

CONVERTITORI MULTILIVELLO

Prof. Simone CASTELLAN

[1] B.Wu, *High-power converters and AC drives*, IEEE Press – Wiley Interscience, 2006.

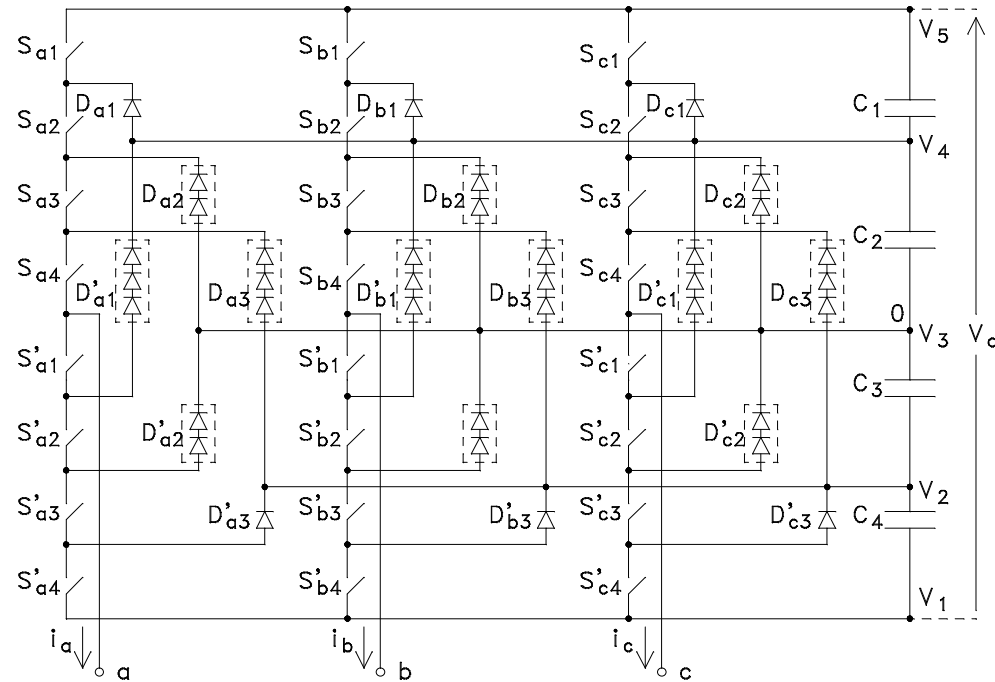
[2] M.H.Rashid, *Power electronics: circuit, devices and applications*, Pearson Education – Prentice Hall, 2004.

Versione italiana: *Elettronica di potenza – Applicazioni (Volume 2)*, *Elettronica di potenza – Applicazioni (Volume 2)*, Pearson Paravia Bruno Mondadori, 2008.

[3] M.H.Rashid, *Power electronics handbook*, 4th edition, Academic Press, 2018.

[4] D.G. Holmes and T.A.Lipo, *Pulse width modulation for power converters – Principles and practice*, IEEE Press – Wiley Interscience, 2003.

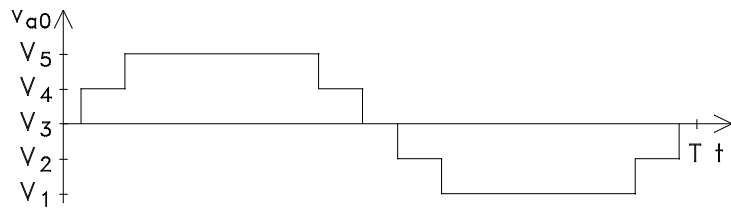
CONVERTITORI DCMLC (DIODE CLAMPED MULTILEVEL CONVERTER)



$$S'_{ij} = \bar{S}_{ij}$$

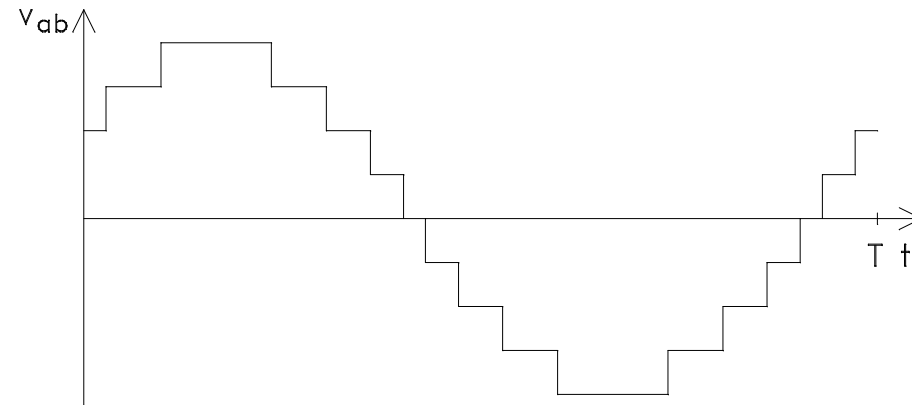
$$i = a, b, c$$

$$j = 1, 2, 3, 4$$



USCITA	STATO DEGLI INTERRUITORI							
V_{a0}	S_{a1}	S_{a2}	S_{a3}	S_{a4}	S_{a1}'	S_{a2}'	S_{a3}'	S_{a4}'
$V_5 = V_d/2$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_4 = V_d/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
$V_3 = 0$	0	0	1	1	1	1	0	0
$V_2 = -V_d/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$V_1 = -V_d/2$	0	0	0	0	1	1	1	1

CONVERTITORI DCMLC



Il numero di livelli della tensione concatenata è pari a $2m-1$
(m = numero di livelli del convertitore).

CONVERTITORI DCMLC

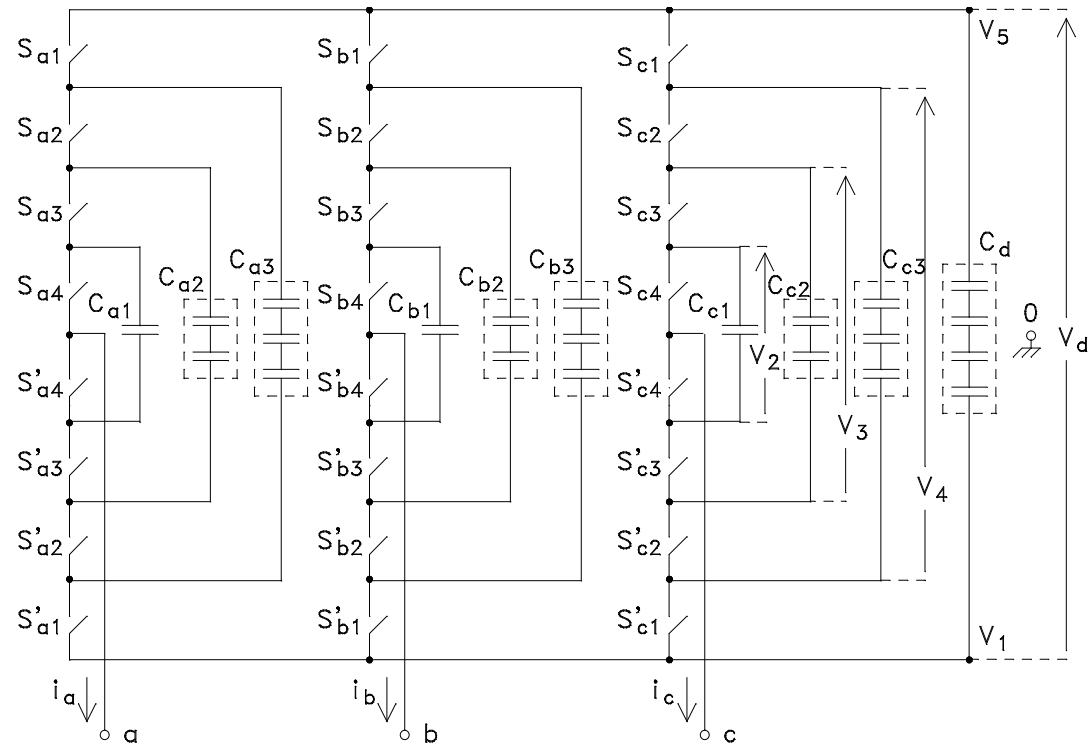
CARATTERISTICHE POSITIVE

- Ciascun interruttore sostiene una tensione pari a $V_d/(m-1)$.
- Non è richiesto l'utilizzo di circuiti di equalizzazione dinamica, anche se per garantire che la tensione inversa su ciascun interruttore sia uguale a $V_d/(m-1)$ si rende necessario l'utilizzo di circuiti di equalizzazione statica.
- A parità di frequenza di commutazione degli interruttori la distorsione delle grandezze di uscita diminuisce all'aumentare del numero di livelli.
- La tensione di uscita è caratterizzata da bassi dv/dt .

INCONVENIENTI

- Il dimensionamento in corrente degli interruttori e il dimensionamento in tensione dei diodi di aggancio varia notevolmente per i diversi elementi.
- Serve un numero elevato di diodi di aggancio, che all'aumentare del numero di livelli rendono il circuito complicato ed ingombrante.
- Esiste un problema di sbilanciamento delle tensioni sui condensatori che all'aumentare del numero di livelli diventa via via più complicato gestire.

CONVERTITORI FCMLC (FLYING CAPACITOR MULTILEVEL CONVERTER)



$$S'_{ij} = \bar{S}_{ij}$$

$$i = a, b, c$$

$$j = 1, 2, 3, 4$$

I livelli di tensione V_2 e V_4 possono essere ottenuti con quattro diverse combinazioni degli interruttori e il livello V_3 con sei diverse combinazioni.

CONVERTITORI FCMLC

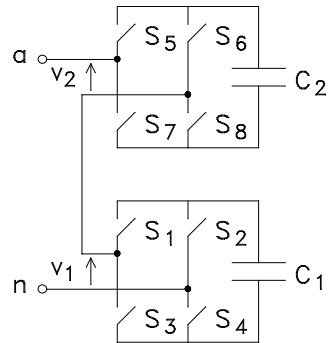
CARATTERISTICHE POSITIVE

- Possiede tutte le caratteristiche positive dei DCMLC.
- Non sono necessari circuiti di equalizzazione.
- La presenza di numerosi condensatori con energia accumulata consente di far fronte ad eventuali buchi di tensione.
- La possibilità di ottenere i livelli intermedi di tensione mediante l'applicazione di diverse combinazioni di interruttori facilita il bilanciamento delle tensioni sui condensatori ausiliari.

