAZIONI IN REGIME VARIABILE

Le prestazioni ai dati di targa sono state illustrate nel paragrafo precedente. L'inverter VSI (Voltage Source Inverter) è un convertitore industriale in grado di variare la velocità del motore asincrono conservando la coppia, la variazione combinata di ampiezza e frequenza della tensione di uscita attraverso la modulazione PWM è alla base del principio di funzionamento.

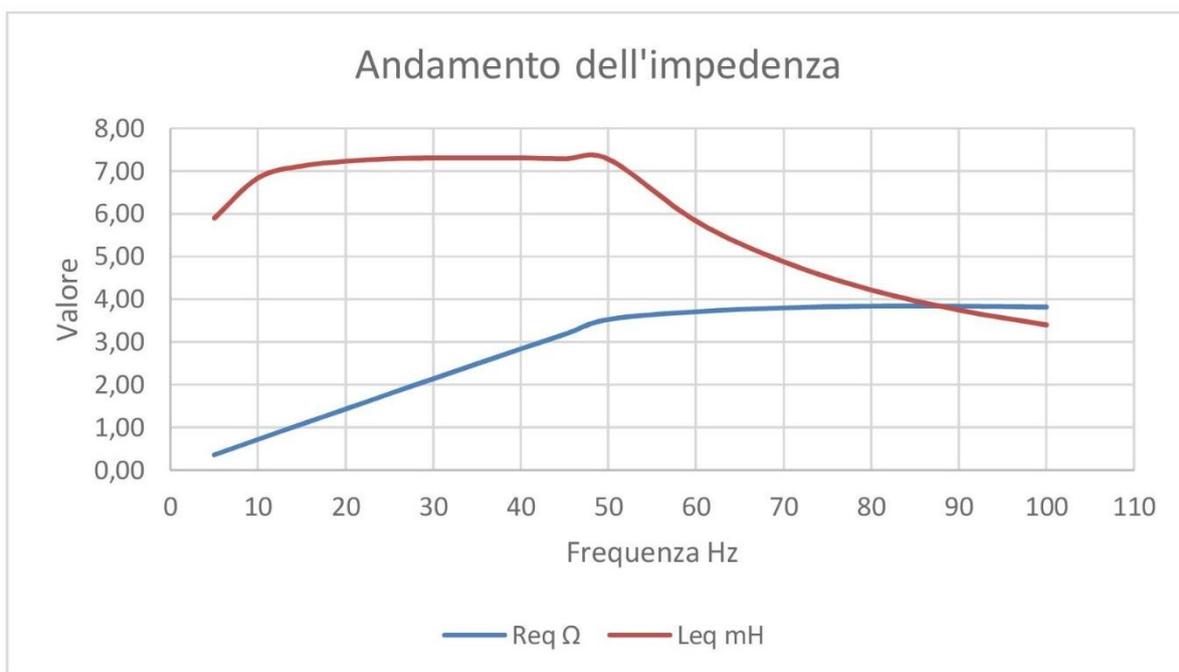


Figura 87 - Andamento dell'impedenza del motore asincrono

La Figura 87 mostra l'andamento dell'impedenza del motore da 5 Hz a 100 Hz, tenendo conto che i valori nel range da 5-50 Hz sono ottenuti nel funzionamento a coppia costante, pari alla nominale, e con rapporto V/f costante, mentre nel range 50-100 Hz i valori sono relativi al funzionamento a potenza costante, pari alla nominale.

L'indice di modulazione d'ampiezza è direttamente responsabile del livello della tensione di uscita come si vede nella Figura 88, ottenuta variando l'indice ma a parità di altre condizioni. Si nota che nel primo tratto (sottomodulazione) la curva ha una proporzionalità quasi diretta mentre nella seconda parte (sovramodulazione) l'incremento anche consistente dell'indice non è in grado di conseguire incrementi di tensione proporzionali. Ciò si spiega col fatto che la cresta della tensione di uscita non può superare quella media del dc-link, tenuto conto anche delle commutazioni PWM che riducono comunque il valor medio della tensione di uscita.

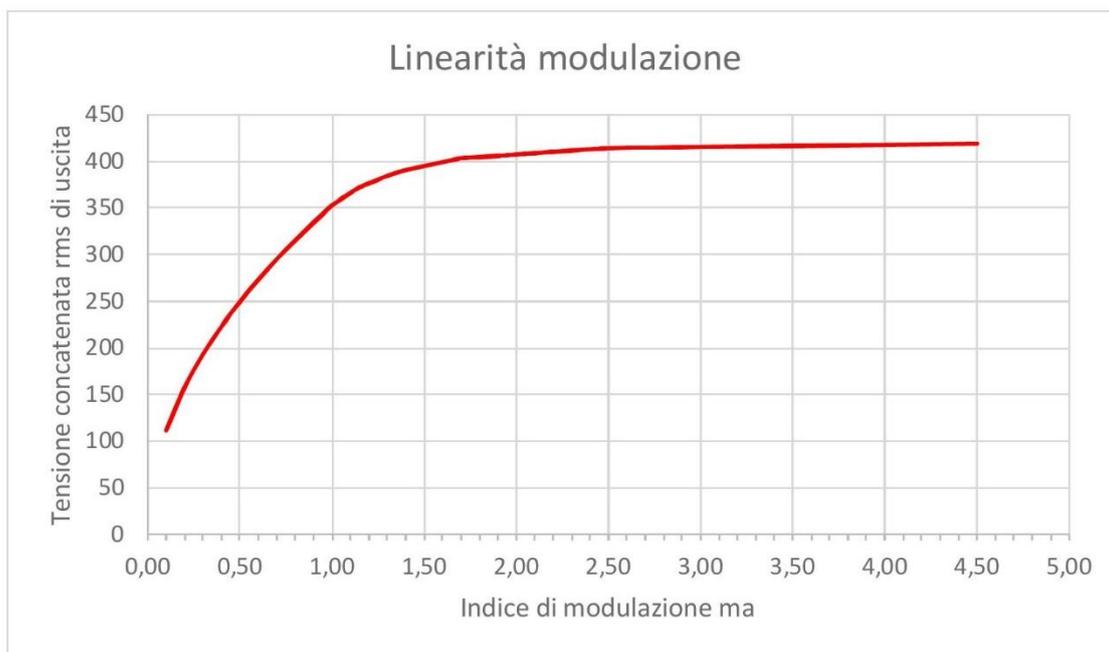


Figura 88 - Indice di modulazione ma Vs Tensione di uscita

Sebbene il discrimine tra sottomodulazione e sovramodulazione sia il valore unitario dell'indice di modulazione di ampiezza, con alcuni tipi particolarmente efficienti di modulazione (SVM, SHEPWM) e anche dipendentemente dal numero di livelli del convertitore, il valore di confine tra le zone a diversa linearità è anche superiore all'unità. In letteratura è spesso citato il valore limite $ma=1,155$ per un convertitore a tre livelli, questo dato è direttamente ricavato dalla modulazione SVM (Space Vector Modulation) in cui la massima tensione conseguibile da uno qualsiasi dei vettori di Park vale $\frac{2}{\sqrt{3}}V_{dc} = 1,155 V_{dc}$, garantendo di fatto il legame di linearità delle variabili fino a questo valore.

