

# CONVERTITORI MULTILIVELLO

**Prof. Simone CASTELLAN**

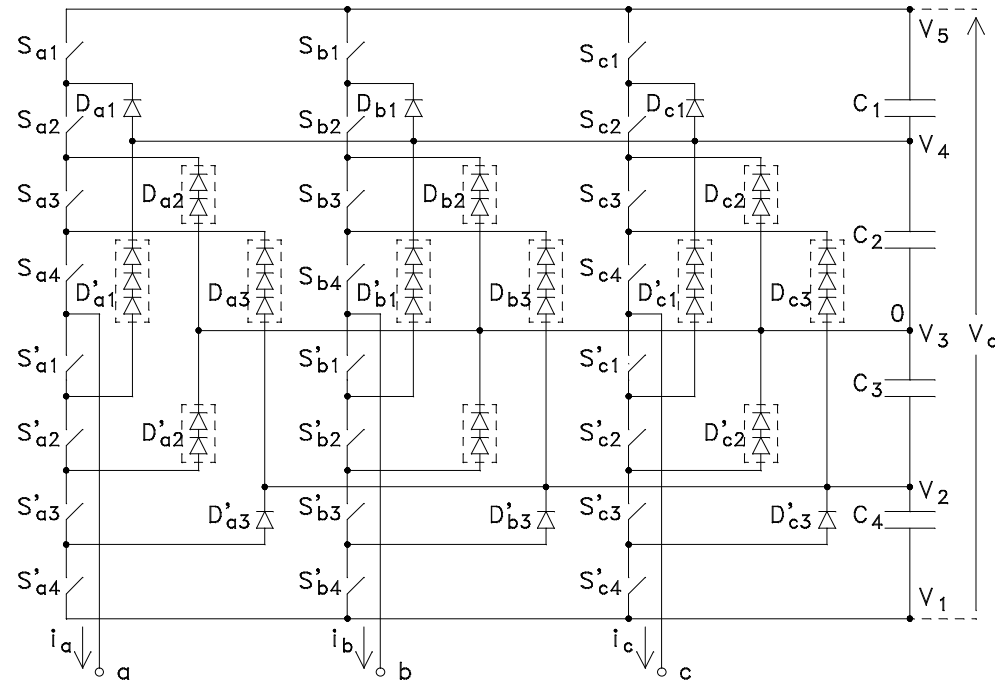
[1] B.Wu, *High-power converters and AC drives*, IEEE Press – Wiley Interscience, 2006.

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

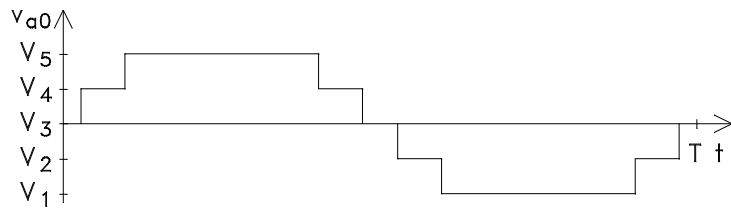
# CONVERTITORI DCMLC (DIODE CLAMPED MULTILEVEL CONVERTER)



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

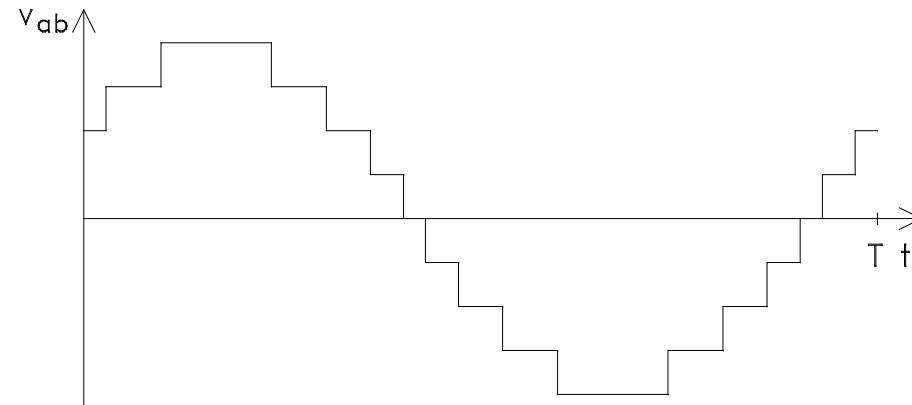
$$i = a, b, c$$

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



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

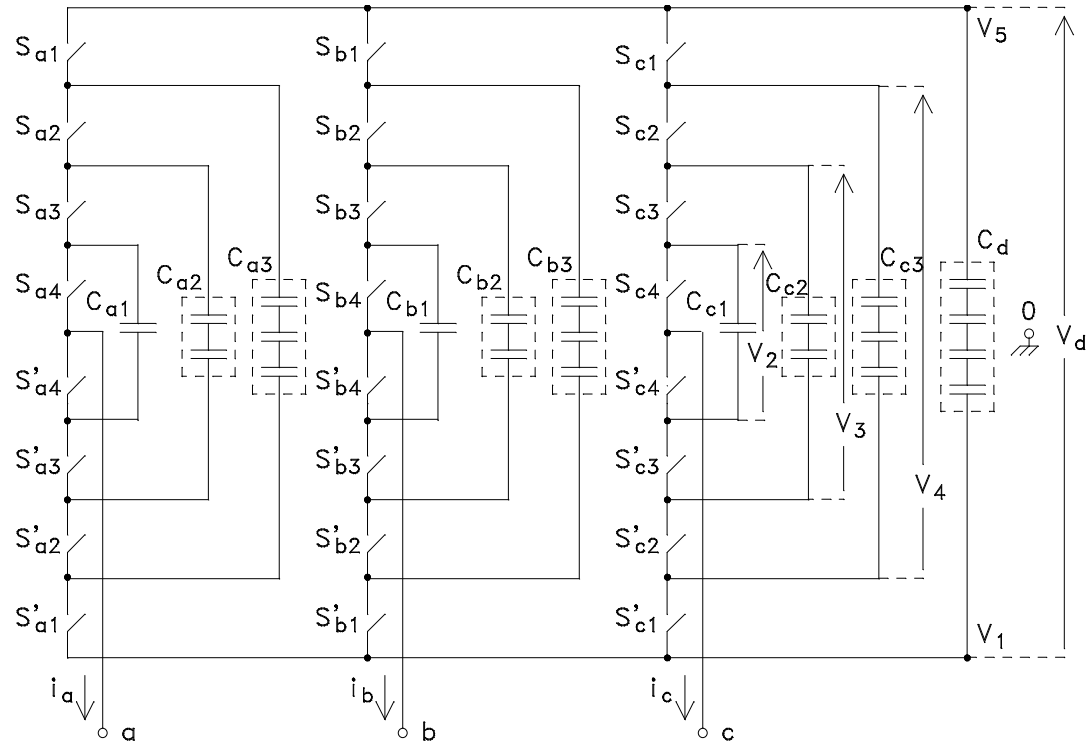
## CARATTERISTICHE POSITIVE

- 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

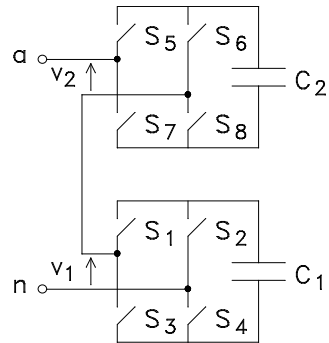
## CARATTERISTICHE POSITIVE

- 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.

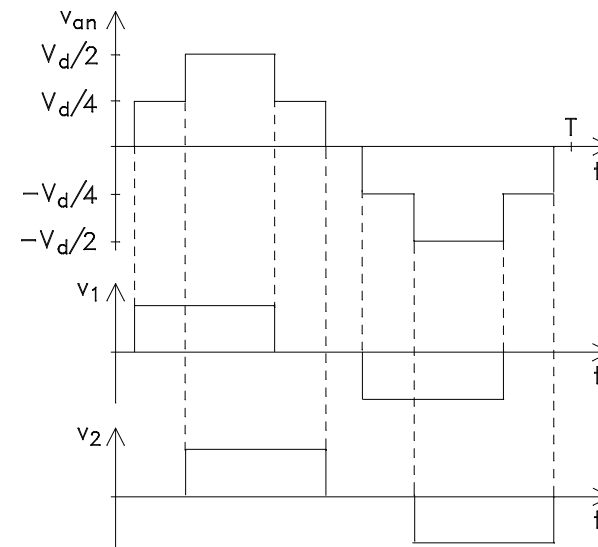
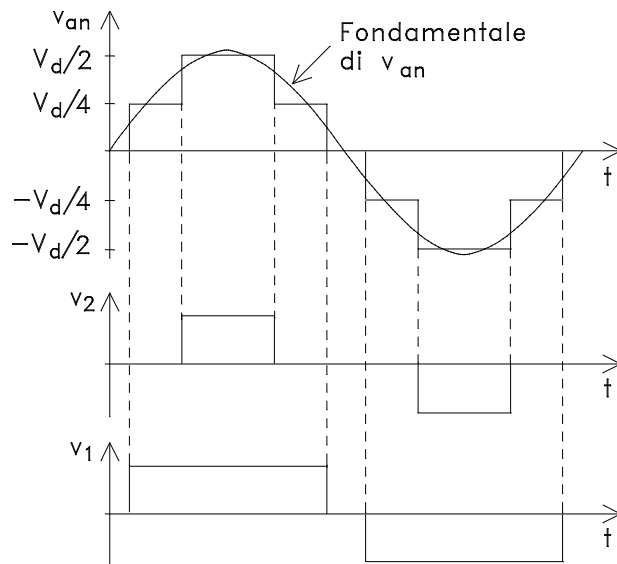
## INCONVENIENTI

- 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.