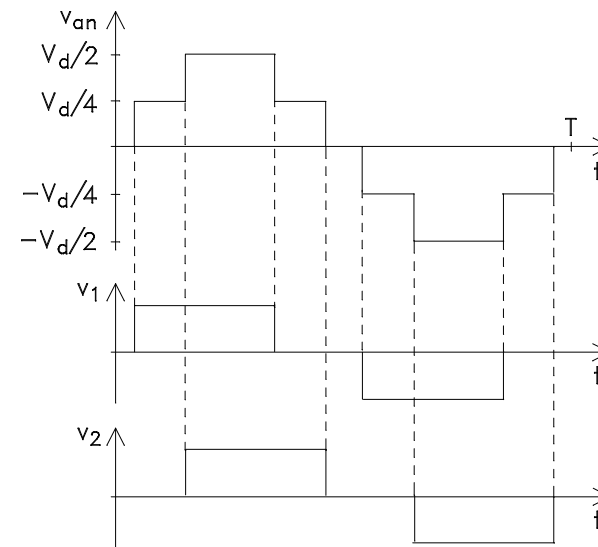
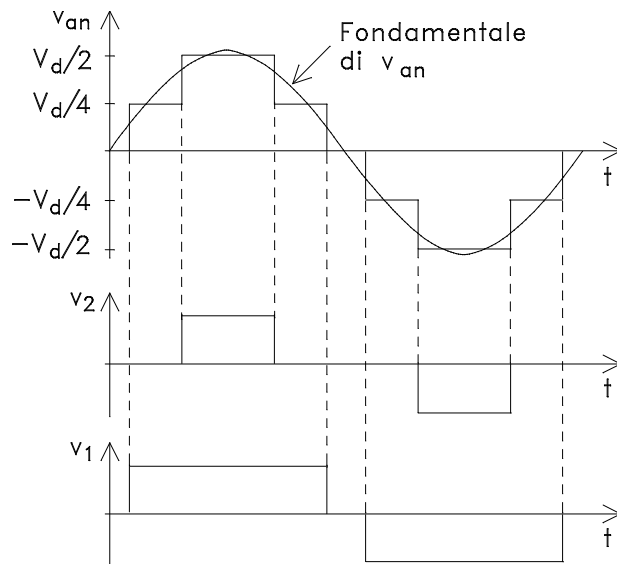
INCONVENIENTI

- Al crescere del numero di livelli di tensione si moltiplica il numero dei condensatori con un conseguente aumento eccessivo del costo e dell'ingombro del circuito.
- All'aumentare del numero di livelli il controllo diventa via via più complicato a causa della necessità di gestire la scelta delle combinazioni di interruttori con cui ottenere un determinato livello di tensione in base alla necessità di bilanciare le tensioni sui condensatori ausiliari.

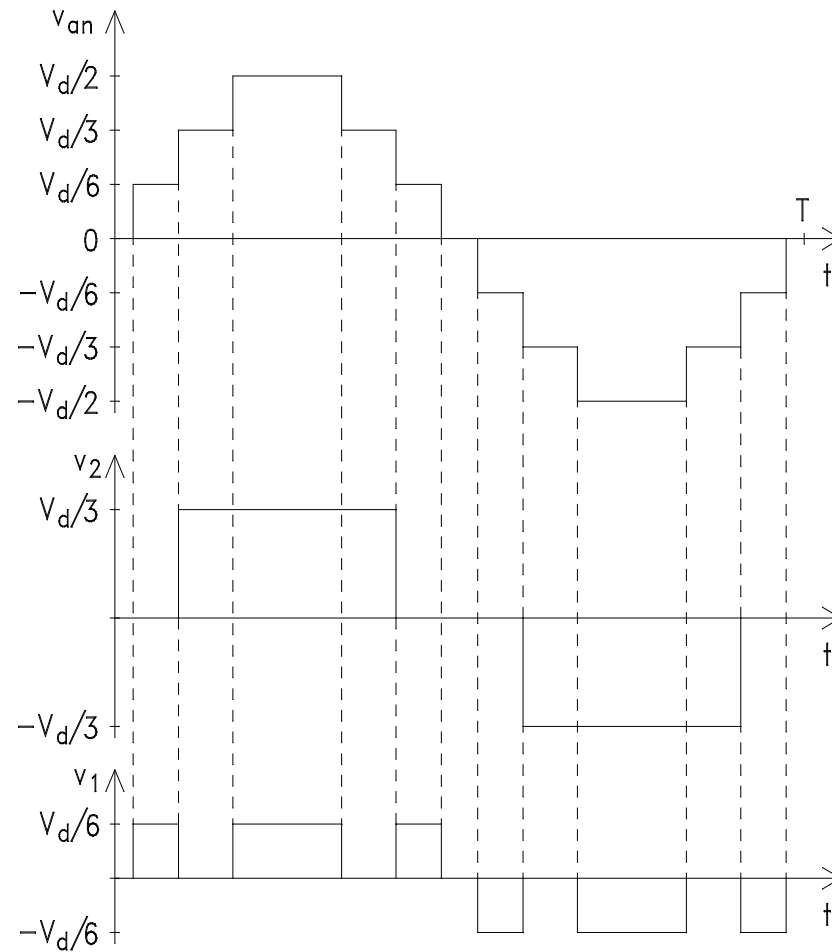
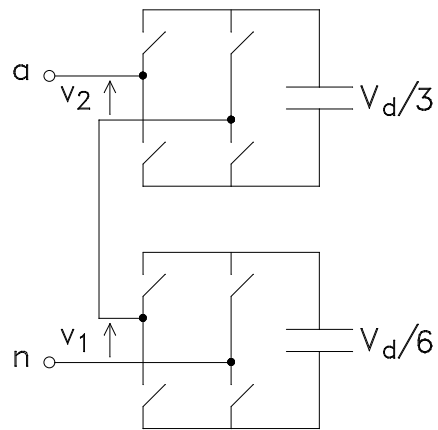
CONVERTITORI CMLC (CASCADE MULTILEVEL CONVERTER)



Struttura di un CMLC monofase a 5 livelli.
I livelli di tensione intermedi possono essere ottenuti con quattro diverse combinazioni degli interruttori. Esistono quindi diversi metodi per il “controllo a gradini”.

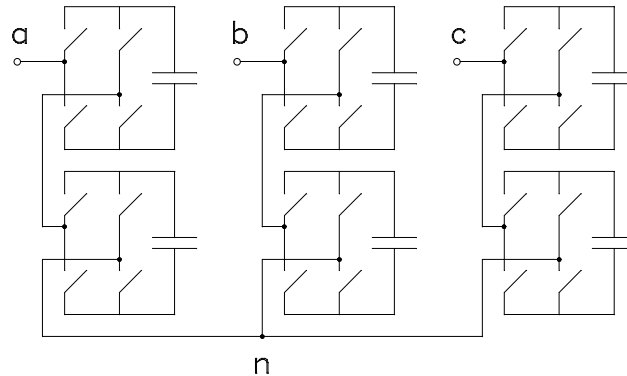


CONVERTITORI CMLC

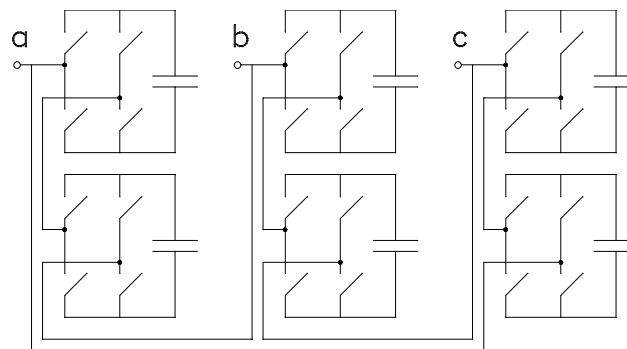


Struttura e “controllo a gradini” di un CMLC monofase a 7 livelli costituito da due ponti monofase con tensioni nel lato in continua una il doppio dell’altra.

CONVERTITORI CMLC



Struttura di CMLC trifase a 5 livelli con collegamento a stella.



Struttura di CMLC trifase a 5 livelli con collegamento a triangolo.

Con questa configurazione la tensione concatenata di uscita ha solo 5 livelli invece che 9.

CONVERTITORI CMLC

CARATTERISTICHE POSITIVE

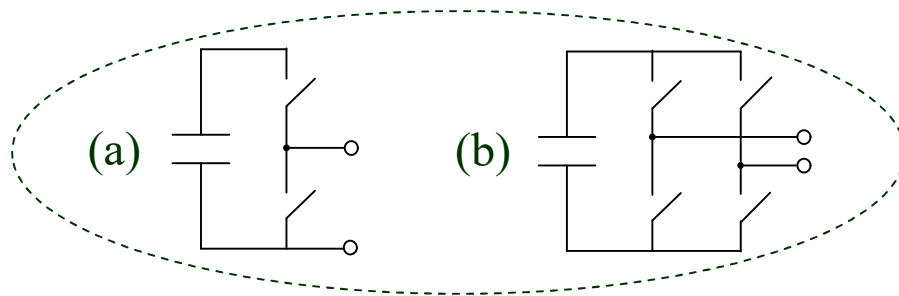
- Possiede tutte le caratteristiche positive dei DCMLC.
- Non sono necessari circuiti di equalizzazione.
- Aumentando il numero di livelli non aumenta la complessità del circuito.
- Non sono richiesti né diodi di aggancio, né condensatori ausiliari.
- Rispetto alle altre strutture hanno un ingombro ridotto ed è possibile una costruzione per moduli.

INCONVENIENTI

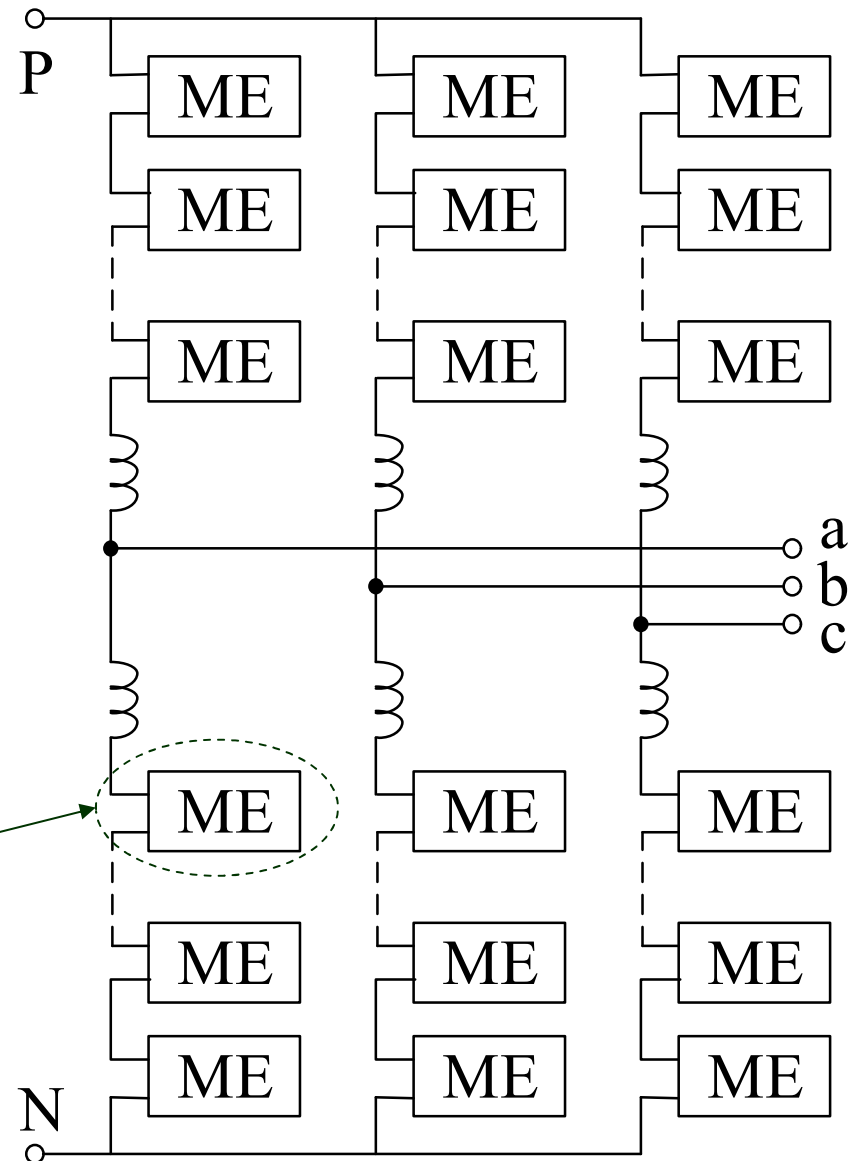
- Richiedono $1.5(m-1)$ condensatori al posto degli $(m-1)$ richiesti dai DCMLC. Inoltre dai calcoli di dimensionamento risulta che mediamente la capacità richiesta per ciascun condensatore di un CMLC è superiore rispetto a quella richiesta per un condensatore di un DCMLC.
- Nel caso dell'utilizzo di questo convertitore per gli azionamenti elettrici, o per altre applicazioni che richiedano la trasmissione di potenza attiva, sono richieste $1.5(m-1)$ alimentazioni separate.

