

**ALMA MATER STUDIORUM – UNIVERSITA' DI BOLOGNA
CAMPUS DI CESENA
SCUOLA DI INGEGNERIA E ARCHITETTURA**

**CORSO DI LAUREA IN INGEGNERIA ELETTRONICA,
INFORMATICA E TELECOMUNICAZIONI**

TITOLO DELL'ELABORATO

**STUDIO SUL CONVERTITORE ELETTRONICO PER IL
PILOTAGGIO DI MOTORI ASINCRONI TRIFASE**

Elaborato in
ELETTRONICA INDUSTRIALE

Relatore

Prof. Ing. Rudi Paolo Paganelli

Presentata da

Mattia Baroni

**II Appello I Sessione
Anno Accademico 2013/2014**

Parole chiave

Pilotaggio motore asincrono

Modulazione PWM-sinusoidale

Inverter trifase

Cancellazione armonica

Sommario

Introduzione.....	7
--------------------------	----------

1. Il motore asincrono trifase e sua protezione.....9

1.1 Struttura di un motore asincrono trifase.....	9
1.2 Circuito equivalente del motore asincrono	10
1.3 Protezioni del motore: generalità	16
1.4 Sezionatore.....	16
1.5 Contattore.....	17
1.6 Relè Termico.....	20
1.7 Fusibile.....	23
1.8 Interruttore magnetotermico	27
1.10 Riepilogo.....	30

2. Avviamento e pilotaggio del motore asincrono trifase.....33

2.1 Avviamento del motore.....	33
2.1.1 Generalità avviamento motore	33
2.1.2 Avviamento Diretto.....	34
2.1.3 Avviamento Stella-Triangolo.....	35
2.1.4 Avviamento con autotrasformatore.....	36
2.1.5 Avviamento con soft starter	38
2.1.6 Avviamento con Inverter	39
2.2.1 Generalità Inverter	40
2.2.2 Inverter trifase con modulazione a larghezza d'impulso	41

2.2.3 Osservazioni su mf	54
2.2.4 Sovramodulazione	54
2.2.5 Inverter trifase con onda quadra	59
3. Tecniche per migliorare la PWM.....	67
3.1 Introduzione	67
3.2 Modulazione PWM con aggiunta della terza armonica	68
3.4 Distorsione nel lato AC	75
3.5 Corrente lato DC	79
3.6 Distorsione nel lato DC	86
4. Modulazione PWM e blanking.....	89
Conclusioni.....	103
Bibliografia.....	105
Ringraziamenti.....	107

Introduzione

La semplicità, affidabilità, robustezza ed economicità del motore asincrono trifase ne fanno un motore largamente utilizzato sia in ambiente industriale che civile (pompe, ascensori, montacarichi, nastri trasportatori, ventilatori, locomotive ferroviarie, ...). È ipotizzabile che in futuro vi sarà sempre più largo impiego di motori elettrici e i recenti sviluppi nella tecnologia dei convertitori elettronici per il controllo dei motori asincroni ne consentiranno l'uso in sempre più estesi ambiti applicativi.

La messa sotto tensione di motori a media/alta potenza presenta però, in fase di avviamento, correnti di spunto e coppie elevate che devono essere controllate. In questa tesi saranno pertanto studiate le tecniche di protezione, avviamento e controllo dei motori asincroni trifase

Nel primo capitolo esamineremo le funzioni di sezionamento, comando e protezione da cortocircuiti e sovraccarichi e i dispositivi adatti a svolgere tale compito in modo coordinato. Nel secondo capitolo esamineremo le principali tecnologie usate per l'avviamento dei motori, da quelle più semplici a quelle che impiegano dispositivi elettronici allo stato solido: Soft-Starters a tiristori (solo regolazione AC), Inverters a transistori (controllo sia in frequenza che ampiezza della forma d'onda AC generata).

Fra tutti i possibili convertitori DC/AC analizzeremo dettagliatamente esclusivamente quelli a controllo PWM analogico che costituiranno l'oggetto della trattazione dei capitoli seguenti.