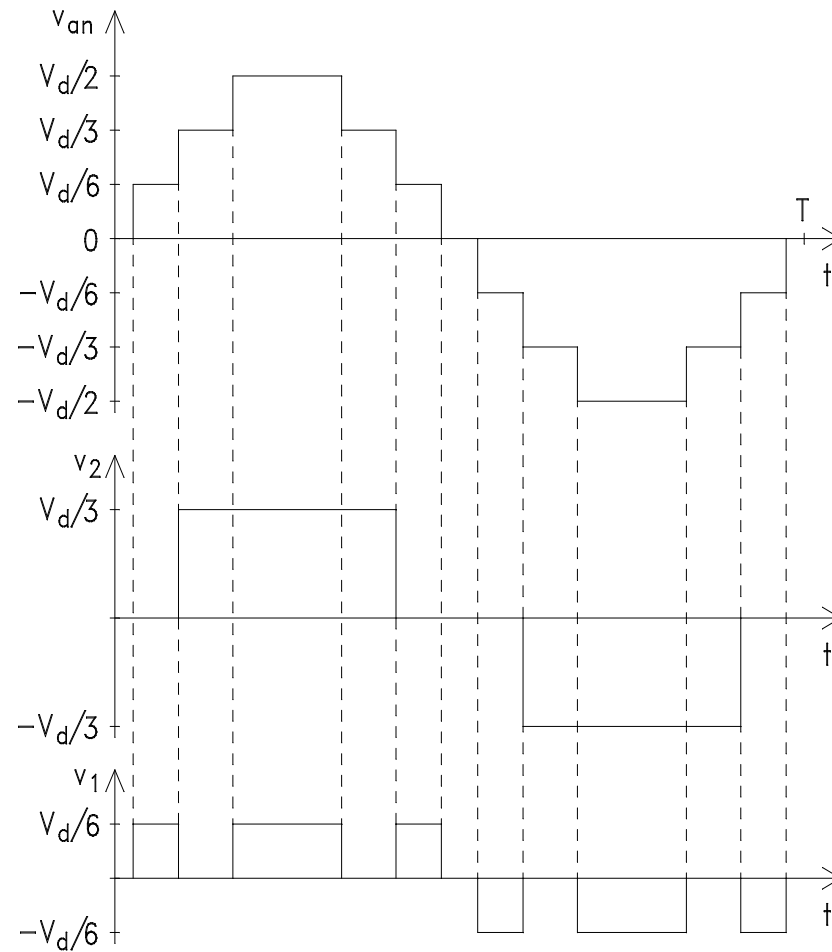
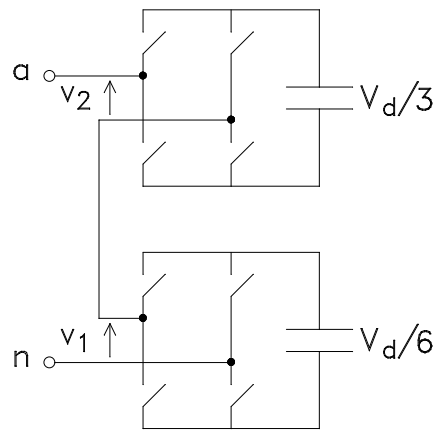
# CONVERTITORI CMLC (CASCADE MULTILEVEL CONVERTER)



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”.



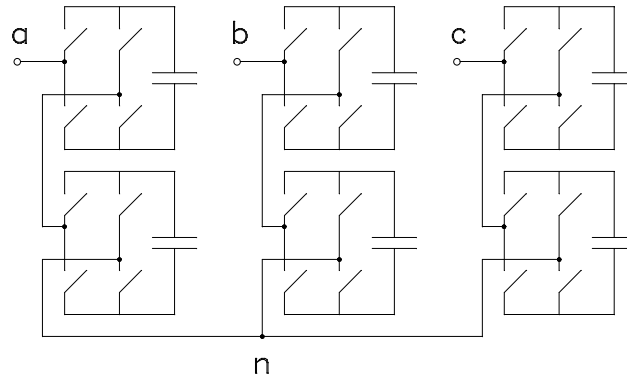
# CONVERTITORI CMLC



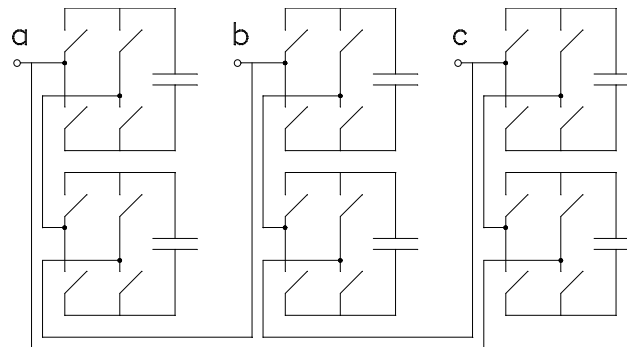
Struttura e “controllo a gradini” di un CMLC monofase a 7 livelli costituito da due ponti monofase con tensioni nel lato in continua una il doppio dell’altra.



# 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

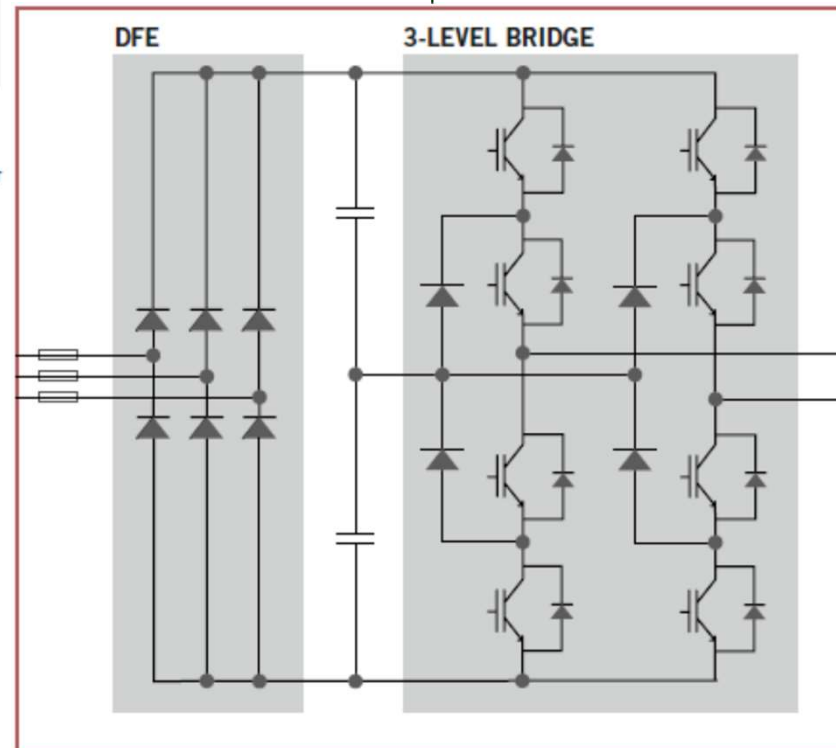
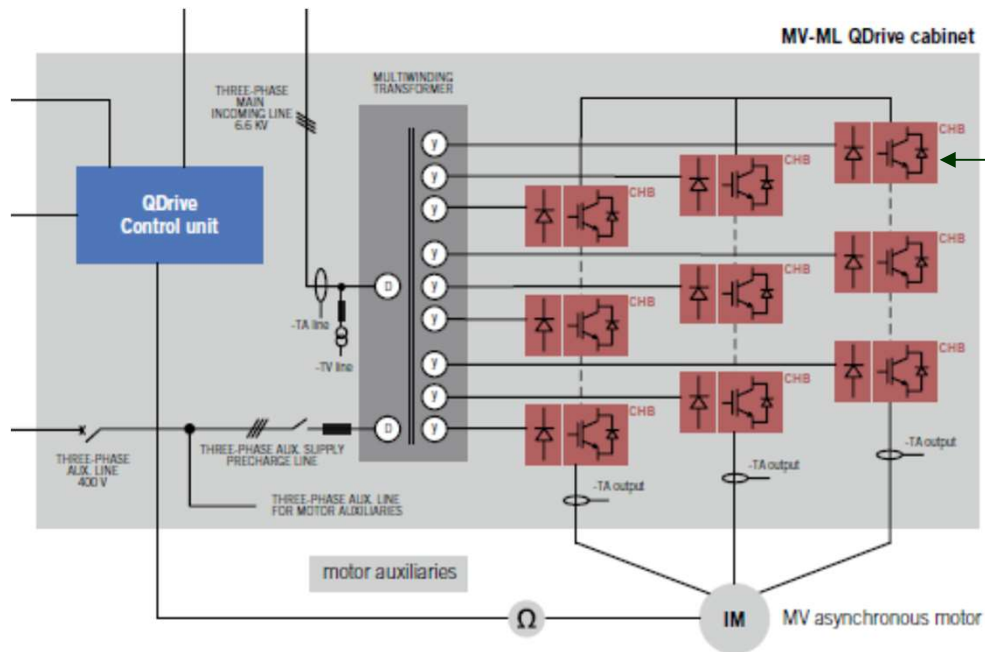
## CARATTERISTICHE POSITIVE

- 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.