CONVERTITORI MULTILIVELLO MODULARI

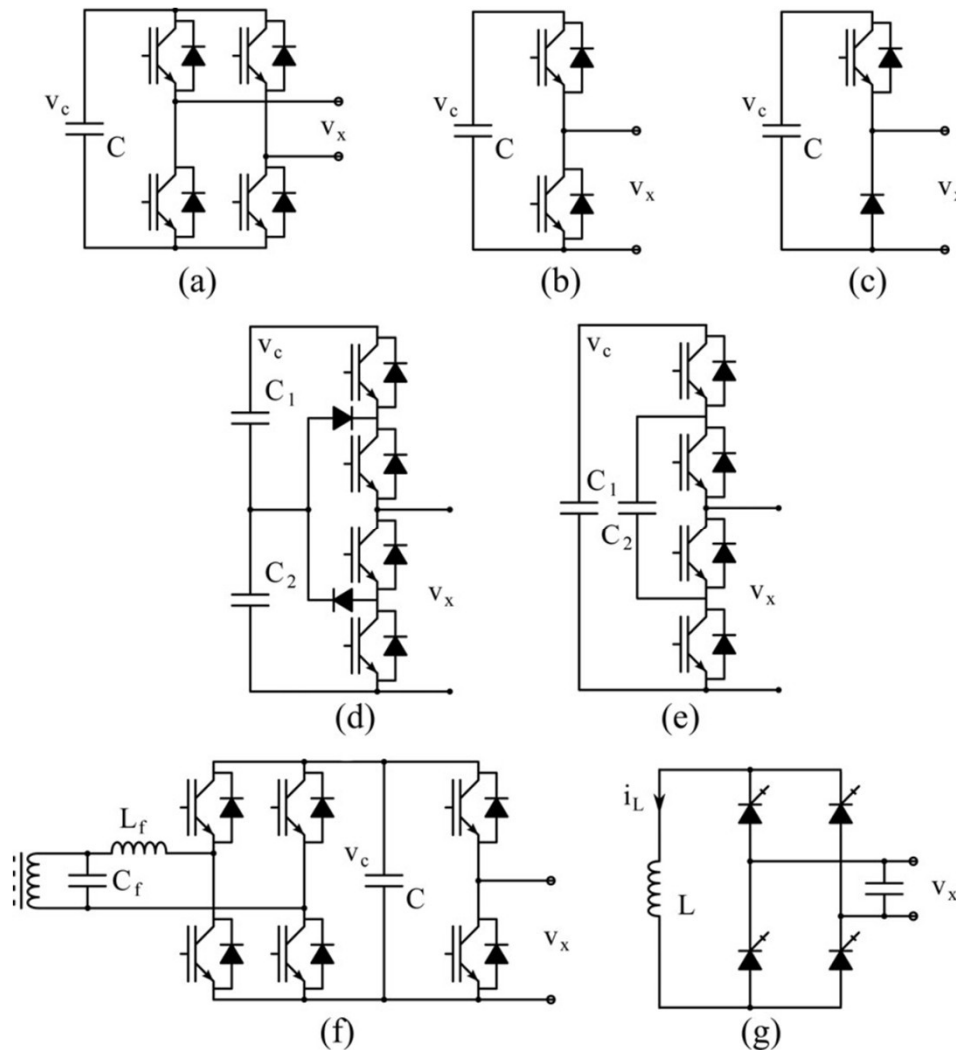
I convertitori multilivello modulari (Modular Multilevel Converters – MMLC), così come i DCMLC e gli FCMLC, sono caratterizzati da un unico dc-link e da un ramo per ciascuna fase, detto ramo di fase. Allo stesso modo dei DCMLC e degli FCMLC il morsetto di uscita è collegato nel mezzo del ramo di fase, tanto da poterlo suddividere in ramo superiore e ramo inferiore. Il ramo di fase superiore e quello inferiore sono costituiti dal collegamento in serie di un ugual numero di moduli elementari ME (o celle), come rappresentato nella figura.



I moduli a semi-ponte (a) e a ponte (b) sono i più diffusi, con prevalenza dei primi. Tuttavia esistono anche altri tipi di moduli.



CONVERTITORI MULTILIVELLO MODULARI



Possibili tipologie di moduli elementari:
 a) ponte, b) semi-ponte, c) unidirezionale, d) multilivello NPC, e) multilivello “flying capacitor”, f) con circuito risonante per facilitare il bilanciamento delle tensioni sui condensatori mediante trasferimento di potenza tra moduli, g) a corrente impressa.

Per merito dei minori costi e del maggior rendimento i moduli a semi-ponte sono i più diffusi, anche se non hanno alcuna capacità intrinseca di limitazione della corrente di guasto; cosa che possono invece fare i moduli a ponte mediante l’inversione della tensione, a prezzo però di un numero doppio di dispositivi, con conseguenti maggiori perdite e costi.

[1] M. A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, and R. Lizana, “Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 1, pp. 4-17, Jan. 2015.

CONVERTITORI MULTILIVELLO MODULARI

Nel caso di moduli a semi-ponte, la somma delle tensioni dei condensato dei moduli del ramo superiore deve essere uguale alla tensione V_{dc} fra i morsetti P ed N e lo stesso vale per i moduli del ramo inferiore. In questo modo le tensioni dei morsetti “a”, “b”, “c” possono assumere valori compresi fra $V_{dc}/2$ e $-V_{dc}/2$.

Un problema è costituito dalla necessità di bilanciare le tensioni dei condensatori dei moduli. Tuttavia è evidente che, ad eccezione dei valori estremi $V_{dc}/2$ e $-V_{dc}/2$, le tensioni ai morsetti possono essere ottenute con diverse combinazioni degli interruttori, cioè dato il numero di condensatori dei moduli necessari per ottenere una certa tensione, si può scegliere quali inserire e quali no, permettendo così di ottenere il bilanciamento degli stessi.

Un altro problema è rappresentato dalle correnti di circolazione. Se le tensioni dei condensatori dei moduli fossero in ogni istante V_{dc}/N (N = numero di moduli per ramo, uguale per il ramo superiore e per quello inferiore), non vi sarebbero correnti di circolazione. Tuttavia le tensioni dei condensatori di un MMLC reale sono affette da una certa ondulazione in bassa frequenza dovuta alle correnti alternate dei rami. Questo comporta una differenza fra le tensioni dei rami superiori e quelle dei rami inferiori, dando pertanto origine a delle correnti di circolazione. Quindi, in aggiunta alle induttanze di ramo che limitano le correnti di circolazione, è necessario prevedere degli schemi di controllo atti a ridurre tali correnti, che comporterebbero un aumento delle perdite e dell'ondulazione delle tensioni dei condensatori dei moduli.

CONVERTITORI MULTILIVELLO MODULARI

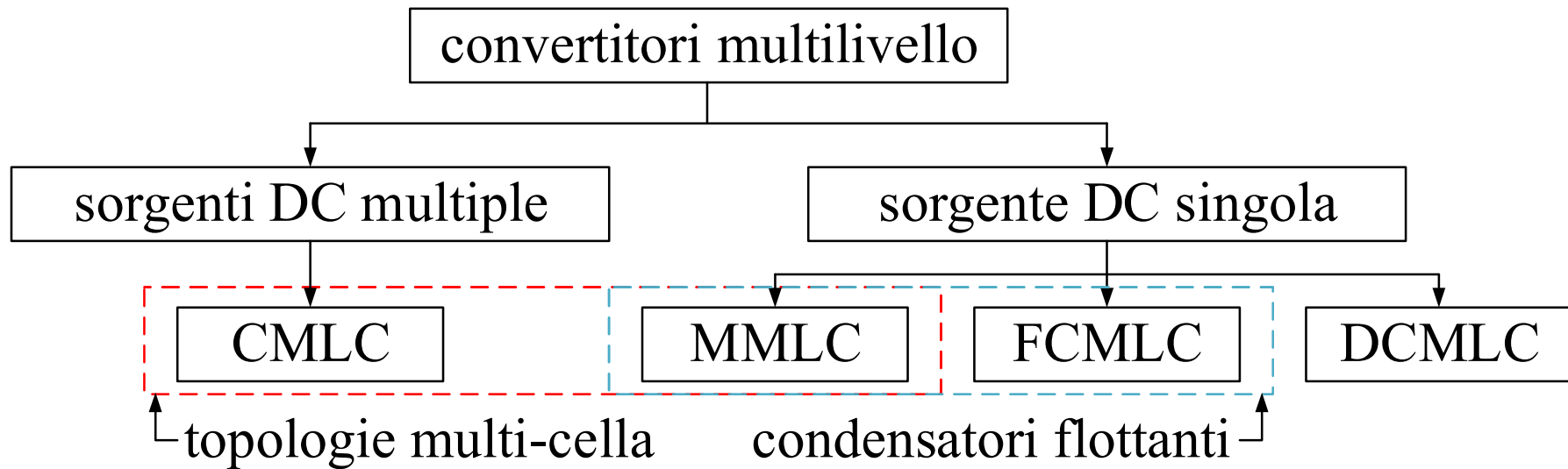
CARATTERISTICHE POSITIVE

- Possiede tutte le caratteristiche positive dei CMLC.
- Non sono in alcun caso richieste alimentazioni separate.

INCONVENIENTE

- Il bilanciamento dei condensatori dei moduli elementari e la soppressione delle correnti di circolazione comporta la necessità di misurare le tensioni sui condensatori e le correnti di ramo e la notevole complicazione del sistema di controllo. Come conseguenza si ha l'aumento dei costi dovuto alle sonde di misura delle tensioni e delle correnti, ai sistemi di comunicazione veloce e ai processori in grado di gestire algoritmi complessi.