1. Il motore asincrono trifase e sua protezione

1.1 Struttura di un motore asincrono trifase

Il motore asincrono, detto anche motore a induzione, è un motore elettrico funzionante in corrente alternata. La sua struttura fisica è composta da una parte mobile interna e da una fissa esterna: la parte interna, detta rotore, è collegata all'albero di rotazione ed è caratterizzata da scanalature esterne, dette cave rotoriche, in cui sono situati gli avvolgimenti rotorici (quando presenti). In realtà, in base al tipo di avvolgimento rotorico, esistono due tipi di rotore: a gabbia di scoiattolo e a rotore avvolto (con le cave). La parte esterna, chiamata statore, è costituita da scanalature interne in cui sono depositi gli avvolgimenti statorici. Una intercapedine d'aria tra lo statore e il rotore, detta traferro, generalmente di qualche decimo di millimetro, consente la corretta rotazione del rotore. In figura 1.1 è schematizzata la struttura appena descritta.

Per motori a media/alta potenza si utilizza un'alimentazione trifase in grado di alimentare gli avvolgimenti statorici che, a loro volta, generano un campo magnetico nel traferro. La velocità di rotazione del campo, detta *velocità di sincronismo*, è proporzionale alla frequenza di alimentazione ed inversamente proporzionale al numero di poli, e si definisce come segue:

$$\omega_s = \frac{2\omega}{p} \quad (1.1)$$

dove ω è la pulsazione di alimentazione espressa in radianti al secondo, e p il numero di coppie polari.

Il campo genera una tensione indotta negli avvolgimenti del rotore, da qui il nome di motore a induzione, e tale tensione fa sì che il rotore ruoti ad una velocità angolare ω_m , la velocità del motore.

Lo *scorrimento*, definito come

$$s = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \quad (1.2)$$

indica la differenza di velocità di rotazione fra il campo magnetico rotante e quella effettiva del motore. Tale differenza è necessaria affinché si generi una coppia motrice e spiega l'aggettivo asincrono per caratterizzare il

funzionamento di questi motori. Nella situazione di partenza, quando il motore è fermo, lo scorrimento sarà pari a 1; nella situazione a regime lo scorrimento sarà pari a un valore che dipende delle caratteristiche del motore e dalla coppia resistente

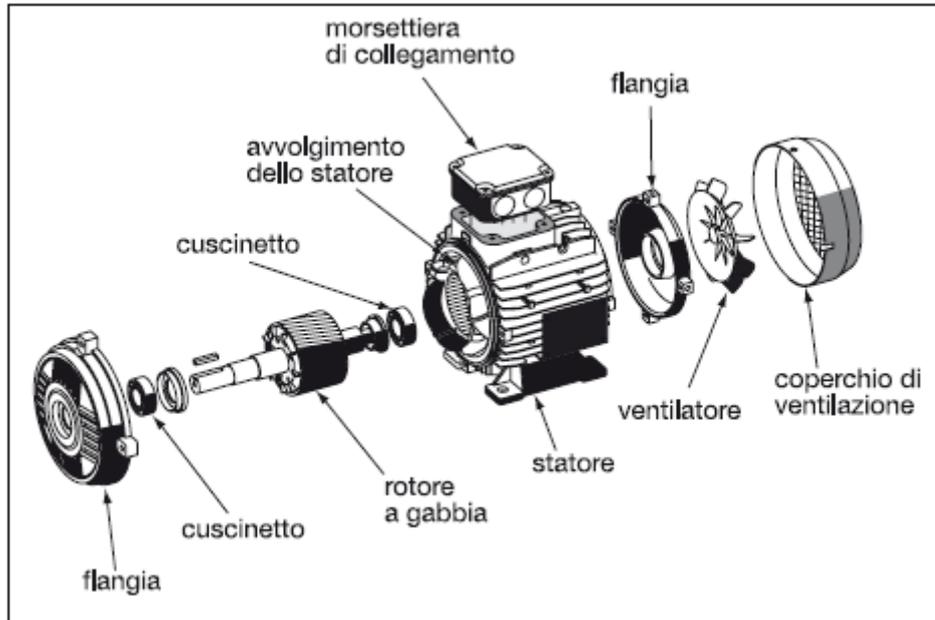


Fig. 1.1 Struttura di un motore asincrono – Fonte [1]