## INCONVENIENTE

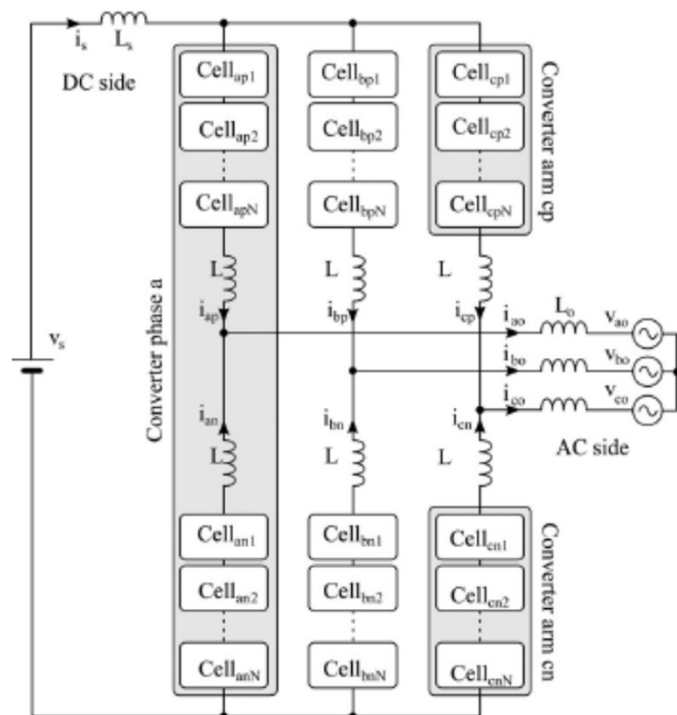
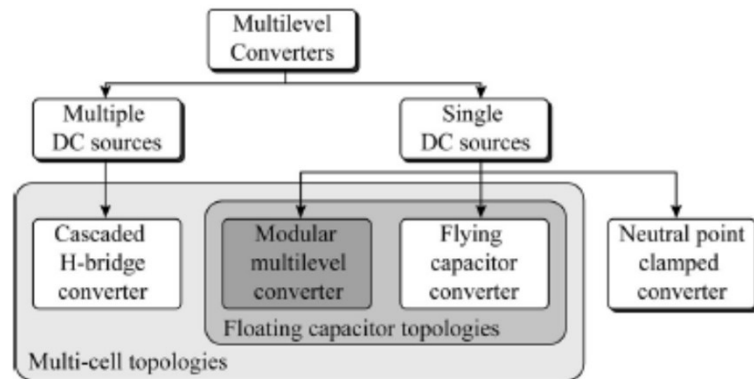
- Richiedono  $1.5(m-1)$  condensatori al posto degli  $(m-1)$  richiesti dai DCMLC. Inoltre dai calcoli di dimensionamento risulta che mediamente la capacità richiesta per ciascun condensatore di un CMLC è superiore rispetto a quella richiesta per un condensatore di un DCMLC.
- Nel caso dell'utilizzo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

# CONVERTITORI CMLC CON CELLA NPC

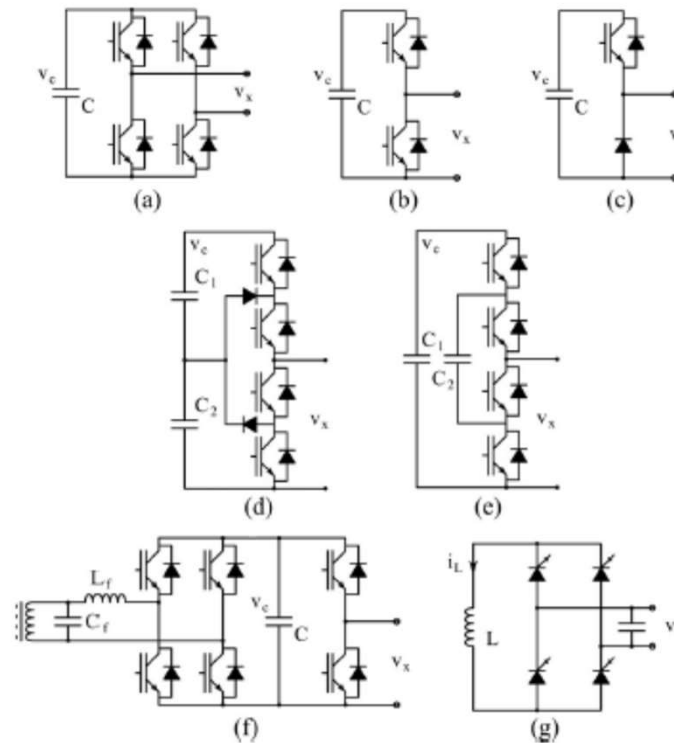


Dalla brochure QDRIVE di  
Danieli Automation

# CONVERTITORI MULTILIVELLO MODULARI



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



Power cell topologies. (a) Full-bridge. (b) Half-bridge. (c) Unidirectional cell. (d) Multilevel NPC cell. (e) Multilevel flying capacitor cell. (f) Cell with resonant inverter for inductive power transfer. (g) Current source cell.

# 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:

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

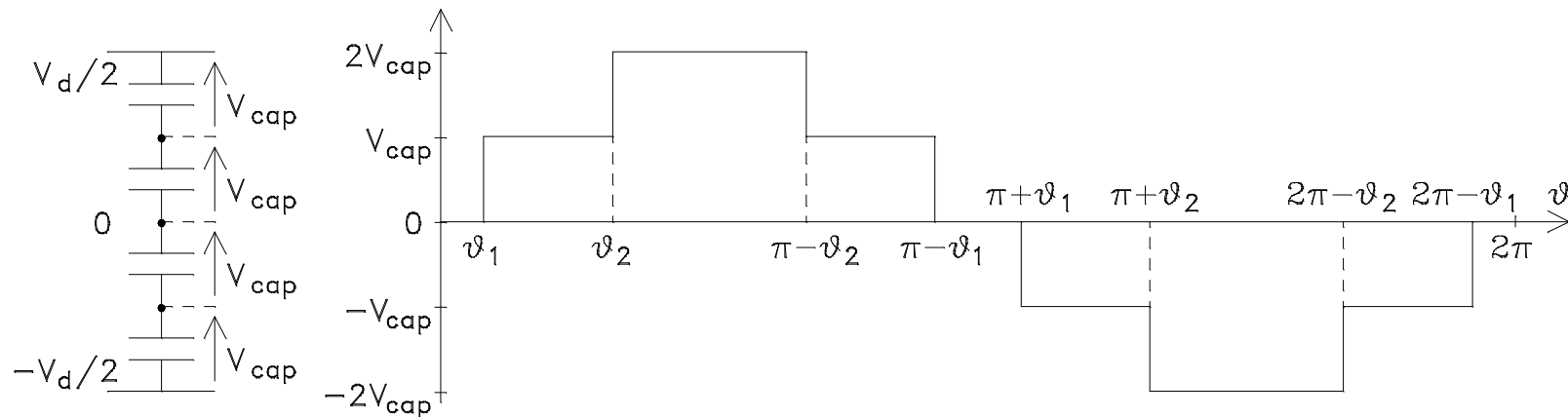
Indice di distorsione armonica globale di corrente:

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

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”.