CLASSIFICAZIONE DEI CONVERTITORI MULTILIVELLO



CONTROLLO DELLA TENSIONE DI USCITA NEI CONVERTITORI MULTILIVELLO

I principali fattori di cui tenere conto nell'individuazione di una tecnica per il controllo della tensione di uscita di un convertitore multilivello sono: le armoniche della corrente erogata, la frequenza di commutazione degli interruttori statici, il bilanciamento delle tensioni dei condensatori nel lato in continua.

Indice di modulazione di ampiezza:

$$m_a = \frac{\sqrt{2}V_{f1}}{V_d/2} = \frac{V_{f1P}}{V_d/2}$$

Valore di picco della fondamentale della tensione di uscita espresso in p.u.:

$$v_{f1P} = \frac{V_{f1P}}{V_d/2} = m_a$$

Tensione del lato in continua:

$$V_{dc} = \frac{2\sqrt{2}V_{f1,N}}{m_{a,\max}}$$

$V_{f1,N}$: valore efficace della fondamentale della tensione massima di uscita del convertitore

PARAMETRI DI DISTORSIONE

Indice di distorsione armonica globale di tensione:

$$\sigma_v = \frac{I}{V_{f1,N}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{fh}^2}$$

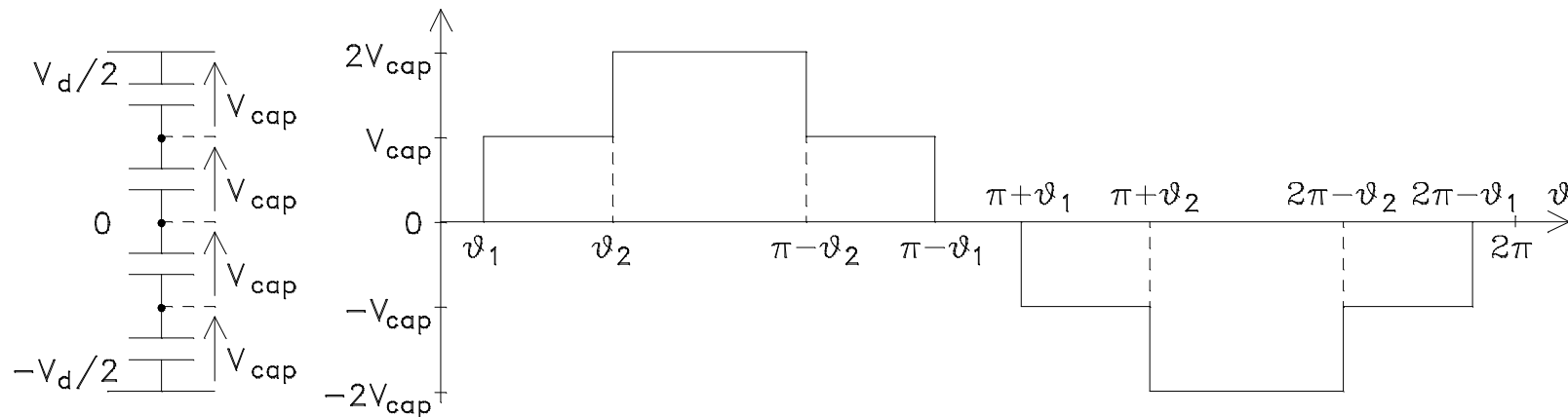
Indice di distorsione armonica globale di corrente:

$$\sigma_i = \frac{1}{I_{f1,cc}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{fh}^2} = \frac{1}{V_{f1,N}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \left(\frac{V_{fh}}{h} \right)^2}$$

Distorsione armonica globale di corrente in % del valore massimo della corrente di carico (Total Demand Distortion):

$$TDD = \frac{I}{I_{f1,N}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{fh}^2} = \frac{I_{f1,cc}}{I_{f1,N}} \sigma_i$$

FUNZIONAMENTO A GRADINI



Funzionamento a gradini con strategia di commutazione “monotona”.

$$V_{fhP} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_{cap}}{h} [\cos(h\vartheta_1) + \cos(h\vartheta_2)] = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{V_d}{m-1} \cdot \frac{1}{h} [\cos(h\vartheta_1) + \cos(h\vartheta_2)]$$

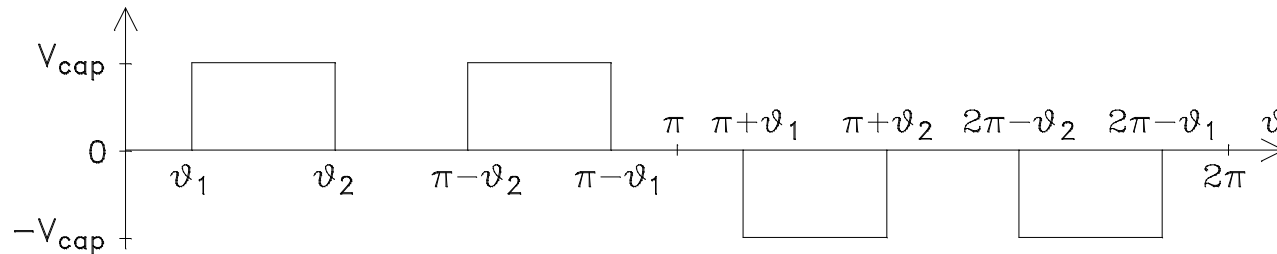
$$v_{fhP} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{2}{m-1} \cdot \frac{1}{h} [\cos(h\vartheta_1) + \cos(h\vartheta_2)]$$

FUNZIONAMENTO A GRADINI

ELIMINAZIONE DELLA 5[^] ARMONICA

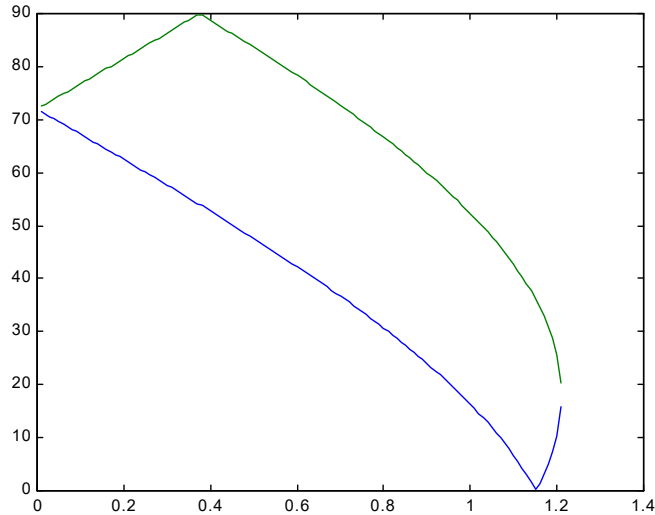
$$\begin{cases} \cos \vartheta_1 + \cos \vartheta_2 = 2m_a \cdot \pi/4 \\ \cos(5\vartheta_1) + \cos(5\vartheta_2) = 0 \end{cases}$$

I valori di m_a per cui il sistema ha soluzione sono compresi fra 0.38 e 1.21. Per valori di m_a inferiori a 0.38 è possibile eliminare la 5[^] armonica se si adotta una strategia di commutazione “non monotona”.

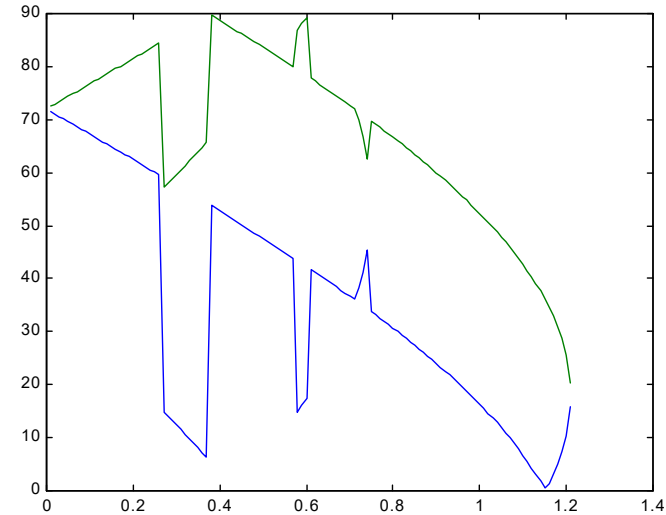


Funzionamento a gradini con strategia di commutazione “non monotona”.

FUNZIONAMENTO A GRADINI



Eliminazione della 5^a armonica:
andamento degli angoli \mathcal{G}_1 (curva blu) e \mathcal{G}_2 (curva verde) in funzione di m_a . Per $0.38 < m_a < 1.21$ viene usata la strategia “monotona”, per $m_a < 0.38$ la “non monotona”.



Eliminazione della 5^a armonica
con scelta della soluzione con
minore *TDD*: andamento degli
angoli \mathcal{G}_1 (curva blu) e \mathcal{G}_2 (curva
verde) in funzione di m_a .

FUNZIONAMENTO A GRADINI

Distorsione armonica globale di tensione e indice di distorsione armonica globale di corrente:

$$\sigma_v = \frac{1}{v_{f1P,N}} \sqrt{\sum_{\substack{h=2 \\ h \neq 3k}}^{\infty} v_{fhP}^2} = \frac{1}{m_{a,max}} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{2}{m-1} \sqrt{\sum_{\substack{h=2 \\ h \neq 3k}}^{\infty} \frac{1}{h^2} [\cos(h\vartheta_1) + \cos(h\vartheta_2)]^2}$$

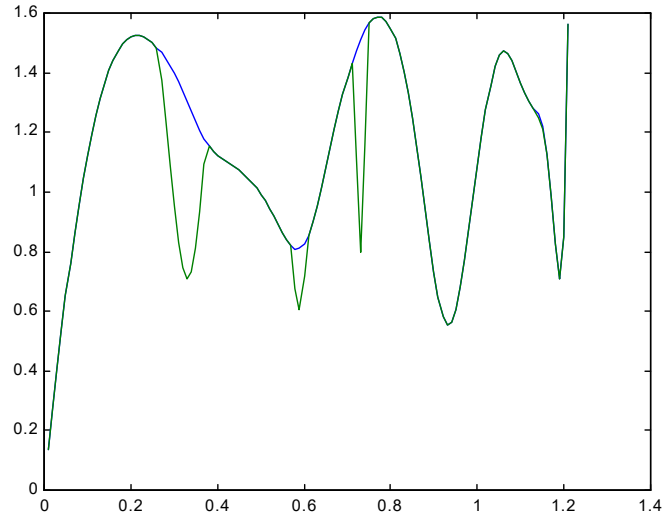
$$\sigma_i = \frac{1}{I_{f1,cc}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{fh}^2} = \frac{\omega L_f}{V_{f1,N}} \sqrt{\sum_{\substack{h=2 \\ h \neq 3k}}^{\infty} \left(\frac{V_{fh}}{h\omega L_f} \right)^2} = \frac{1}{v_{f1P,N}} \sqrt{\sum_{\substack{h=2 \\ h \neq 3k}}^{\infty} \left(\frac{v_{fhP}}{h} \right)^2}$$

$$TDD = \frac{I_{f1,cc}}{I_{f1,N}} \sigma_i = \frac{V_{f1,N}}{\omega L_f I_{f1,N}} \sigma_i$$