Il primo tratto della curva, in cui è più evidente il rapporto lineare tra le grandezze e che qualifica il funzionamento in sottomodulazione del convertitore, è riproposto di seguito con maggiore dettaglio assieme alla retta di tendenza tratteggiata. In effetti il range di linearità diretta tra l'indice ma e la V_{rms} di uscita è pressoché riscontrato.

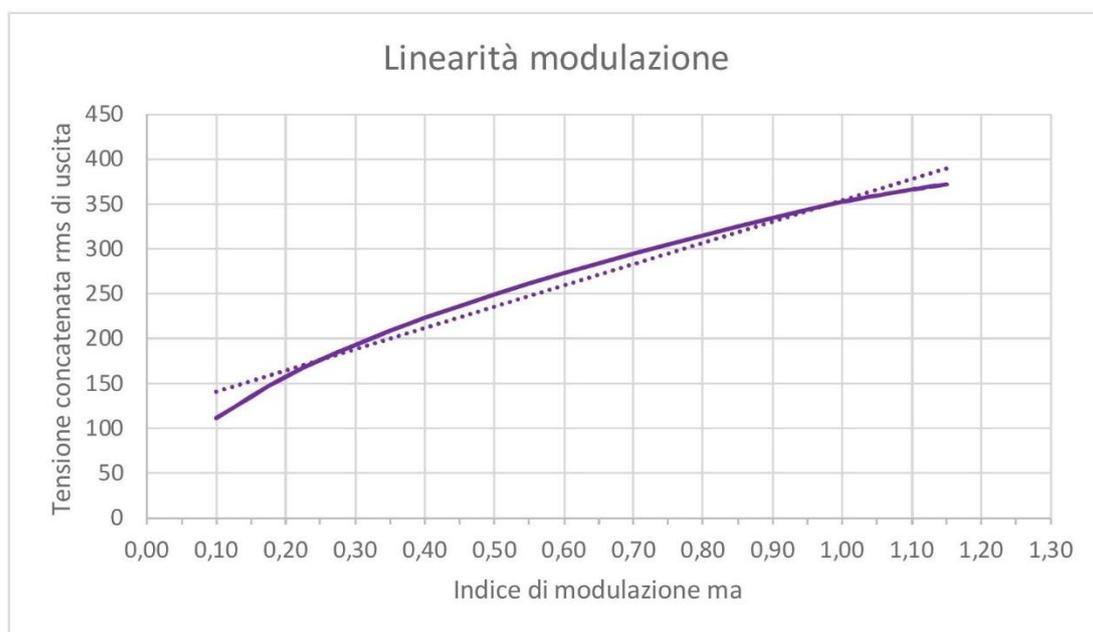


Figura 89 - Linearità della tensione di uscita

Nel capitolo sul motore asincrono trifase è stato illustrato il meccanismo con cui l'inverter regola i giri del motore: una legge di proporzionalità tensione/frequenza di uscita è adottata al fine di mantenere costante la coppia trasmessa. Come appena visto, la variazione della tensione di alimentazione si attua regolando l'indice di modulazione di ampiezza ma .

Invece la variazione di frequenza si attua regolando l'indice di modulazione di frequenza mf . Infatti, se la frequenza della modulante sinusoidale si ripercuote direttamente sulla frequenza di uscita, perché i segnali di pilotaggio degli IGBT sono desunti dal campionamento di questa, la frequenza delle portanti triangolari serve a definire altri parametri del convertitore, tra cui l'efficienza (gestione del numero delle commutazioni, delle perdite, della risposta dinamica) e il contenuto armonico dei segnali di uscita.

Fissata la frequenza massima delle portanti triangolari, che è determinata in primo luogo dalla potenza del convertitore, dal tipo di switch impiegato IGBT-GTO-IGCT, ecc., la variazione dell'indice mf viene direttamente influenzato dalla frequenza desiderata del segnale di uscita.

Nel grafico seguente si è confrontato il rapporto V/f teorico con quello effettivo dell'inverter e del motore simulato nel funzionamento a coppia costante fino a 50Hz e a potenza costante fino a 100Hz.

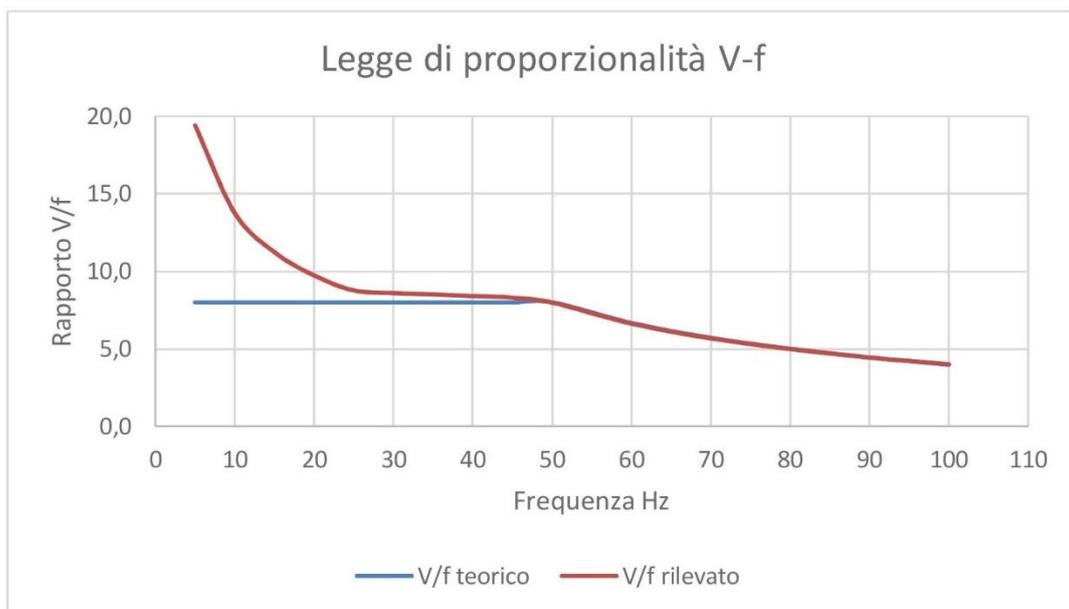


Figura 90 - Legge di proporzionalità tensione-frequenza

Risulta che le leggi di proporzionalità tensione-frequenza teorica e reale sono pressoché coincidenti nella zona a potenza costante (50-100 Hz) mentre nella zona a coppia costante (5-50 Hz) subiscono una divergenza dovuta alla pesante incidenza della distorsione armonica alle bassissime frequenze. Le differenze più marcate nel range di frequenza 5-50 Hz (zona a coppia costante) si traducono in una differente pendenza della tensione concatenata nella zona di linearità, come si vede nella figura seguente.