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

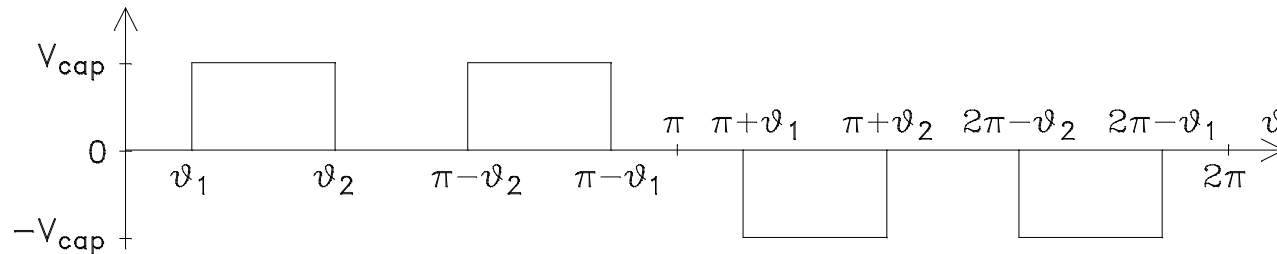
$$v_{fhP} = \frac{4}{\pi} \cdot \frac{2}{m-1} \cdot \frac{1}{h} [\cos(h\vartheta_1) + \cos(h\vartheta_2)]$$

# FUNZIONAMENTO A GRADINI

## ELIMINAZIONE DELLA 5<sup>^</sup> ARMONICA

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

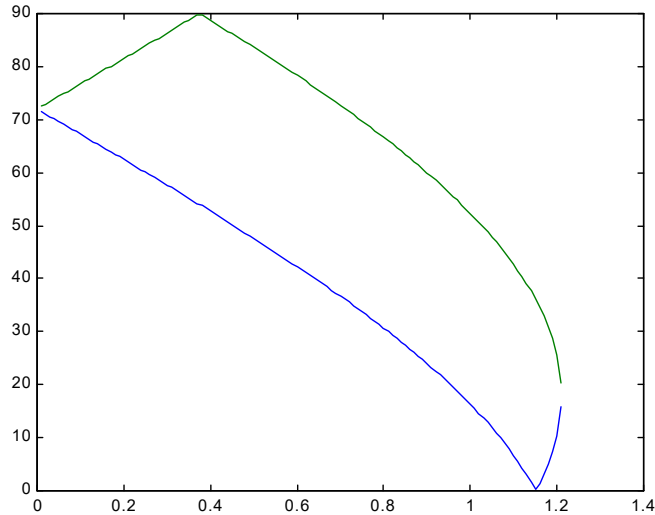
I valori di  $m_a$  per cui il sistema ha soluzione sono compresi fra 0.38 e 1.21. Per valori di  $m_a$  inferiori a 0.38 è possibile eliminare la 5<sup>^</sup> armonica se si adotta una strategia di commutazione “non monotona”.



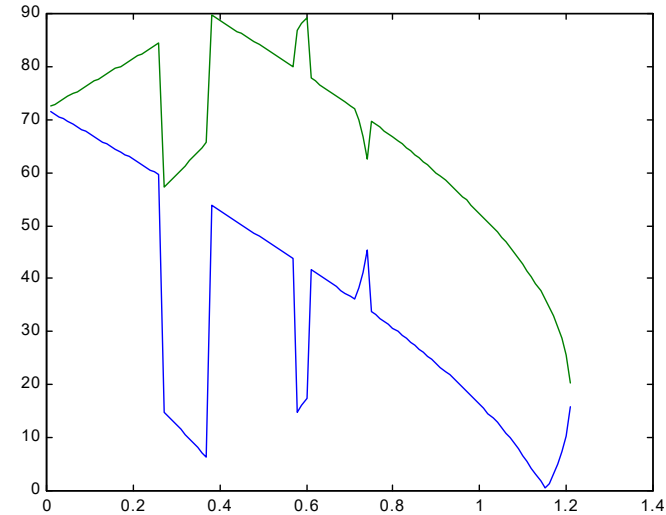
Funzionamento a gradini con strategia di commutazione “non monotona”.



# FUNZIONAMENTO A GRADINI



Eliminazione della 5<sup>a</sup> 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<sup>a</sup> 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:

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

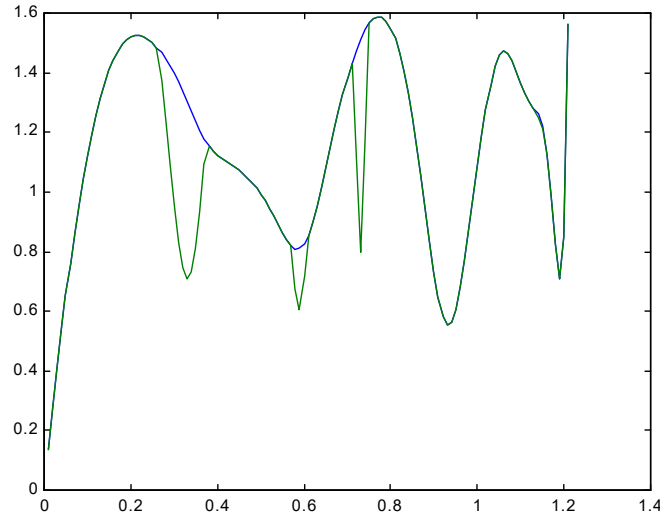
$$\sigma_i = \frac{1}{I_{f1,cc}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{fh}^2} = \frac{\omega L_f}{V_{f1,N}} \sqrt{\sum_{\substack{h=2 \\ h \neq 3k}}^{\infty} \left( \frac{V_{fh}}{h\omega L_f} \right)^2} = \frac{1}{v_{f1P,N}} \sqrt{\sum_{\substack{h=2 \\ h \neq 3k}}^{\infty} \left( \frac{v_{fhP}}{h} \right)^2}$$

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

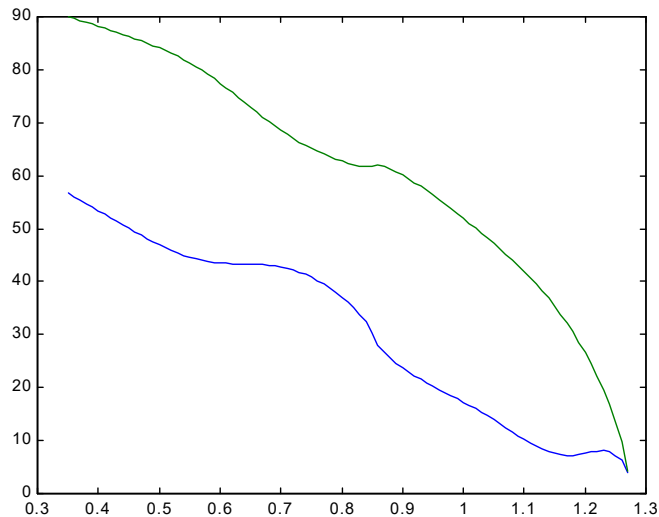
Per un convertitore a 5 livelli  $\sigma_i$  risulta:

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

# FUNZIONAMENTO A GRADINI

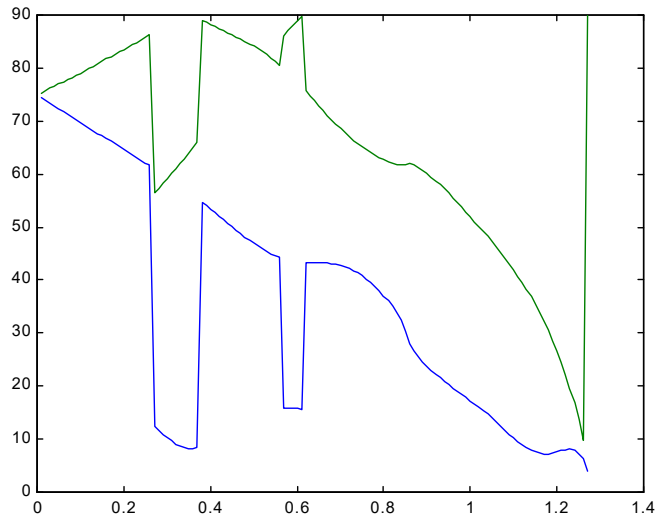


$\sigma_i$  in funzione di  $m_a$  per  $\mathcal{G}_1$  e  $\mathcal{G}_2$  calcolati in modo da eliminare la 5<sup>a</sup> armonica con “strategia monotona” (curva blu) e “strategia non monotona” (curva verde).

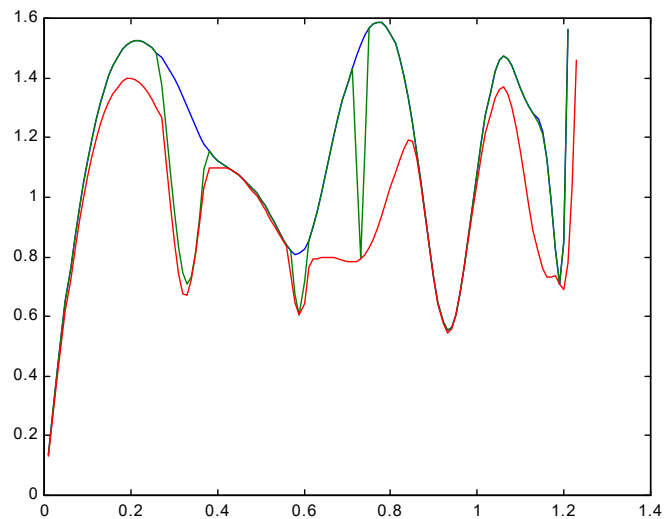


Minimizzazione di  $\sigma_i$  con utilizzo della sola “strategia monotona”: andamento di  $\mathcal{G}_1$  (curva blu) e  $\mathcal{G}_2$  (curva verde) in funzione di  $m_a$  ( $m_a \geq 0.35$ ).

# 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<sup>a</sup> armonica).

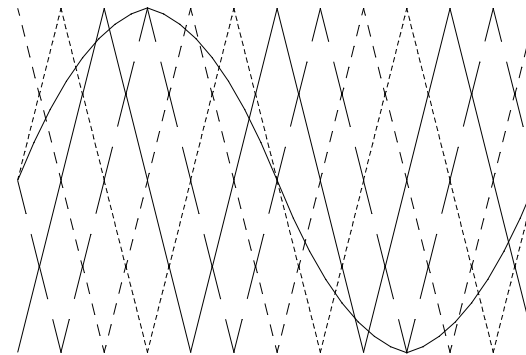
# PWM A SOTTOSCILLAZIONE

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.