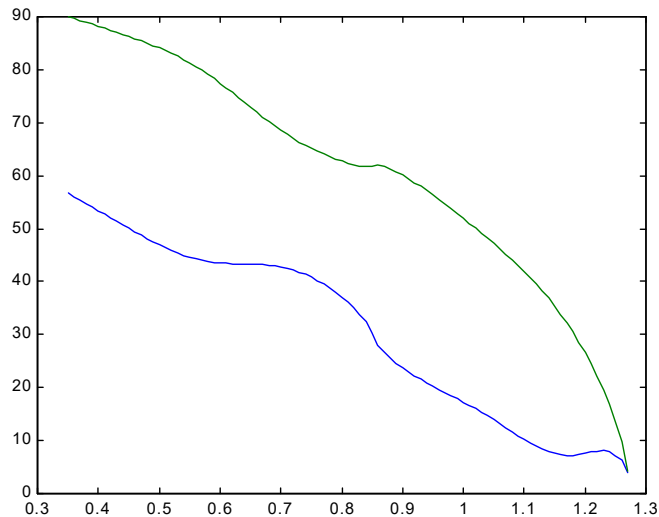
Per un convertitore a 5 livelli σ_i risulta:

$$\sigma_i = \frac{1}{m_{a,max}} \cdot \frac{4}{\pi} \cdot \frac{2}{m-1} \sqrt{\sum_{\substack{h=2 \\ h \neq 3k}}^{\infty} \frac{1}{h^4} [\cos(h\vartheta_1) + \cos(h\vartheta_2)]^2}$$

FUNZIONAMENTO A GRADINI

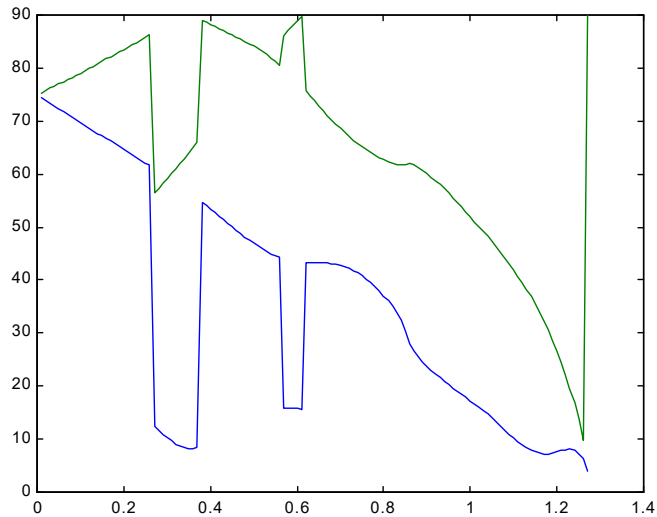


σ_i in funzione di m_a per \mathcal{G}_1 e \mathcal{G}_2 calcolati in modo da eliminare la 5^a armonica con “strategia monotona” (curva blu) e “strategia non monotona” (curva verde).

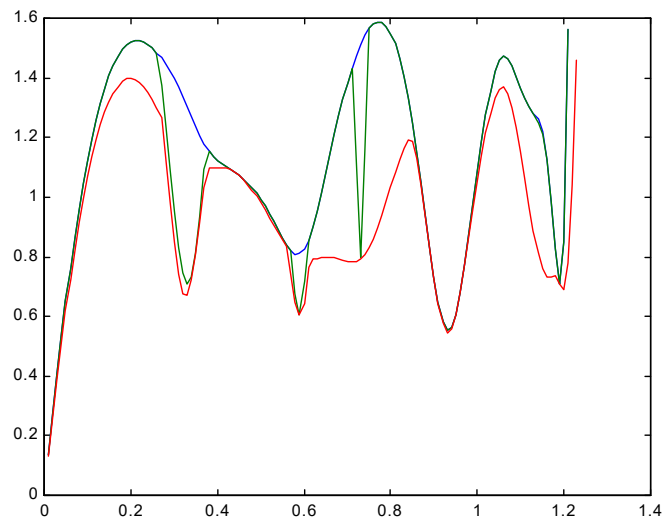


Minimizzazione di σ_i con utilizzo della sola “strategia monotona”: andamento di \mathcal{G}_1 (curva blu) e \mathcal{G}_2 (curva verde) in funzione di m_a ($m_a \geq 0.35$).

FUNZIONAMENTO A GRADINI



Minimizzazione della distorsione armonica globale di corrente con utilizzo sia della strategia di commutazione monotona che di quella non monotona: andamento di \mathcal{G}_1 (curva blu) e \mathcal{G}_2 (curva verde) in funzione di m_a .



Minima distorsione armonica globale di corrente in funzione di m_a (per confronto sono riportati anche gli andamenti nel caso di eliminazione della 5^a armonica).

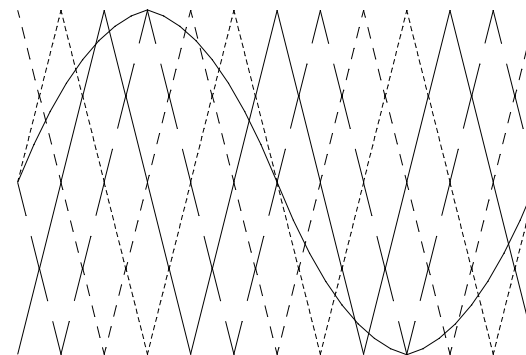
PWM A SOTTOSCILLAZIONE

La PWM a sottoscillazione è applicata ai convertitori multilivello confrontando uno o più segnali modulanti di ampiezza A_m con una o più onde portanti di ampiezza A_p . I metodi di modulazione possono essere a modulanti multiple o a portanti multiple: i secondi sono i più diffusi.

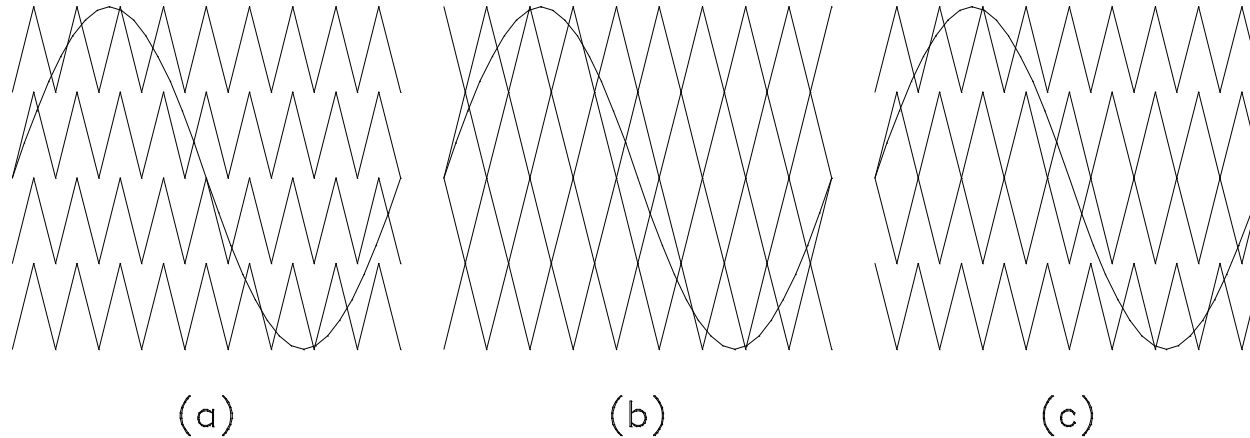
Con i metodi a portanti multiple la modulazione di un convertitore ad m livelli viene eseguita impiegando $(m-1)$ portanti formate da triangoli della stessa ampiezza e frequenza.

Esistono due metodi di modulazione a portanti multiple: il metodo a sfasamento delle portanti e il metodo a disposizione delle portanti.

PWM a sfasamento delle portanti: è applicabile ai CMLC e impiega $(m-1)$ portanti di ampiezza pari all'ampiezza massima della modulante $A_{m,max}$ e ritardate fra loro di $T_p/(m-1)$, dove T_p è il periodo della portante.



PWM A SOTTOSCILLAZIONE

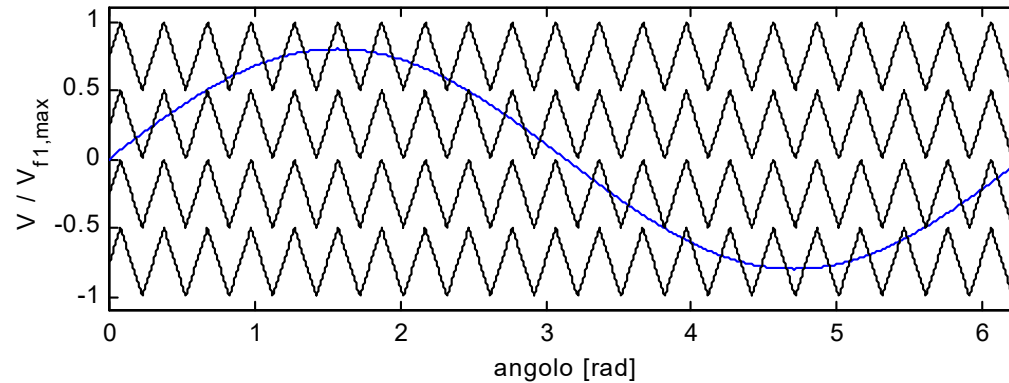


PWM a disposizione delle portanti: è applicabile a qualsiasi tipo di convertitore multilivello e utilizza $(m-1)$ portanti di ampiezza $A_{m,max}/(m-1)$ traslate in ampiezza di $V_{dc}/(m-1)$.

Le portanti possono essere disposte in vari modi:

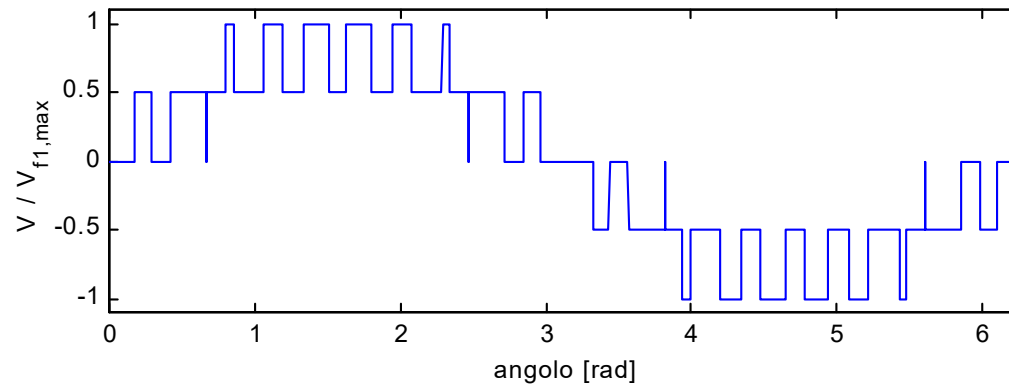
- a) disposizione in fase (F),
- b) disposizione alternativa in opposizione di fase (AOF),
- c) disposizione in opposizione di fase (OF).