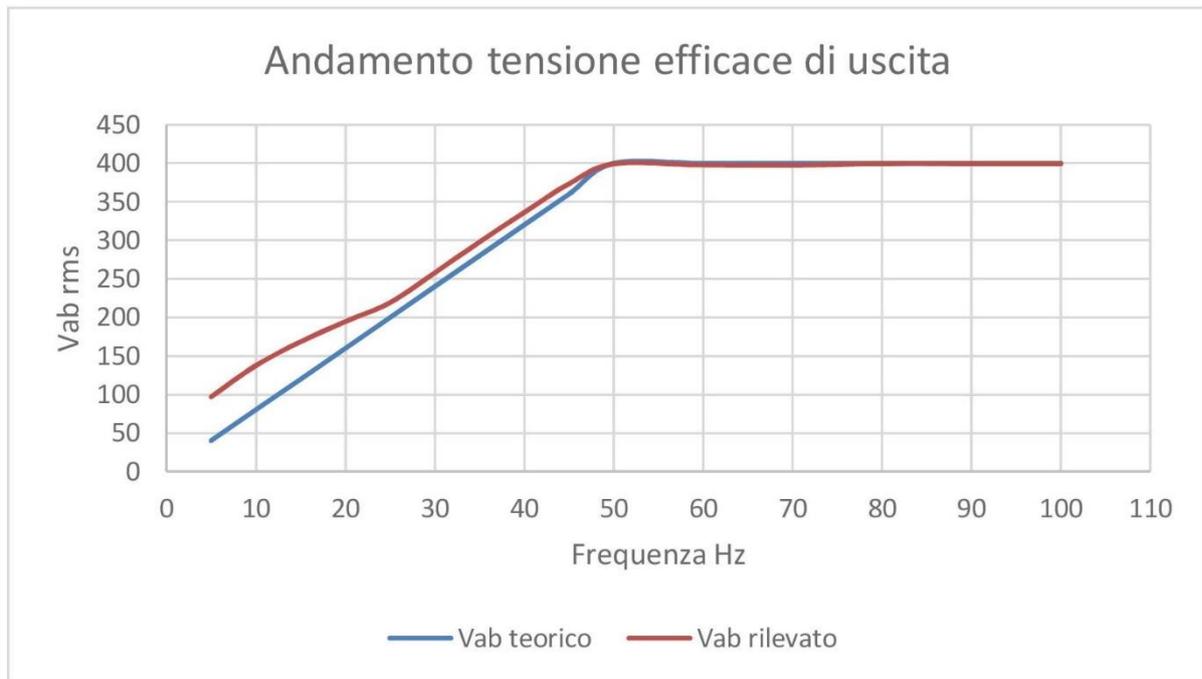


Figura 91 - Andamento tensione concatenata di uscita

L'andamento del fattore di potenza di sfasamento DPF (Displacement Power Factor) del motore al cambio della frequenza è nella seguente figura, ottenuta ai parametri nominali di coppia fino a 50Hz e ai parametri nominali di potenza fino a 100Hz.

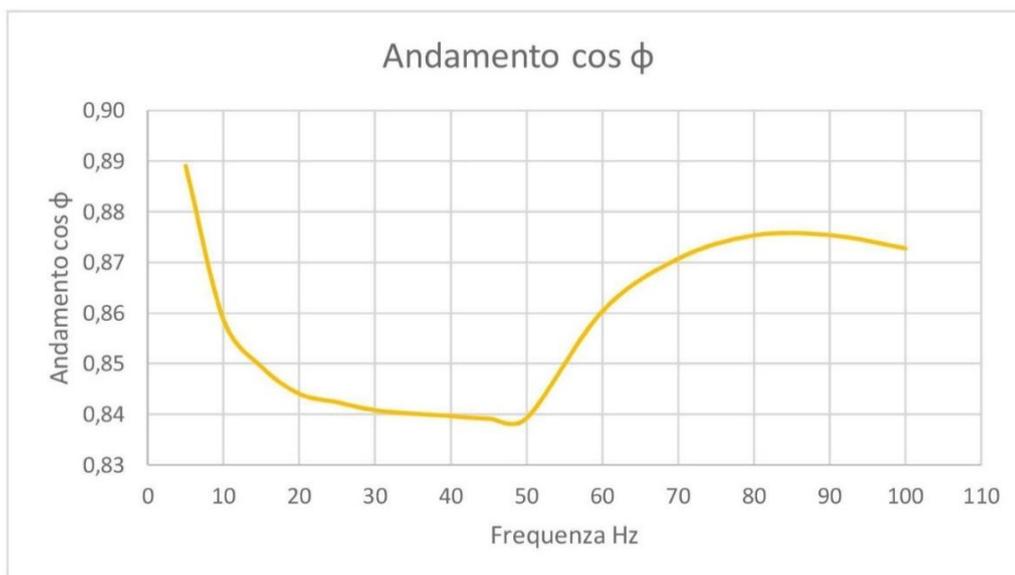


Figura 92 - Andamento cos-φ

L'andamento della distorsione armonica totale è influenzato sia dall'indice di modulazione di frequenza mf che dal tipo di modulazione. Il confronto tra le due modulazioni PD (Phase Disposition) e APOD (Alternative Phase Opposition Disposition) applicabili alla topologia di inverter NPC (Neutral Point Clamped) qui simulato è nella figura seguente. All'aumento dell'indice mf in generale la distorsione armonica diminuisce.