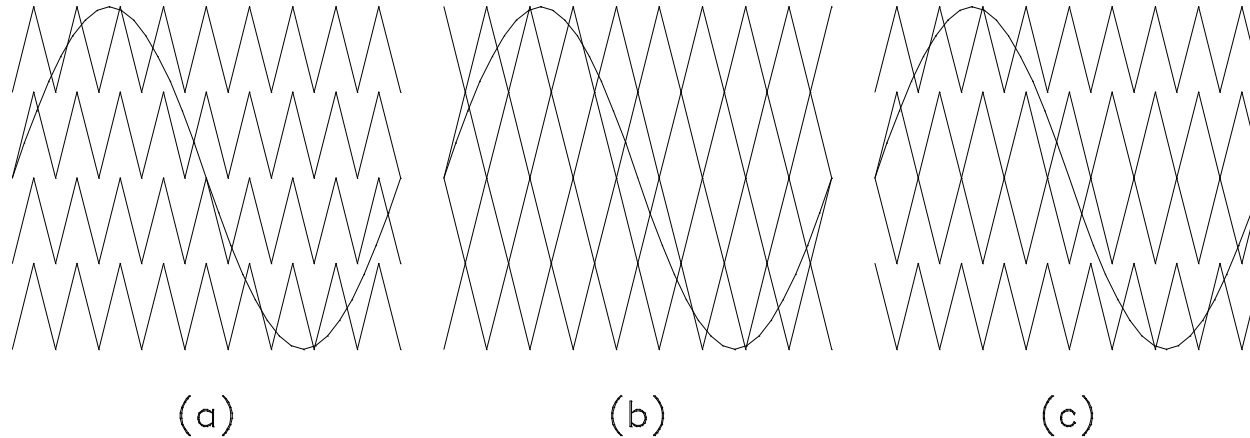
Con i metodi a portanti multiple la modulazione di un convertitore ad  $m$  livelli viene eseguita impiegando  $(m-1)$  portanti formate da triangoli della stessa ampiezza e frequenza.

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

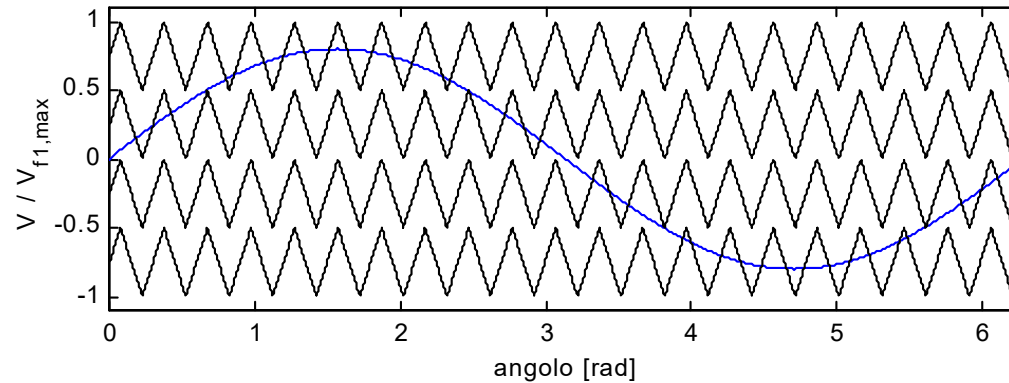


PWM a disposizione delle portanti: è applicabile a qualsiasi tipo di convertitore multilivello e utilizza  $(m-1)$  portanti di ampiezza  $A_{m,max}/(m-1)$  traslate in ampiezza di  $V_{dc}/(m-1)$ .

Le portanti possono essere disposte in vari modi:

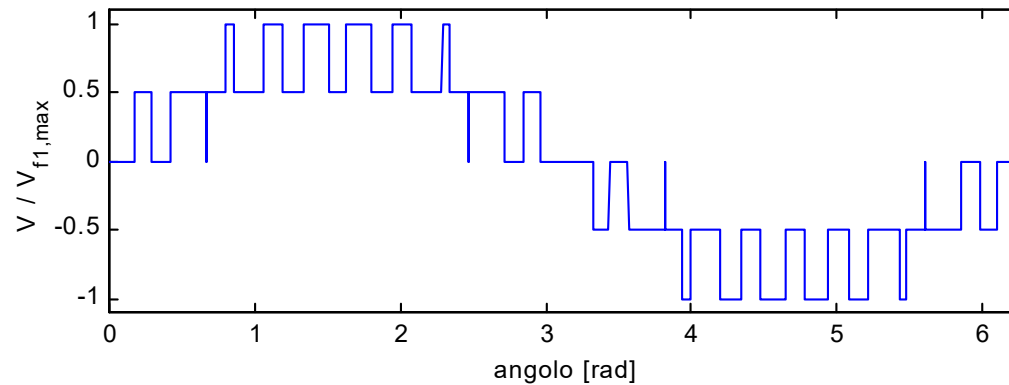
- a) disposizione in fase (F),
- b) disposizione alternativa in opposizione di fase (AOF),
- c) disposizione in opposizione di fase (OF).

# PWM A SOTTOSCILLAZIONE



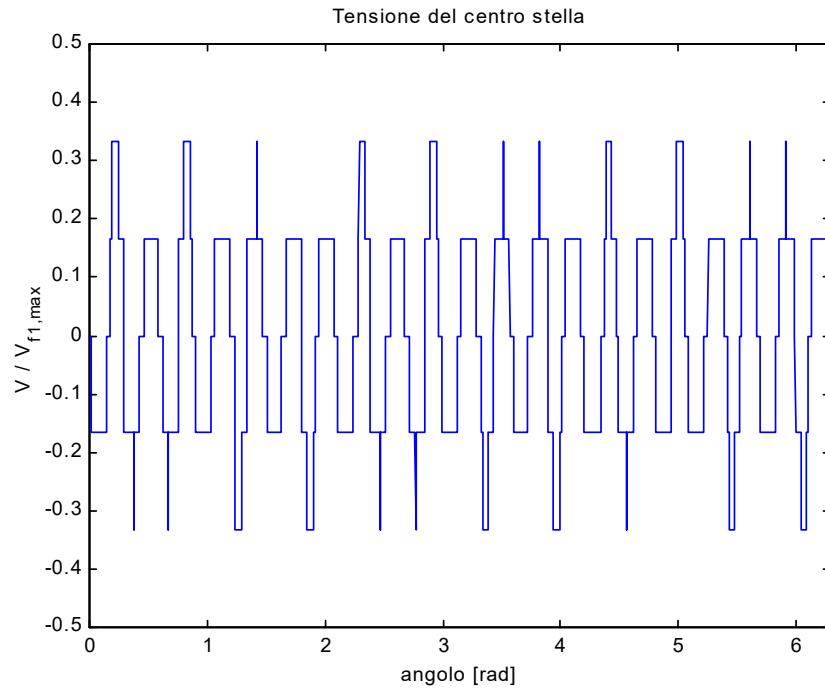
$$m_a = 0.8$$

$$m_f = f_m / f_p = 21$$

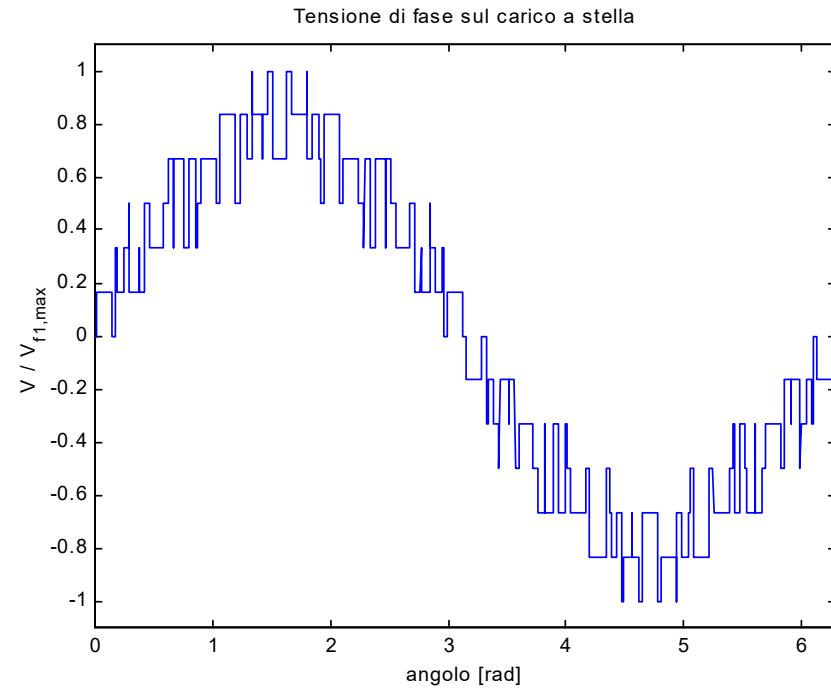


Modulazione a 5 livelli ottenuta utilizzando quattro portanti con disposizione F e ritardo iniziale di  $T_p/4$  e una modulante sinusoidale (figura superiore) e tensione di fase di uscita del convertitore (figura inferiore).