PWM A SOTTOSCILLAZIONE



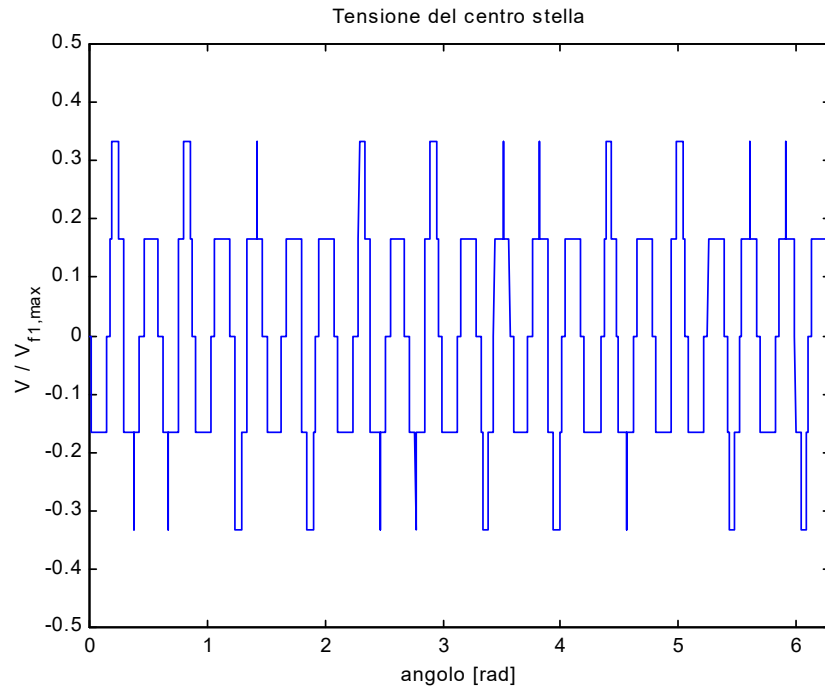
$$m_a = 0.8$$

$$m_f = f_m / f_p = 21$$

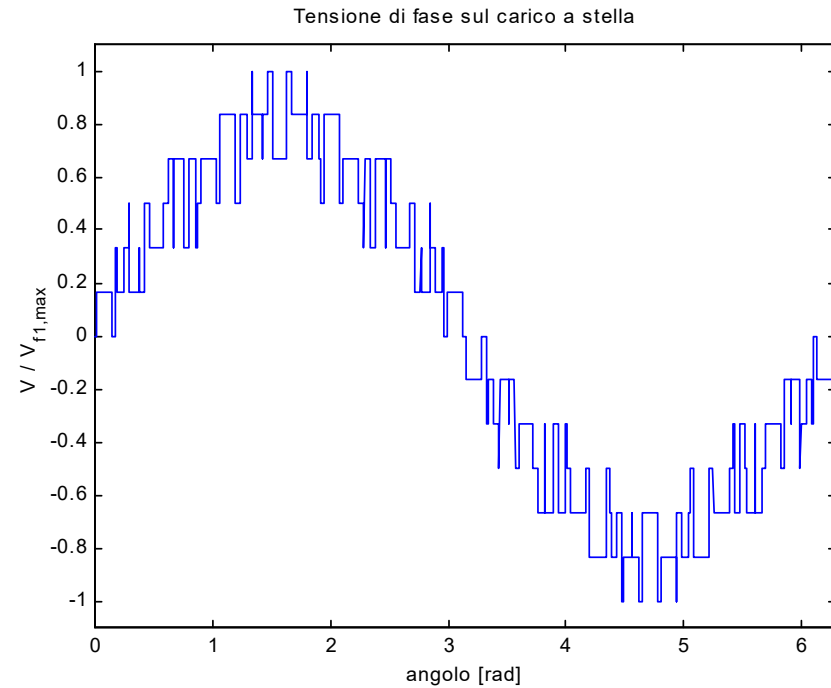


Modulazione a 5 livelli ottenuta utilizzando quattro portanti con disposizione F e ritardo iniziale di $T_p/4$ e una modulante sinusoidale (figura superiore) e tensione di fase di uscita del convertitore (figura inferiore).

PWM A SOTTOSCILLAZIONE

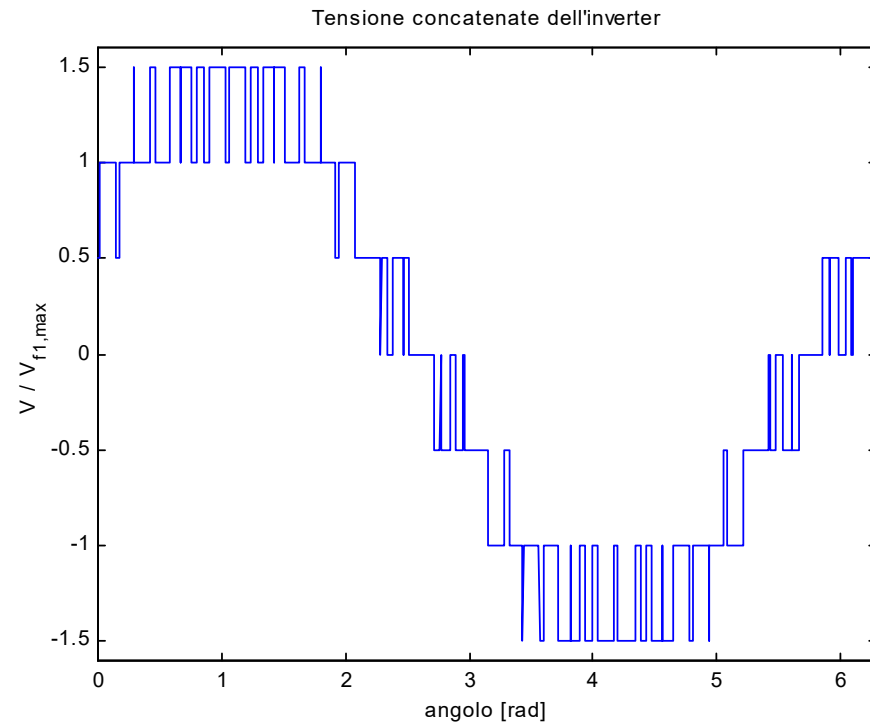


Tensione del centro stella di un carico trifase a stella alimentato dall'invertitore a 5 livelli.



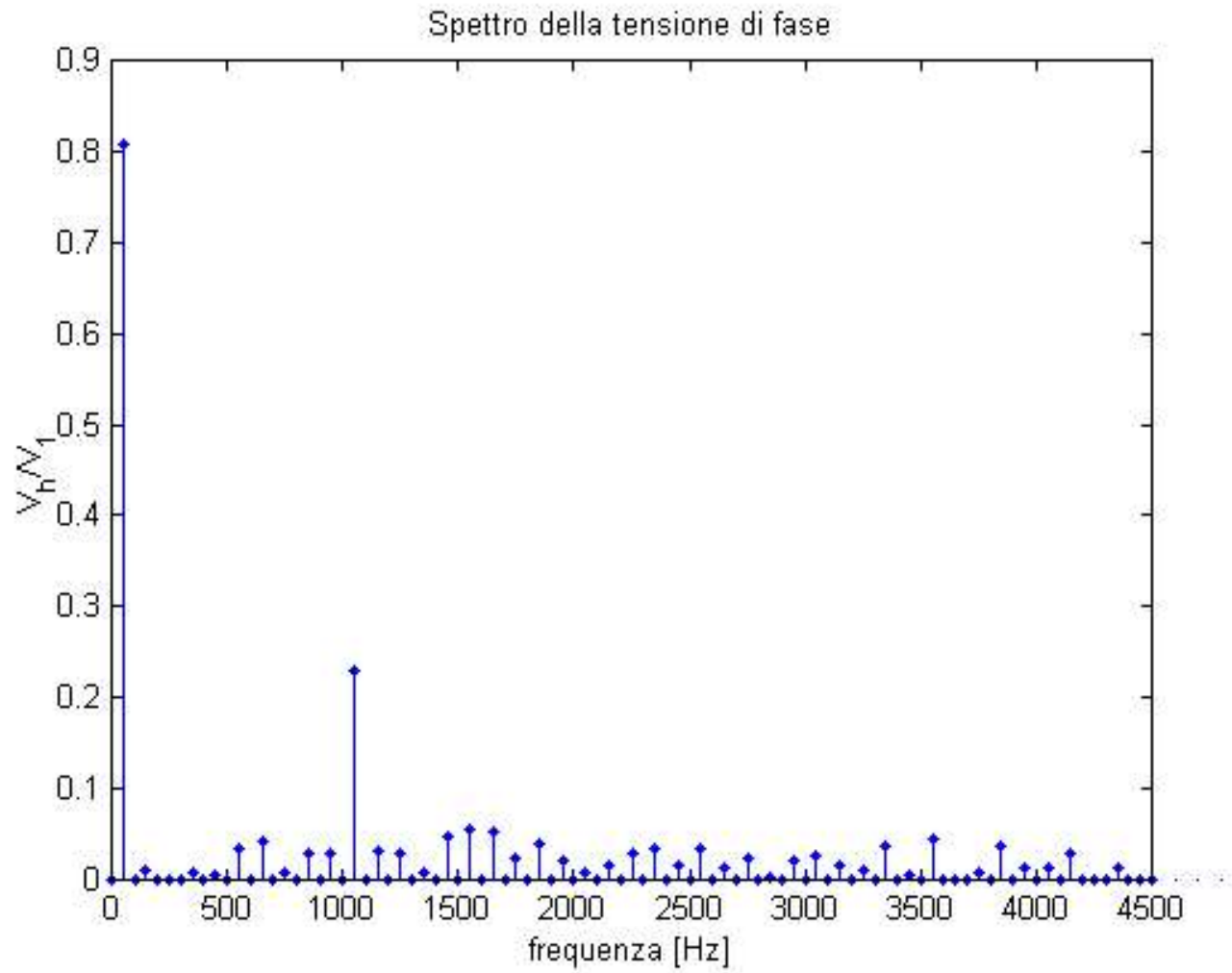
Tensione di fase sul carico trifase a stella con neutro isolato.