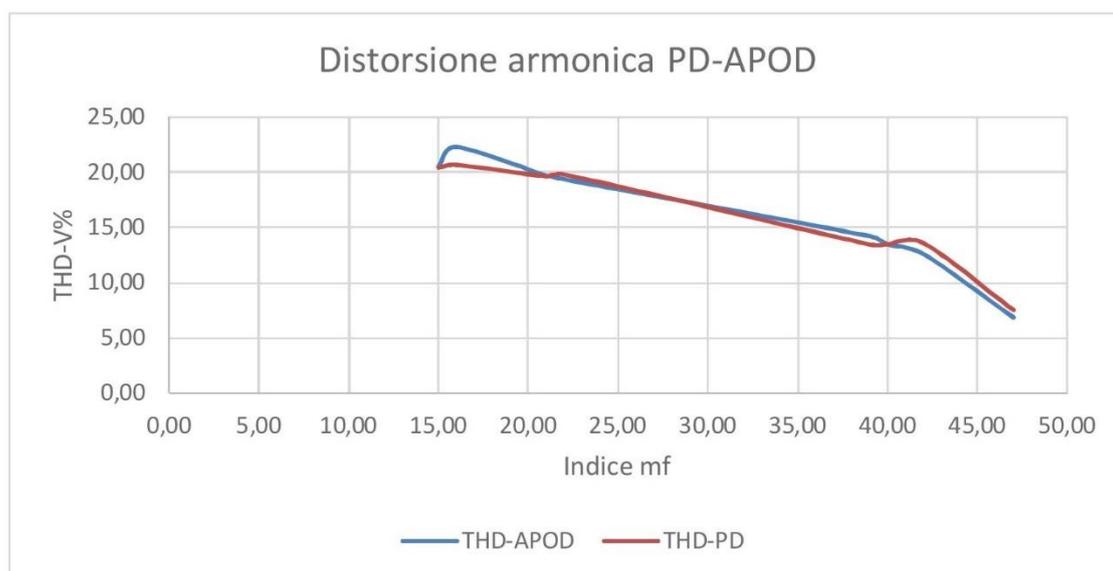


Figura 93 - Confronto THD PD-APOD

6. CONCLUSIONI

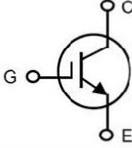
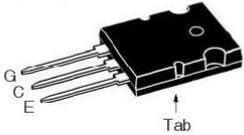
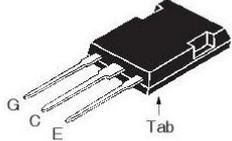
In questo lavoro di laurea si è presentato il convertitore multilivello MMC (Modular Multilevel Converter) quale ausilio per il condizionamento dei parametri di reti elettriche, specificamente nella realizzazione di un inverter per motore asincrono trifase. Dopo aver esplicitato il principio di funzionamento, i dispositivi di commutazione, le topologie conosciute e le principali tecniche di modulazione, si è presentato il motore asincrono trifase, il suo circuito equivalente e le problematiche di accoppiamento a un inverter. Successivamente si è simulato un inverter multilivello di tipo Diode Clamped, con modulazione analogica PWM, connesso a un motore asincrono commerciale verificandone le prestazioni in diverse condizioni di velocità.

Questa tesi di laurea, excursus tra elettronica di potenza, elettronica analogica ed elettrotecnica, fornisce le basi per comprendere il principio di funzionamento dei convertitori multilivello e del motore asincrono trifase nonché il comportamento dinamico della macchina asincrona in corrispondenza della variazione dei parametri di alimentazione.

Si ringrazia il Professore Rudi Paolo Paganelli per il sostegno, l'indirizzo e la filosofia.

7. ALLEGATI

7.1 IGBT IXXK200N65B4 DATASHEET

		Preliminary Technical Information	
XPT™ 650V IGBT GenX4™		IXXK200N65B4 IXXX200N65B4	
Extreme Light Punch Through IGBT for 10-30kHz Switching			
		$V_{CES} = 650V$ $I_{C110} = 200A$ $V_{CE(sat)} \leq 1.7V$ $t_{fi(typ)} = 80ns$	
		TO-264 (IXXK)	
			
		PLUS247 (IXXX)	
			
		G = Gate E = Emitter C = Collector Tab = Collector	
Features			
<ul style="list-style-type: none"> • Optimized for 10-30kHz Switching • Square RBSOA • Short Circuit Capability • International Standard Packages • High Current Handling Capability 			
Advantages			
<ul style="list-style-type: none"> • High Power Density • Low Gate Drive Requirement 			
Applications			
<ul style="list-style-type: none"> • Power Inverters • UPS • Motor Drives • SMPS • PFC Circuits • Battery Chargers • Welding Machines • Lamp Ballasts 			

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
V_{CES}	$T_J = 25^\circ C$ to $175^\circ C$	650	V
V_{CGR}	$T_J = 25^\circ C$ to $175^\circ C$, $R_{GE} = 1M\Omega$	650	V
V_{GES}	Continuous	± 20	V
V_{GEM}	Transient	± 30	V
I_{C25}	$T_C = 25^\circ C$ (Chip Capability)	480	A
I_{LRMS}	Lead Current Limit	160	A
I_{C110}	$T_C = 110^\circ C$	200	A
I_{CM}	$T_C = 25^\circ C$, 1ms	1100	A
SSOA (RBSOA)	$V_{GE} = 15V$, $T_{VJ} = 150^\circ C$, $R_G = 1\Omega$ Clamped Inductive Load	$I_{CM} = 400$ @ $V_{GE} \leq V_{CES}$	A
t_{sc} (SCSOA)	$V_{GE} = 15V$, $V_{CE} = 360V$, $T_J = 150^\circ C$ $R_G = 10\Omega$, Non Repetitive	10	μs
P_C	$T_C = 25^\circ C$	1630	W
T_J		-55 ... +175	$^\circ C$
T_{JM}		175	$^\circ C$
T_{stg}		-55 ... +175	$^\circ C$
T_L	Maximum Lead Temperature for Soldering	300	$^\circ C$
T_{SOLD}	1.6 mm (0.062in.) from Case for 10s	260	$^\circ C$
M_d	Mounting Torque (TO-264)	1.13/10	Nm/lb.in
F_C	Mounting Force (PLUS247)	20..120 / 4.5..27	N/lb
Weight	TO-264	10	g
	PLUS247	6	g

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values		
		Min.	Typ.	Max.
BV_{CES}	$I_C = 250\mu A$, $V_{GE} = 0V$	650		V
$V_{GE(th)}$	$I_C = 4mA$, $V_{CE} = V_{GE}$	4.0		6.5 V
I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}$, $V_{GE} = 0V$ $T_J = 150^\circ C$			25 μA 2 mA
I_{GES}	$V_{CE} = 0V$, $V_{GE} = \pm 20V$			± 200 nA
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 160A$, $V_{GE} = 15V$, Note 1 $T_J = 150^\circ C$	1.4	1.6	V