# PWM A SOTTOSCILLAZIONE



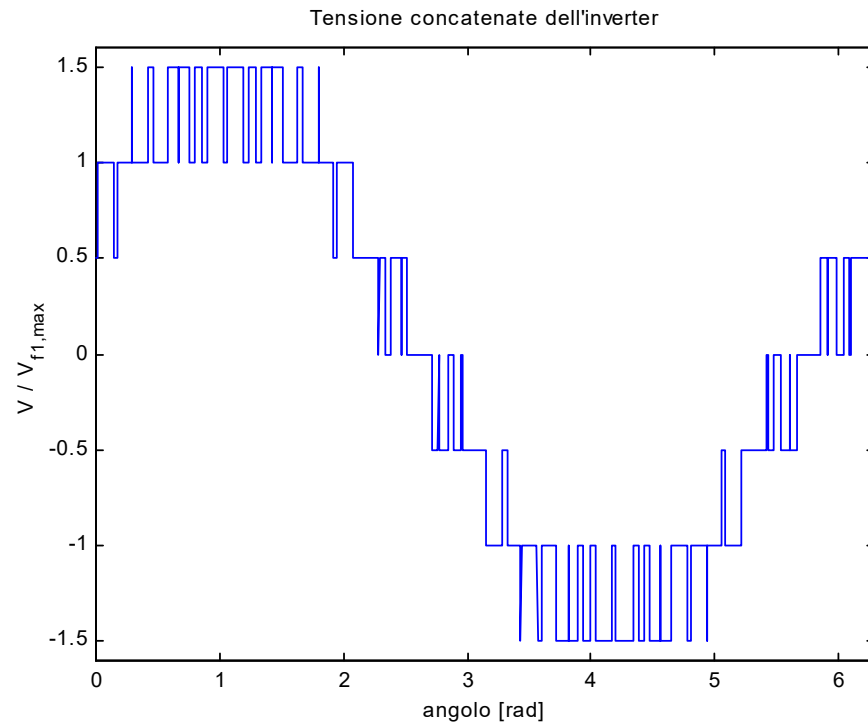
Tensione del centro stella di un carico trifase a stella alimentato dall'invertitore a 5 livelli.



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

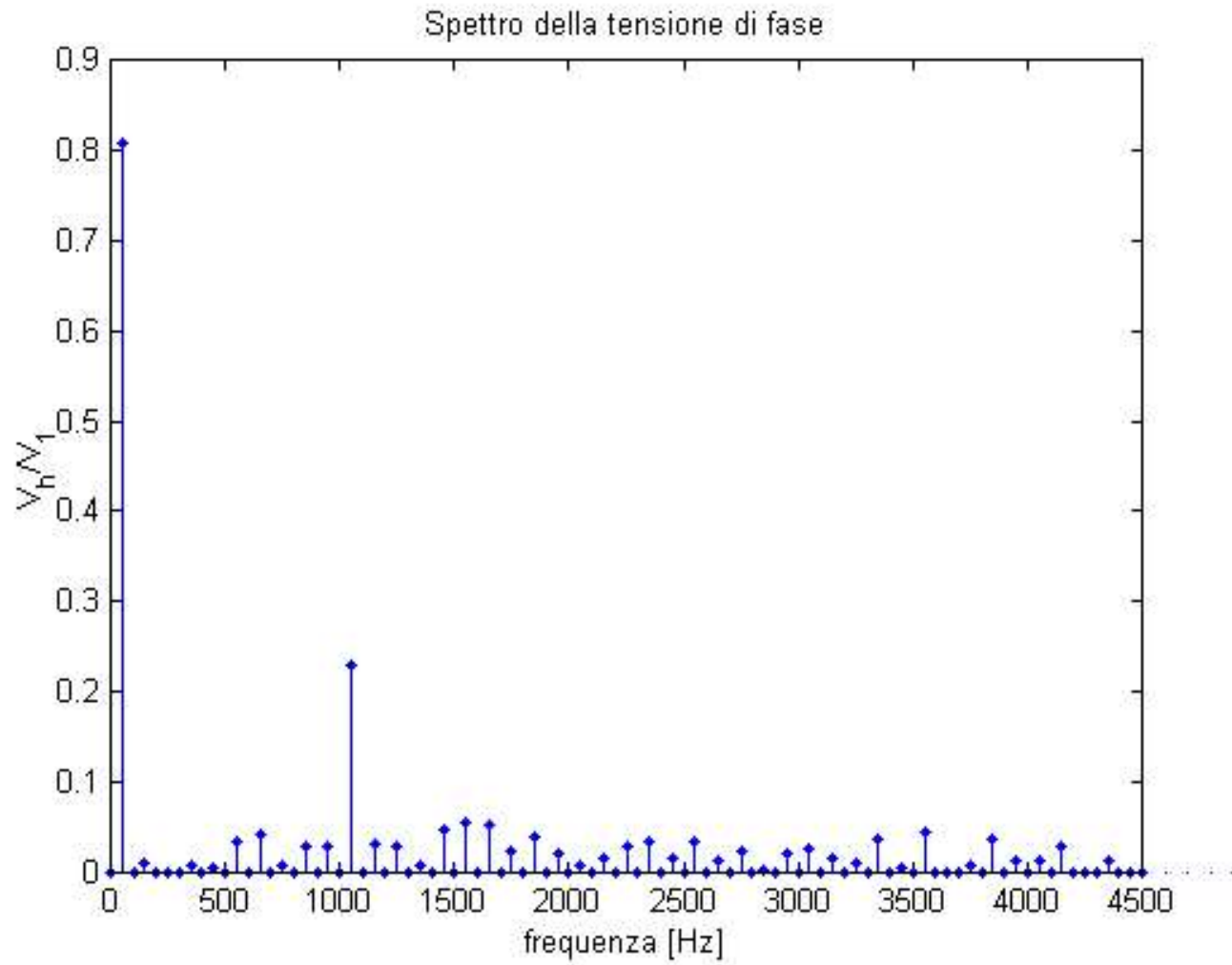


# PWM A SOTTOSCILLAZIONE

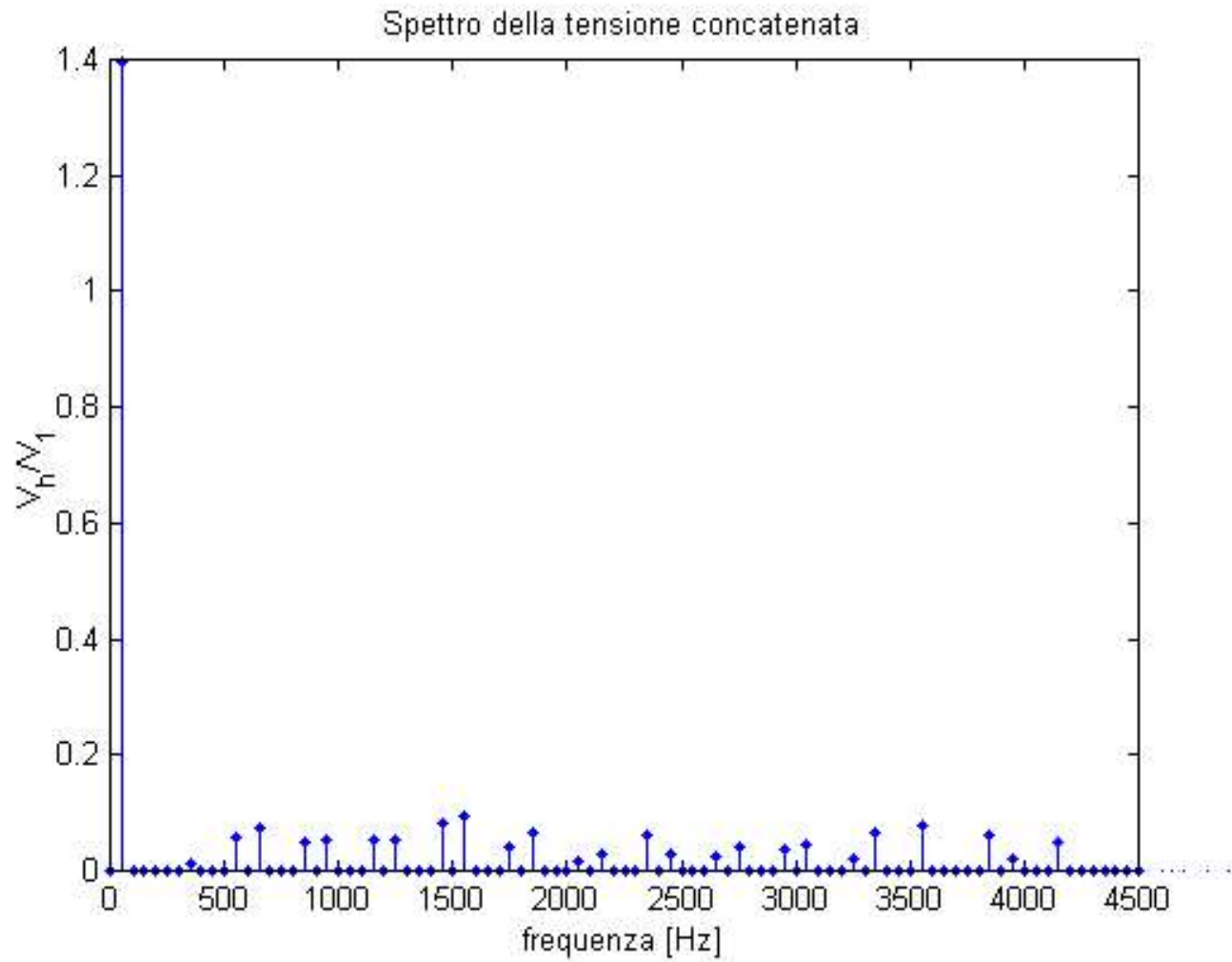


Tensione concatenata di uscita di  
un convertitore a 5 livelli.