PWM A SOTTOSCILLAZIONE

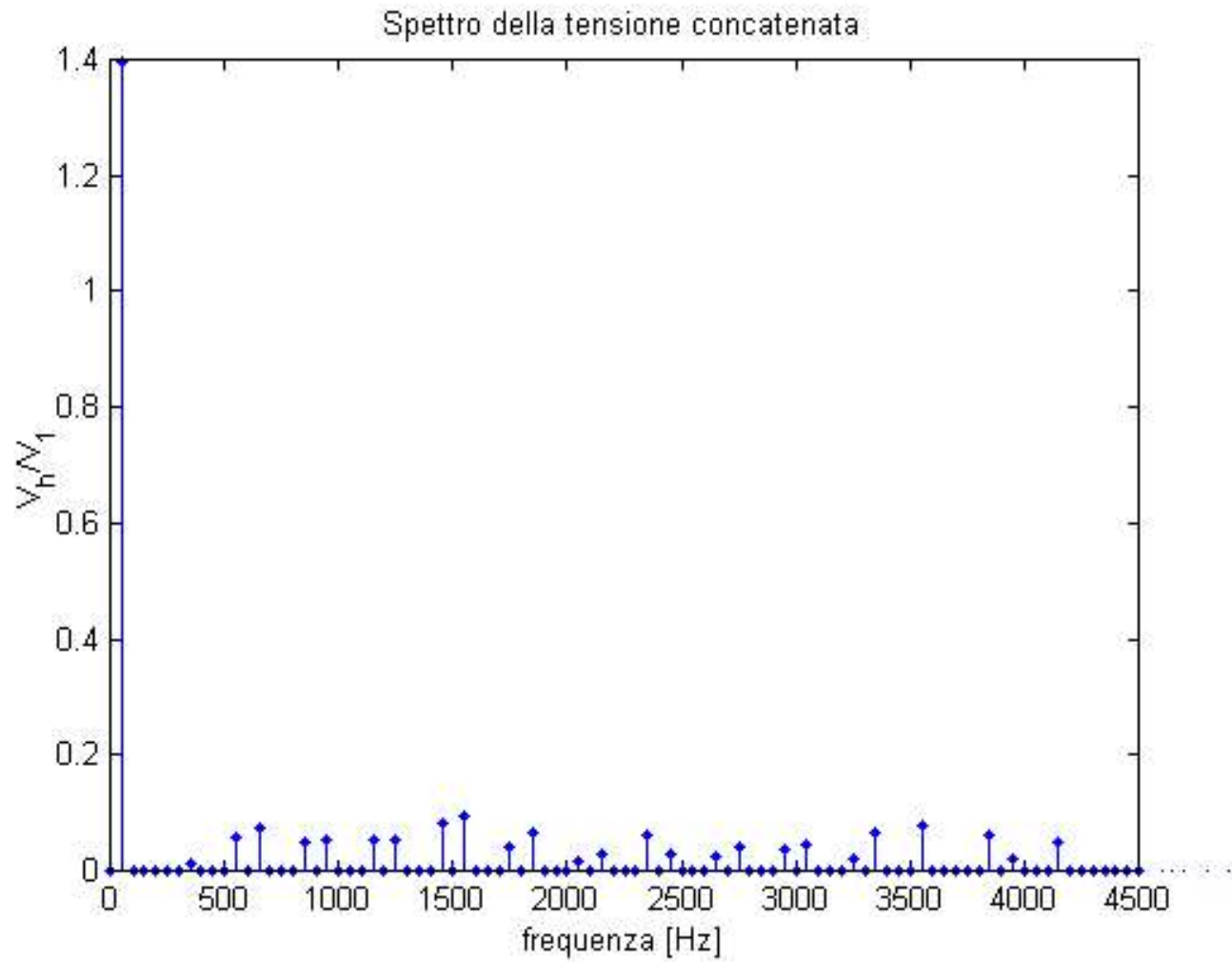


Tensione concatenata di uscita di
un convertitore a 5 livelli.