Symbol	Test Conditions ($T_J = 25^\circ\text{C}$ Unless Otherwise Specified)	Characteristic Values		
		Min.	Typ.	Max.
g_{fs}	$I_C = 60\text{A}, V_{CE} = 10\text{V}$, Note 1	54	90	S
C_{res}	$V_{CE} = 25\text{V}, V_{GE} = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$		11.25	nF
C_{oes}			670	pF
C_{ies}			390	pF
$Q_{gl(on)}$	$I_C = 200\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}, V_{CE} = 0.5 \cdot V_{CES}$		553	nC
Q_{ge}			110	nC
Q_{gc}			253	nC
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 100\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}$ $V_{CE} = 400\text{V}, R_G = 1\Omega$ Note 2		62	ns
t_{fi}			76	ns
E_{on}			4.40	mJ
$t_{d(off)}$			245	ns
t_{fi}			80	ns
E_{off}			2.20	3.50
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_J = 150^\circ\text{C}$ $I_C = 100\text{A}, V_{GE} = 15\text{V}$ $V_{CE} = 400\text{V}, R_G = 1\Omega$ Note 2		54	ns
t_{fi}			65	ns
E_{on}			5.55	mJ
$t_{d(off)}$			236	ns
t_{fi}			110	ns
E_{off}			2.54	mJ
R_{thJC}			0.092	$^\circ\text{C/W}$
R_{thCS}		0.15		$^\circ\text{C/W}$

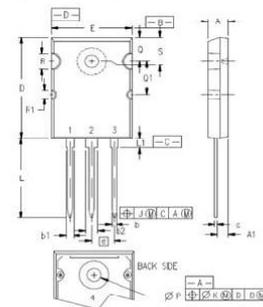
Notes:

1. Pulse test, $t \leq 300\mu\text{s}$, duty cycle, $d \leq 2\%$.
2. Switching times & energy losses may increase for higher $V_{CE}(\text{clamp})$, T_J or R_G .

PRELIMINARY TECHNICAL INFORMATION

The product presented herein is under development. The Technical Specifications offered are derived from a subjective evaluation of the design, based upon prior knowledge and experience, and constitute a "considered reflection" of the anticipated result. IIXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions without notice.

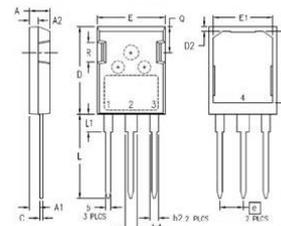
TO-264 Outline



Terminals: 1 - Gate
2,4 - Collector
3 - Emitter

SYM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.185	.209	4.70	5.31
A1	.102	.118	2.59	3.00
b	.037	.055	0.94	1.40
b1	.087	.102	2.21	2.56
b2	.110	.126	2.79	3.20
c	.017	.029	0.43	0.74
D	1.007	1.047	25.58	26.56
E	.760	.789	19.30	20.29
e	.215 BSC 5.46 BSC			
J	.000	.010	0.00	0.25
K	.000	.010	0.00	0.25
L	.779	.842	19.79	21.39
L1	.067	.102	2.21	2.56
Q	.122	.138	3.10	3.51
Q	.240	.256	6.10	6.50
Q1	.330	.346	8.38	8.79
ZFR	.155	.187	3.94	4.75
ZFR1	.085	.093	2.16	2.36
S	.243	.253	6.17	6.43

PLUS247™ Outline



Terminals: 1 - Gate
2,4 - Collector
3 - Emitter

SYM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.190	.205	4.83	5.21
A1	.090	.100	2.29	2.54
A2	.075	.085	1.91	2.16
b	.045	.055	1.14	1.40
b2	.075	.087	1.91	2.20
b4	.115	.126	2.92	3.20
C	.024	.031	0.61	0.80
D	.819	.840	20.80	21.34
D1	.650	.690	16.51	17.53
D2	.035	.050	0.89	1.27
E	.620	.635	15.75	16.13
E1	.520	.560	13.08	14.22
e	.215 BSC 5.45 BSC			
L	.780	.810	19.81	20.57
L1	.150	.170	3.81	4.32
Q	.220	.244	5.59	6.20
R	.170	.190	4.32	4.83

IIXYS Reserves the Right to Change Limits, Test Conditions, and Dimensions.

IIXYS MOSFETs and IGBTs are covered by one or more of the following U.S. patents:

4,835,592	4,931,844	5,049,961	5,237,481	6,162,665	6,404,065 B1	6,683,344	6,727,585	7,005,734 B2	7,157,338B2
4,860,072	5,017,508	5,063,307	5,381,025	6,259,123 B1	6,534,343	6,710,405 B2	6,759,892	7,063,975 B2	
4,881,106	5,034,796	5,187,117	5,486,715	6,306,728 B1	6,583,505	6,710,463	6,771,478 B2	7,071,537	