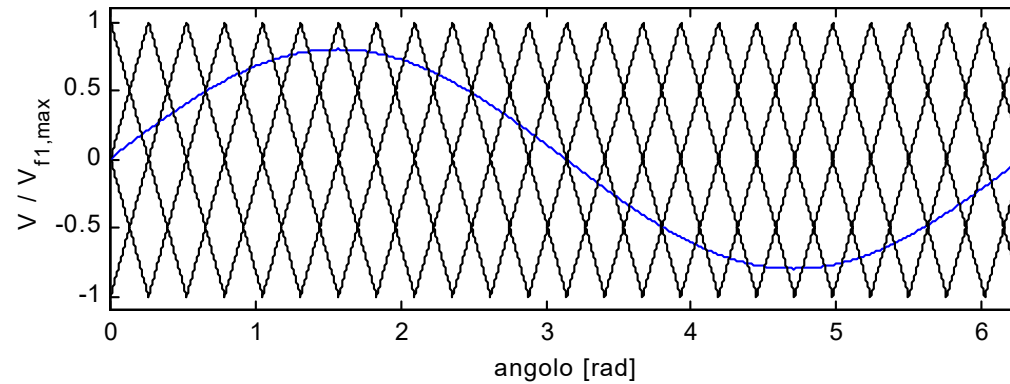
# PWM A SOTTOSCILLAZIONE



# PWM A SOTTOSCILLAZIONE

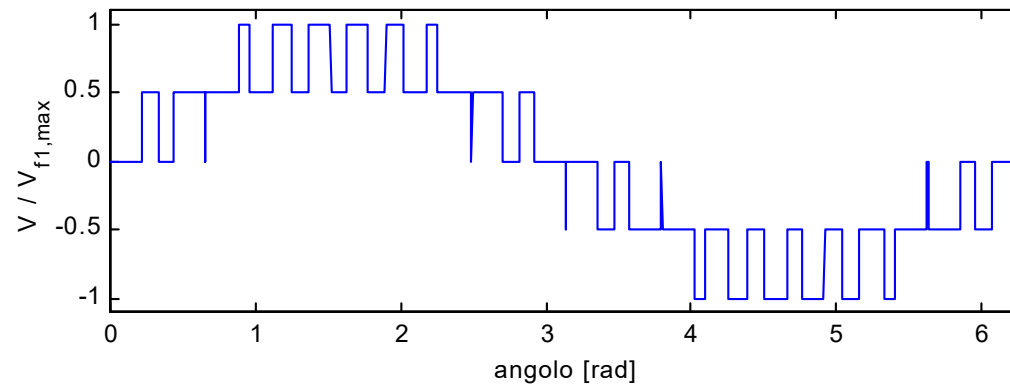


# PWM A SOTTOSCILLAZIONE



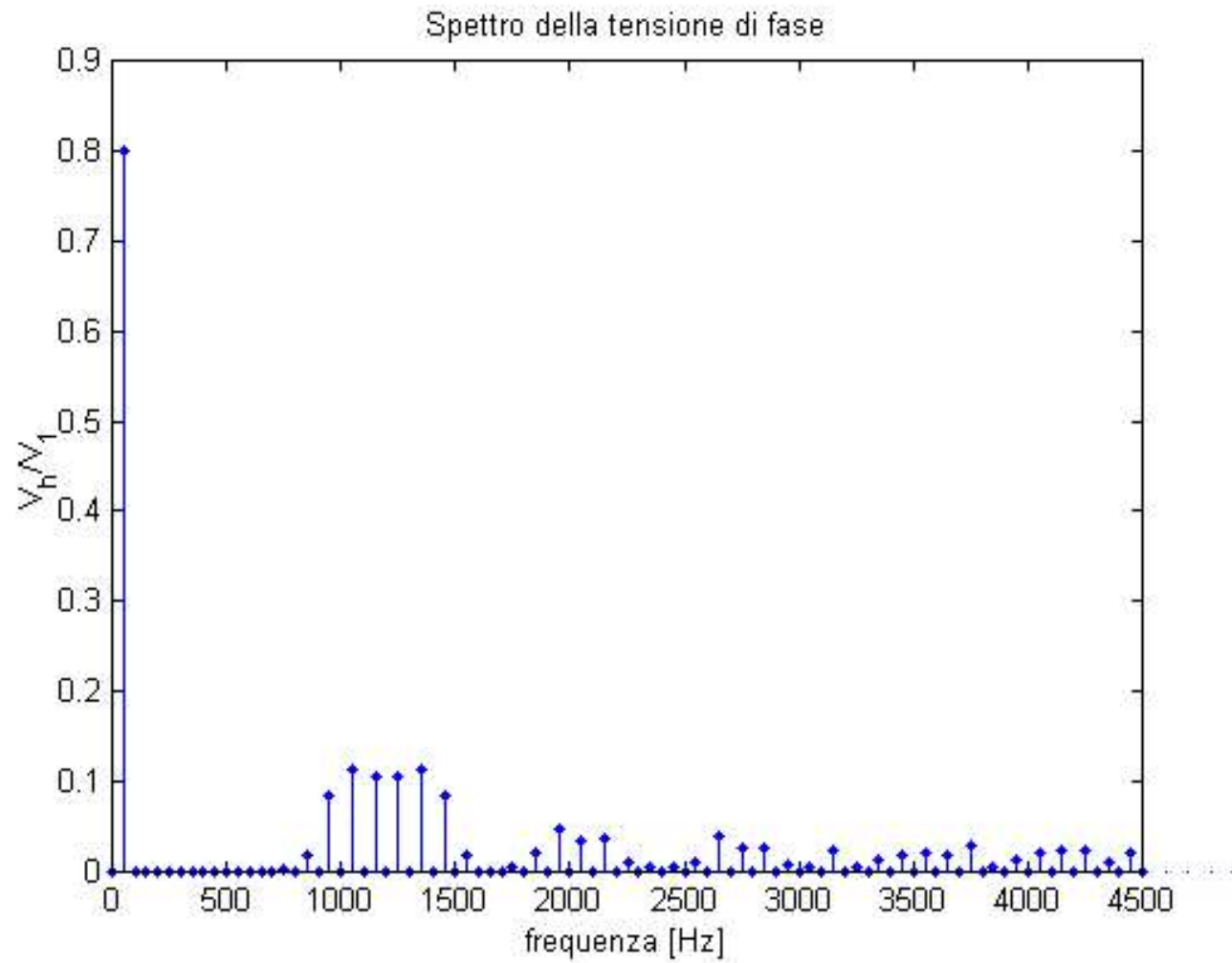
$$m_a = 0.8$$

$$m_f = 24$$

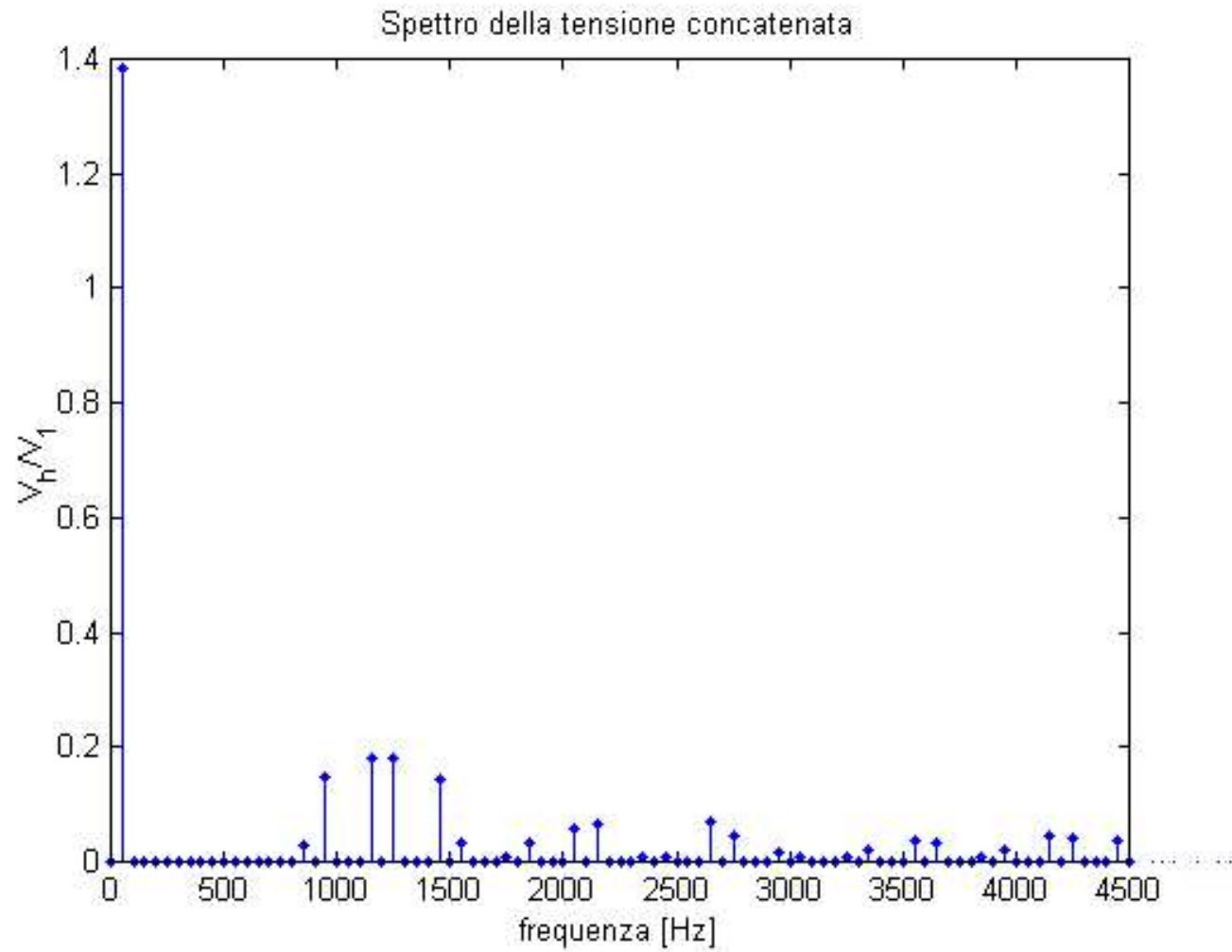


Modulazione a 5 livelli ottenuta utilizzando quattro portanti con disposizione AOF e una modulante sinusoidale (figura superiore) e tensione di fase di uscita del convertitore (figura inferiore).

# PWM A SOTTOSCILLAZIONE



# PWM A SOTTOSCILLAZIONE



# PWM A SOTTOSCILLAZIONE

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

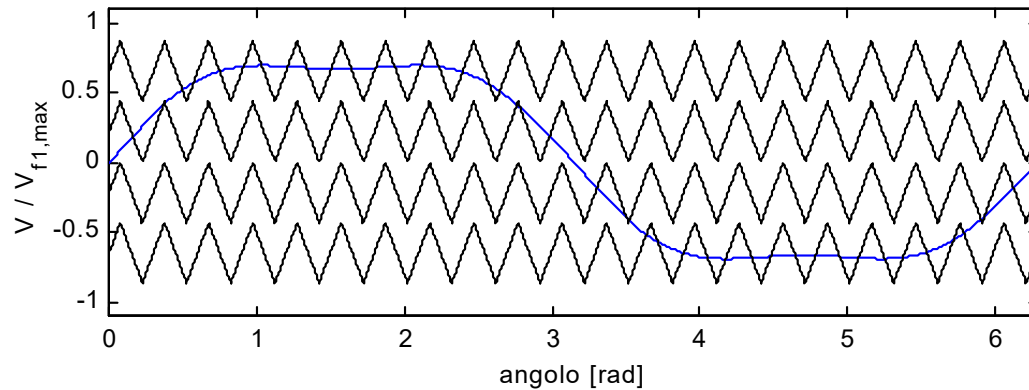