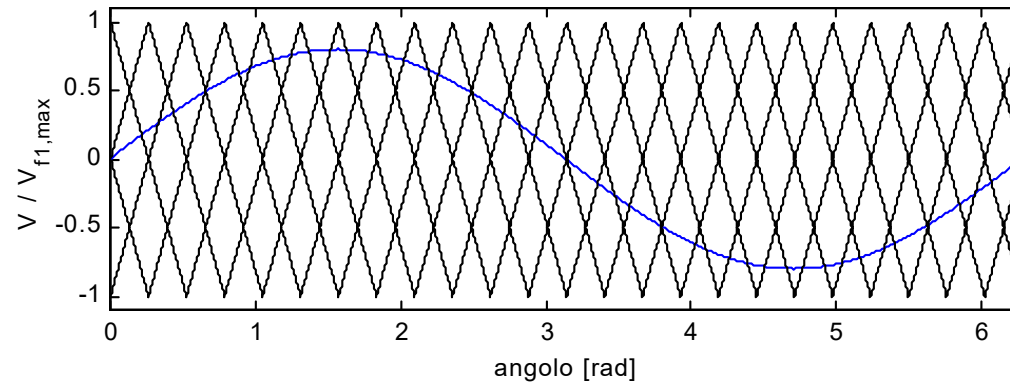
PWM A SOTTOSCILLAZIONE



PWM A SOTTOSCILLAZIONE

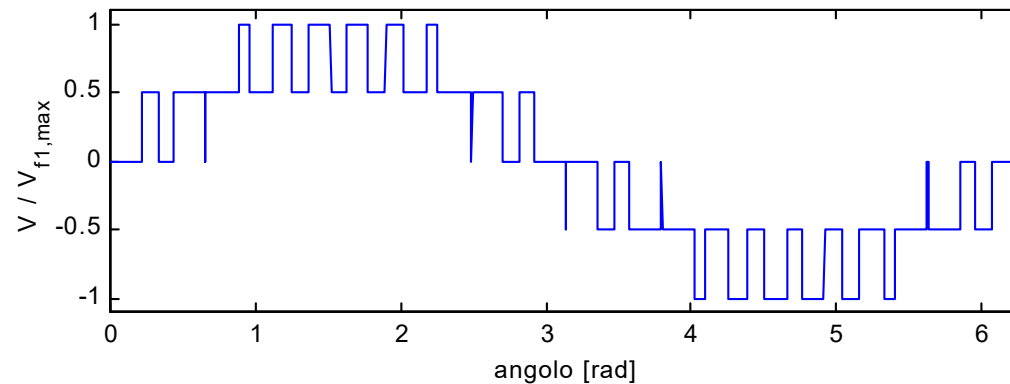


PWM A SOTTOSCILLAZIONE



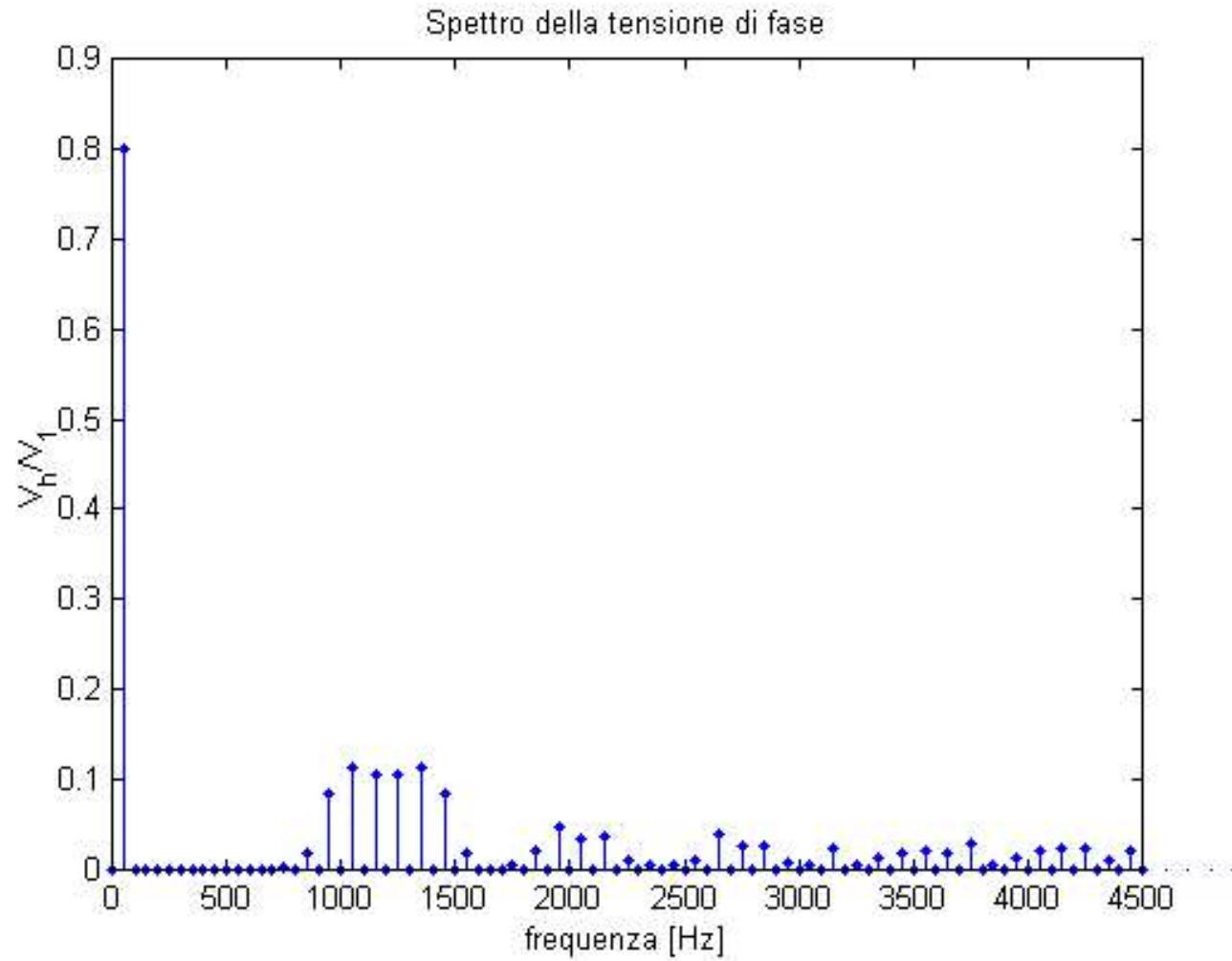
$$m_a = 0.8$$

$$m_f = 24$$

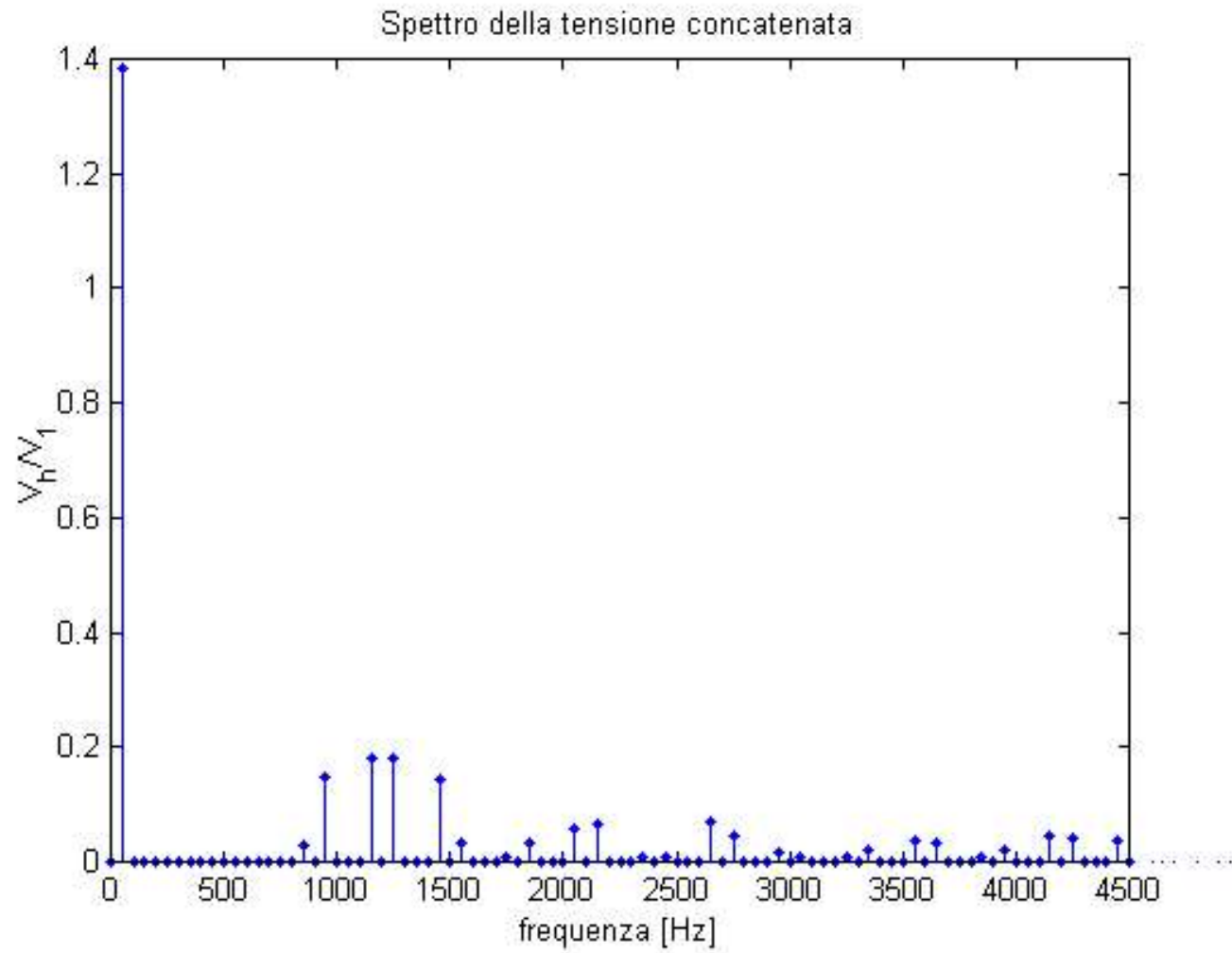


Modulazione a 5 livelli ottenuta utilizzando quattro portanti con disposizione AOF e una modulante sinusoidale (figura superiore) e tensione di fase di uscita del convertitore (figura inferiore).

PWM A SOTTOSCILLAZIONE



PWM A SOTTOSCILLAZIONE



PWM A SOTTOSCILLAZIONE

Nella modulazione sinusoidale l'ampiezza massima della componente fondamentale in zona lineare è al più $V_{dc}/2$.

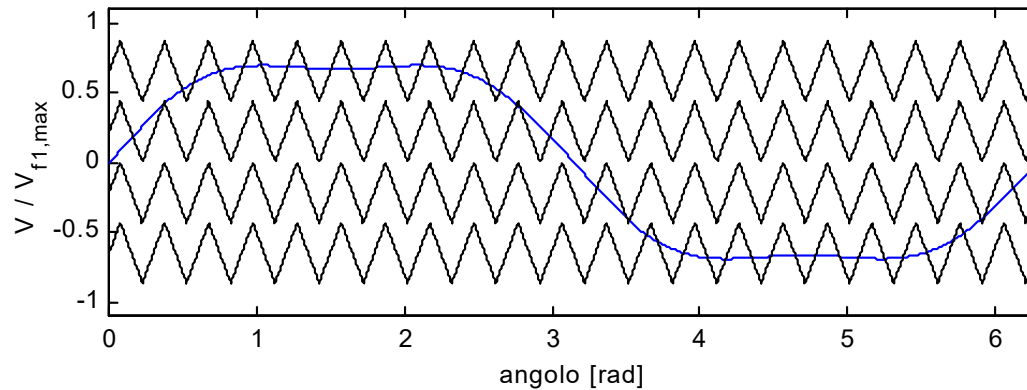
Usando un segnale modulante costituito da un seno più una terza armonica di ampiezza pari ad $1/6$ l'ampiezza del seno l'ampiezza della fondamentale può arrivare fino ad $1.15 V_{dc}/2$ senza che l'ampiezza complessiva della modulante ecceda $V_{dc}/2$. La terza armonica fa parte di una terna omopolare e quindi sparisce nelle tensioni concatenate e in quelle sul carico a stella.

Con i convertitori multilivello è possibile utilizzare una tecnica in cui la modulante è costituita da un'onda a gradini. Quindi si fa una modulazione rettangolare sui diversi gradini, che è più semplice. Gli angoli dei gradini possono essere scelti in modo da eliminare alcune armoniche oppure minimizzare σ_i .

Nel caso di un convertitore a 5 livelli se gli angoli vengono scelti per minimizzare σ_i l'ampiezza della prima armonica è $1.2V_{dc}/2$, quindi è possibile impiegare un valore inferiore di V_{dc} .

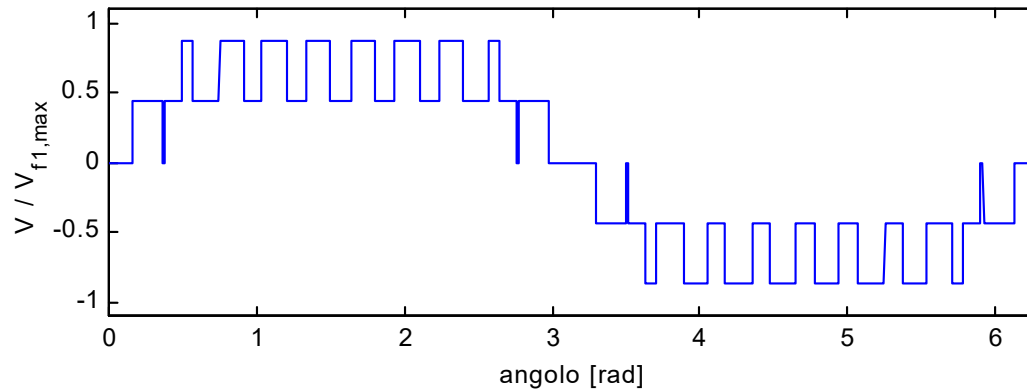
L'inconveniente di questa tecnica è che ovviamente la distorsione della tensione di uscita è maggiore.

PWM A SOTTOSCILLAZIONE



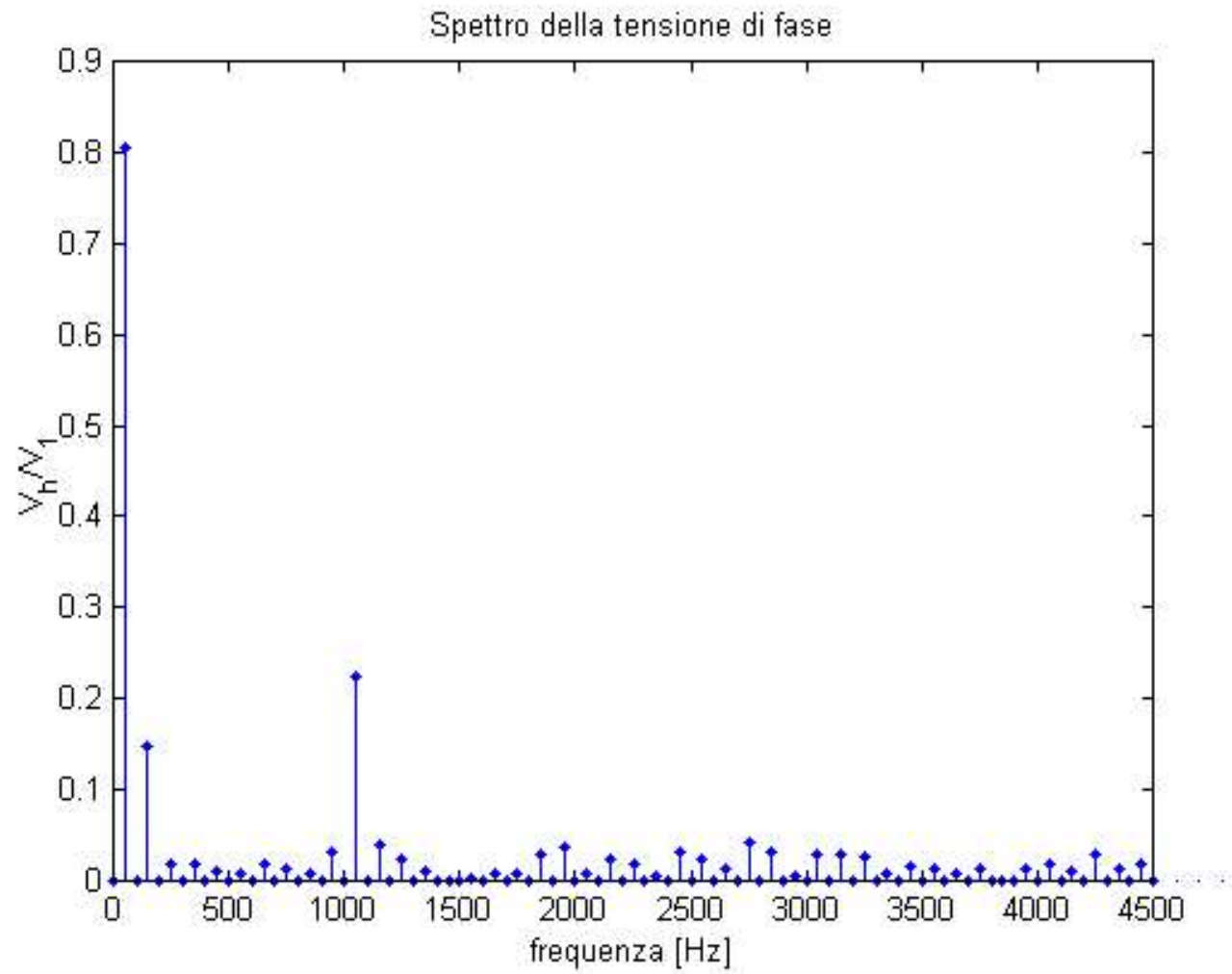
$$m_a = 0.8 \cdot 1.15 = 0.92$$

$$m_f = 21$$



Modulazione a 5 livelli ottenuta utilizzando portanti con disposizione F e ritardo iniziale di $T_p/4$ e una modulante sinusoidale + 3^a armonica (figura superiore) e tensione di fase di uscita del convertitore (figura inferiore).

PWM A SOTTOSCILLAZIONE



PWM A SOTTOSCILLAZIONE