Fig. 1. Output Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$

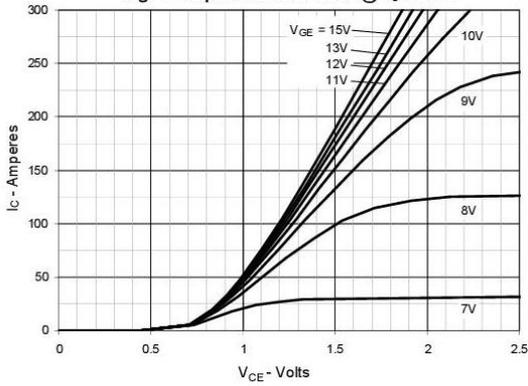


Fig. 2. Extended Output Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$

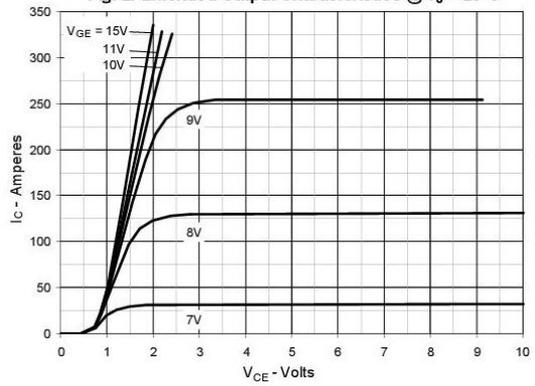


Fig. 3. Output Characteristics @ $T_J = 150^\circ\text{C}$

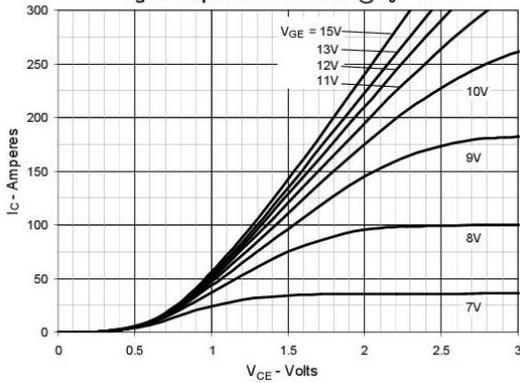


Fig. 4. Dependence of $V_{CE(sat)}$ on Junction Temperature

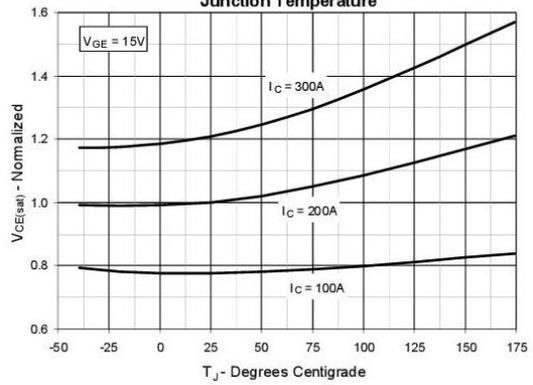


Fig. 5. Collector-to-Emitter Voltage vs. Gate-to-Emitter Voltage

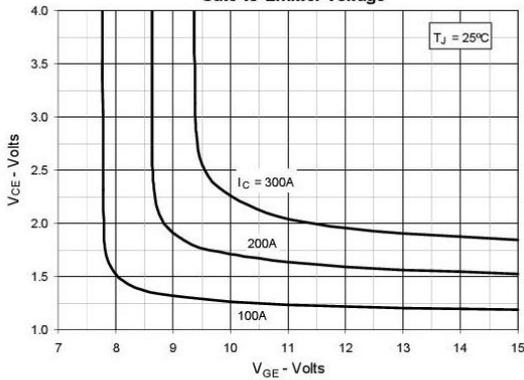
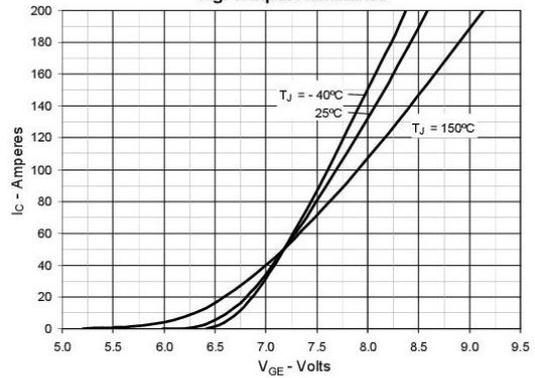
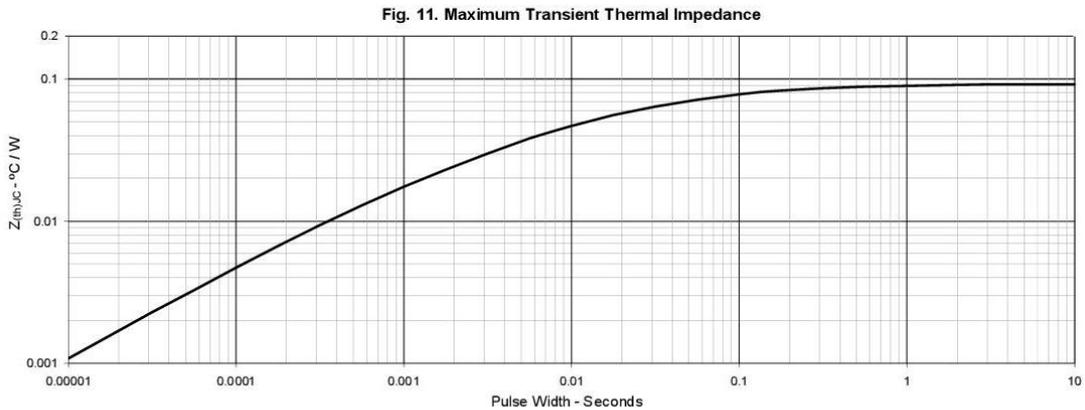
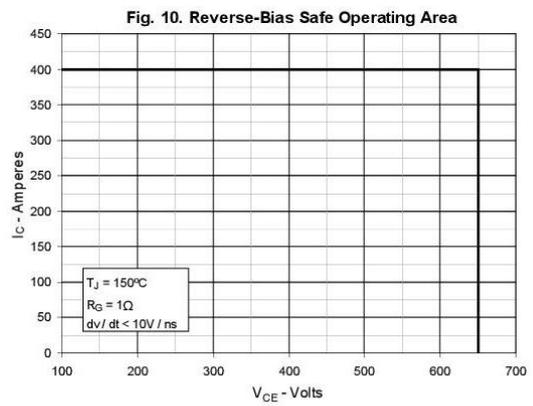
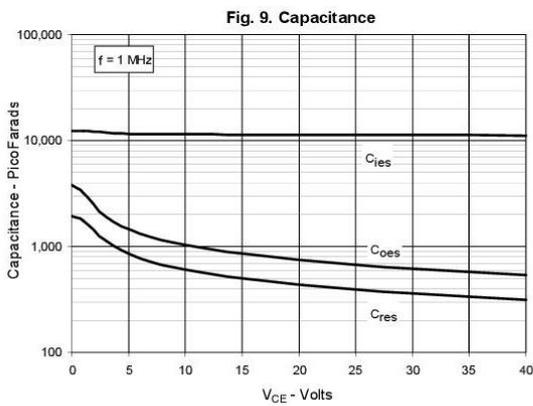
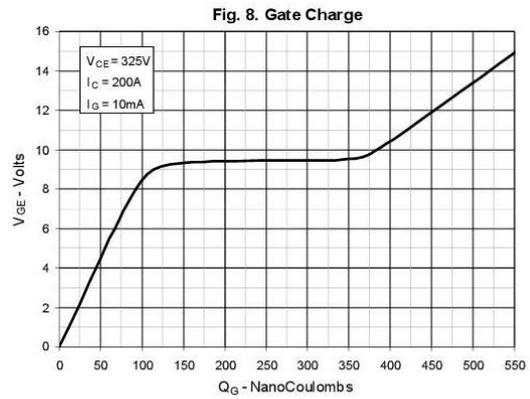
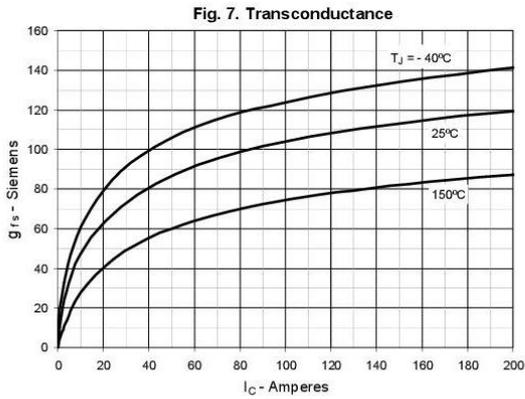


Fig. 6. Input Admittance





IXYS Reserves the Right to Change Limits, Test Conditions, and Dimensions.