Usando un segnale modulante costituito da un seno più una terza armonica di ampiezza pari ad  $1/6$  l'ampiezza del seno l'ampiezza della fondamentale può arrivare fino ad  $1.15 V_{dc}/2$  senza che l'ampiezza complessiva della modulante ecceda  $V_{dc}/2$ . La terza armonica fa parte di una terna omopolare 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  $\sigma_i$ .

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

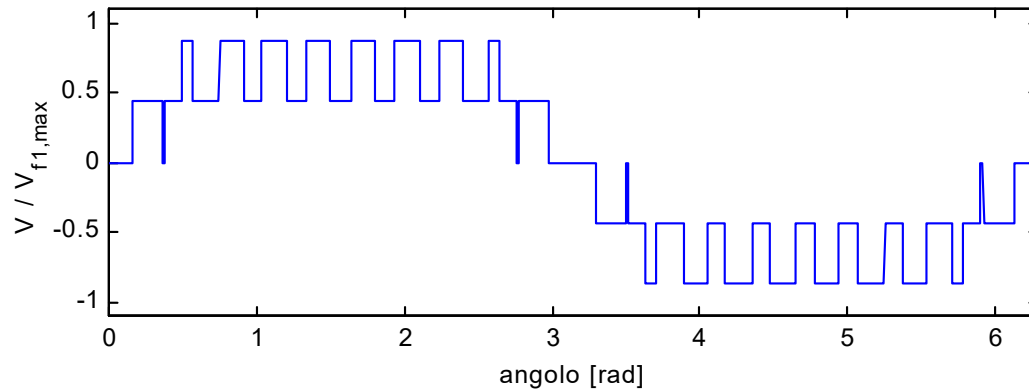
L'inconveniente di questa tecnica è che ovviamente la distorsione della tensione di uscita è maggiore.

# PWM A SOTTOSCILLAZIONE



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

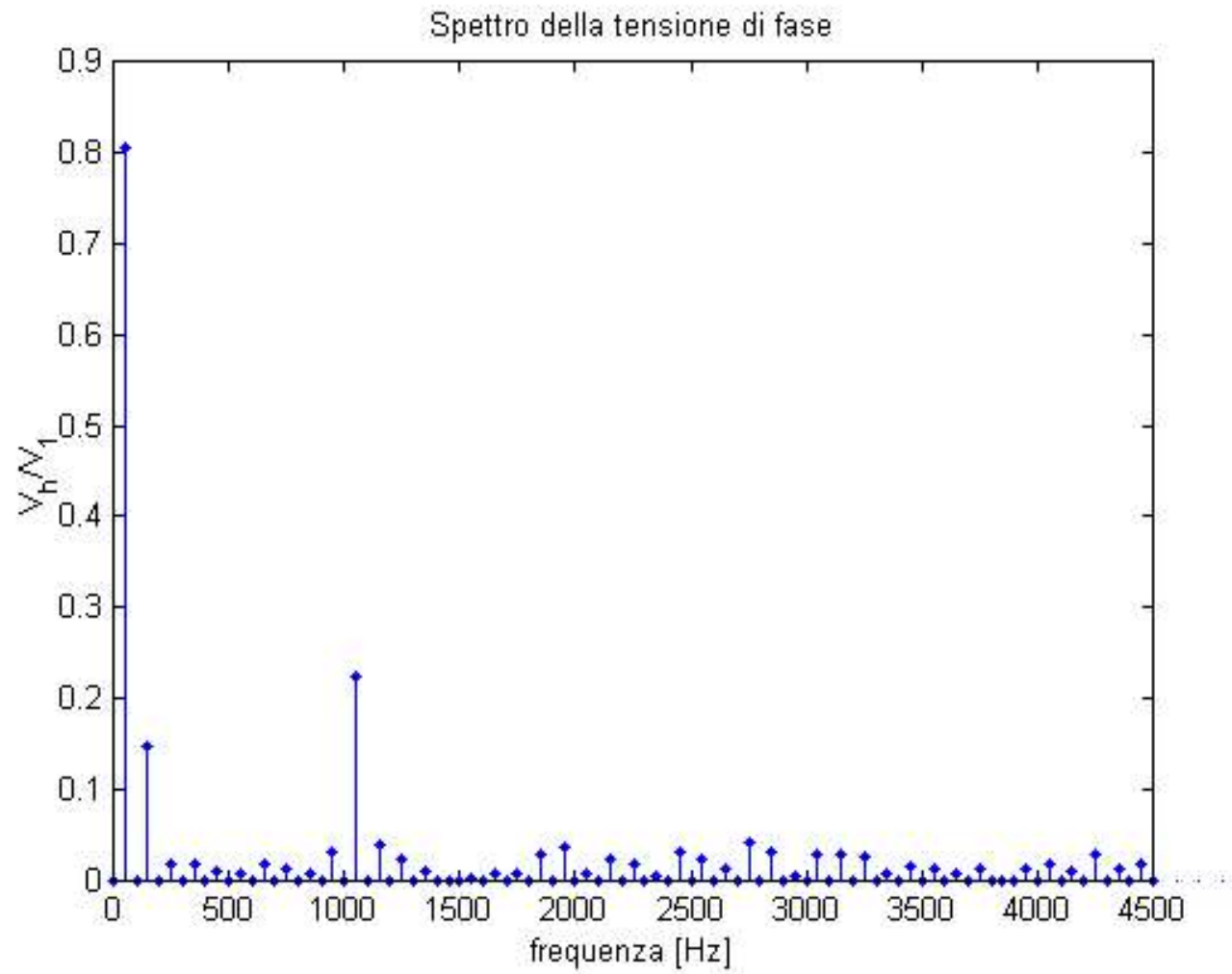
$$m_f = 21$$



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



# PWM A SOTTOSCILLAZIONE



# PWM A SOTTOSCILLAZIONE