Fig. 12. Inductive Switching Energy Loss vs. Gate Resistance

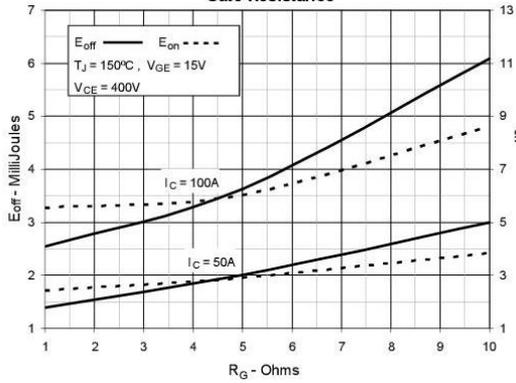


Fig. 13. Inductive Switching Energy Loss vs. Collector Current

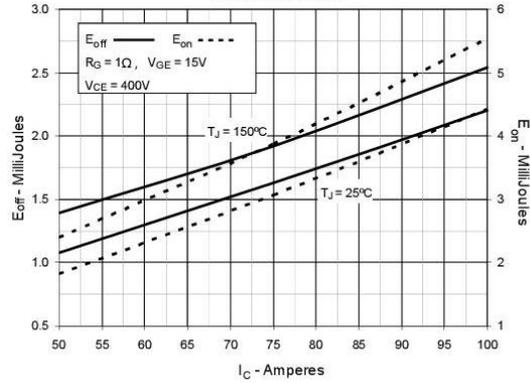


Fig. 14. Inductive Switching Energy Loss vs. Junction Temperature

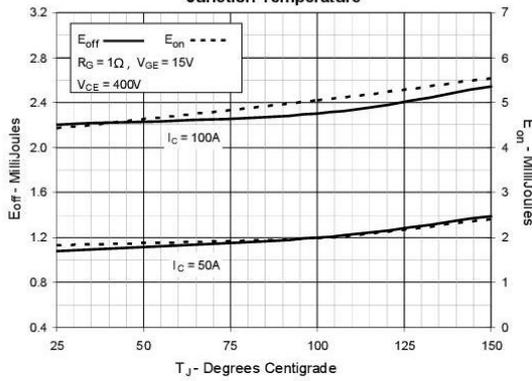


Fig. 15. Inductive Turn-off Switching Times vs. Gate Resistance

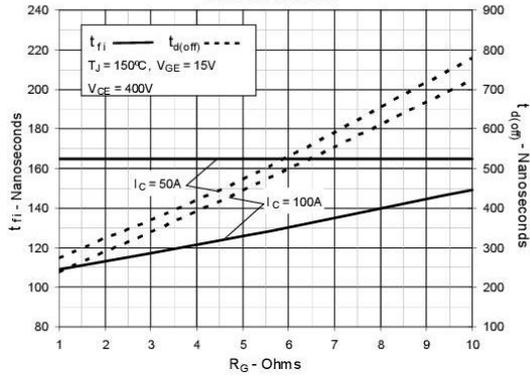


Fig. 16. Inductive Turn-off Switching Times vs. Collector Current

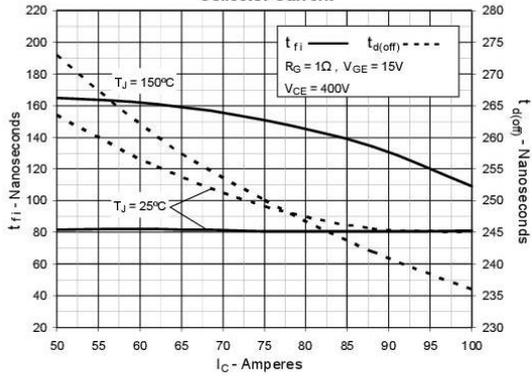


Fig. 17. Inductive Turn-off Switching Times vs. Junction Temperature

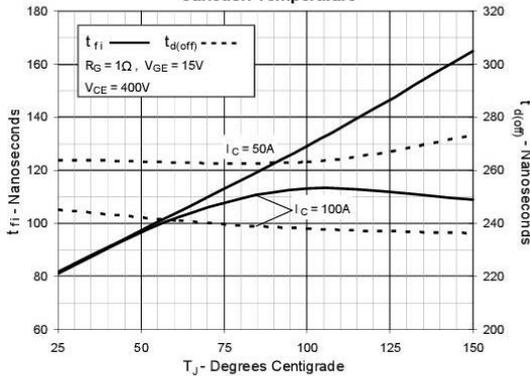


Fig. 18. Inductive Turn-on Switching Times vs. Gate Resistance

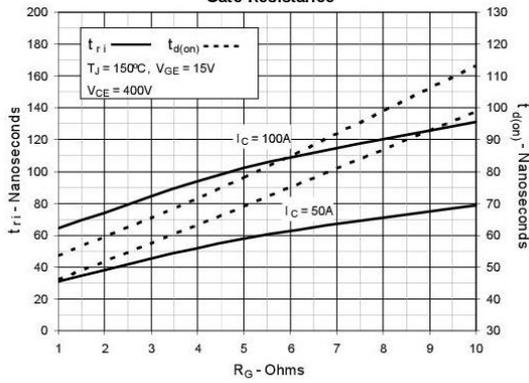


Fig. 19. Inductive Turn-on Switching Times vs. Collector Current

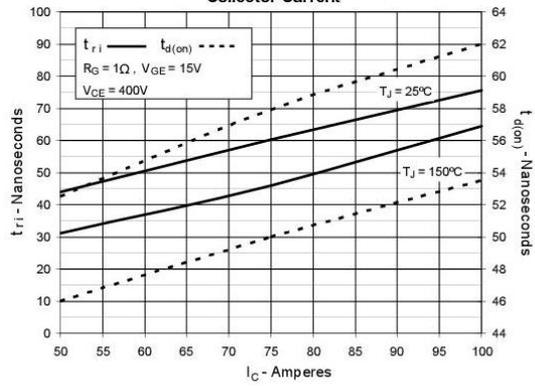
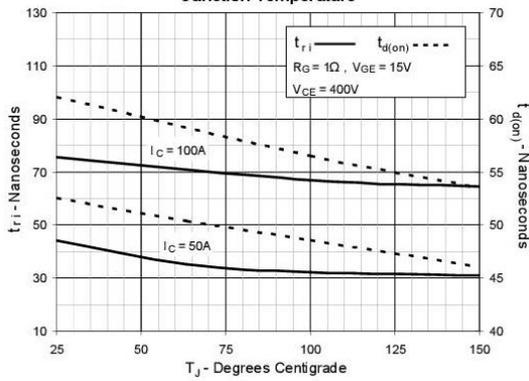


Fig. 20. Inductive Turn-on Switching Times vs. Junction Temperature



8. BIBLIOGRAFIA

- [1] T.A. Meynard, H.Foch et al. "Multicell Converters: Basic Concepts and Industry Applications", 2002 IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol.49, n.5, pp. 955-964.
- [2] A.R. Hefner, D.M. Diebolt. "An Experimentally Verified IGBT Model Implemented in the Saber Circuit Simulator" 1994 IEEE Transaction on Power Electronics, pp. 532-542.
- [3] A. Hefner Jr, S. Bouche. "Automated parameter extraction software for advanced IGBT modeling", 2000 The 7th Workshop on Computers in Power Electronics, COMPEL 2000, pp. 10-18.
- [4] S.A. Gonzalez, S.A. Verne, M.I. Valla. "Multilevel Converters for Industrial Applications" 2014 CRC Press, Taylor & Francis Group.
- [5] S.M. Ayob. "A Review on Controllers for PWM Inverters" 2008 IEEE 2nd International Power and Energy Conference PECon, Malaysia, pp. 589-593.
- [6] J. Lai and F.Z. Peng "Multilevel converters - a new breed of power converters", 1996 IEEE Transaction on Industry Applications, Vol.3, n.3, pp. 509-517.
- [7] L.G. Franquelo, J. Rodriguez, S. Kouro et al. "The age of multilevel converters arrives" 2008 IEEE Industrial Electronic Magazine, pp. 28-39.
- [8] M.A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, R. Lizana. "Circuit Topologies, Modeling, Control Schemes, and Applications of Modular Multilevel Converters" 2015 IEEE Transaction on Power Electronics, pp. 4-17.
- [9] S.Kouro, M.Malinowski et al. "Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters" 2010 IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 57, pp. 2553-2580.
- [10] R. Sommer, A. Mertens et al. "New Medium Voltage Drive System using Three-Level Neutral Point Clamped Inverter with High Voltage IGBT", 1999 IEEE Thirty-Fourth IAS Annual Meeting Industry Applications Conference, Phoenix Arizona, pp. 1513-1519.
- [11] D. Cavaiuolo et al. "An effective parameters calibration technique for PSpice IGBT models application" 2014 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), pp. 133-138.
- [12] A. Ahmed et al. "Design and test of a high power IGBT non-destructive tester" 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), pp. 292-297.
- [13] S.A. González, M.I. Valla, C.F. Christiansen. "Design of a Tuned Balancing Network for Flying Capacitor Multilevel Converters" 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, PESC, pp. 1046-1051.
- [14] M.H. Rashid. "Power Electronics: Circuits, Devices and Applications. Volume 1, 3rd Edition" 2004 Prentice Hall.
- [15] M.H. Rashid. "Power Electronics: Circuits, Devices and Applications. Volume 2, 3rd Edition" 2004 Prentice Hall.

- [16] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins. "Power Electronics, 3rd Edition" 2003 John Wiley & Sons Inc.
- [17] C.I. Budeanu. "Reactive and Fictive Powers" 1927 I.R.E. (National Romanian Institute) Bucarest.
- [18] L.S. Kzarnecki. "What is wrong with the Budeanu concept of reactive and distortion power and why it should be abandoned". 1987 IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, Vol. 36, pp. 834-837.
- [19] J.D. Van Wyk et al. "On-Line Harmonic Analysis as a Diagnostic Design and Control Tool for Power Systems Feeding Arc Furnaces, Thyristor-Controlled Mill Drives, and Power Factor Correction Equipment". 1983 IEEE Transaction On Industry Applications, Vol. IA-19, pp. 932-939.
- [20] IEEE 1459-2010. "Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions" 2010 IEEE Power & Energy Society.
- [21] N.A. Azli, W.S. Ning. "Application of Fuzzy Logic in an Optimal PWM Based Control Scheme for a Multilevel Inverter", 2003 The 5th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Vol.2, pp. 1280-1285.
- [22] L.M. Tolbert, F.Z. Peng, T.G. Habetler. "Multi-level PWM methods at low modulation indices," 2000 IEEE Transaction Power Electronics, Vol. 15, pp. 719-725.
- [23] C.S. Edrington. "Power Semiconductor Loss Evaluation in Voltage Source IGBT Converters for Three-Phase Induction Motor Drives" 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC, pp. 1434-1439.
- [24] Y. Wu, C.Y. Leong, R.A. McMahon, "A Study of Inverter Loss Reduction Using Discontinuous Pulse Width Modulation Techniques" 2006 The 3rd IET International Conference in Power Electronics, Machines and Drives, pp. 596-600.
- [25] M. Marchesoni, P. Tenca. "Diode-clamped multilevel converters: A practicable way to balance DC-Link voltages" 2002 IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 49, pp. 752-765.
- [26] G. Borghetti, M. Carpaneto, M. Marchesoni, P. Tenca, L. Vaccaro. "A new balancing technique with power losses minimization in diode-clamped multilevel converters" 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10.
- [27] A. Bendre, G. Venkataramanan, D. Rosene, V. Srinivasan. "Modeling and design of a neutral-point voltage regulator for a three-level diode-clamped inverter using multiple-carrier modulation", 2006 IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 53, pp. 718-726.
- [28] B. Lu, S.K. Sharma. "A Literature Review of IGBT Fault Diagnostic and Protection Methods for Power Inverters" 2009 IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol. 45, pp. 1770-1777.
- [29] B.J. Baliga. "Analytical Modeling of IGBTs: Challenges and Solutions". 2013 IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. 60, pp. 535-543.

- [30] K. Sheng, W. Williams, S.J. Finney. "A Review of IGBT Models", 2000 IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 15, pp.1250-1266.
- [31] S. Debnath, Q. Jiangchao, B. Bahrani, M. Saedifard, P. Barbosa. "Operation, Control, and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review". 2015 IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 30, pp. 37-53.
- [32] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat, S. Williamson. "Multiphase induction motor drives - a technology status review". 2007 IET Electronic Power Applications, Vol. 1, N.4.
- [33] R. Sommer, A. Mertens, C. Brunotte, G. Trauth. "Medium Voltage Drive System with NPC Three-level Inverter using IGBTs" 2000 IEEE Seminar PWM Medium Voltage Drives, pp. 3/1-3/5.
- [34] M.P.M. Ciappa. "Some Reliability Aspects of IGBT Modules for High-Power Applications". 2000 Swiss Federal Institute of Technology.
- [35] M.P. Kazmierkowski, G. Buja. "Review of direct torque control methods for voltage source inverter-fed induction motors". 2003 The 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2003, Vol. 1, pp. 981-991.
- [36] D. Casadei, G. Serra, A. Tani, L. Zarri. "Direct Torque Control for induction machines: A technology status review". 2013 IEEE Workshop on Electrical Machines Design Control and Diagnosis (WEMDCD), pp. 117-129.