1.2 Circuito equivalente del motore asincrono

È possibile dare una rappresentazione circuitale equivalente del motore asincrono trifase. Il circuito equivalente per fase del rotore, mostrato in figura 1.2 a), è costituito dalla resistenza dell'avvolgimento rotorico, e dalla sua reattanza. Per una prefissata frequenza di alimentazione la corrente che circola nell'avvolgimento di rotore può essere espressa in funzione della tensione sul medesimo avvolgimento come:

$$I_r = \frac{sE_r}{R_r + jsX_r} = \frac{E_r}{\frac{R_r}{s} + jX_r} \quad (1.3)$$

Il circuito equivalente, mostrato in figura 1.2 b), contiene anche la resistenza e la reattanza dell'avvolgimento statorico, indicate rispettivamente con R_s e X_s , e l'elemento circuitale "trasformatore" la cui mutua induttanza modella l'accoppiamento dei circuiti di rotore e statore pertinenti alla medesima fase. Il modello circuitale completo, mostrato in figura 1.2 c), è composto da R'_r e X'_r , che indicano la resistenza e reattanza rotoriche riferite allo statore, e da R_m e

X_m , che rappresentano rispettivamente la resistenza equivalente del circuito magnetico e la reattanza di magnetizzazione. Ciascuna fase del motore trifase è modellata da uno di questi circuiti.

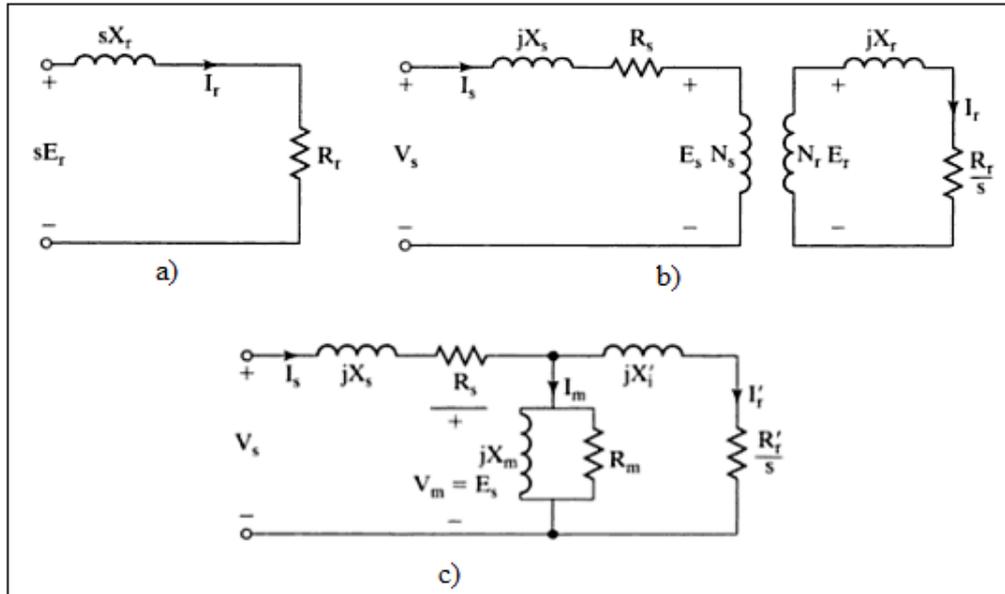


Fig. 1.2 Circuito equivalente per fase del motore asincrono

Date le caratteristiche tecnico-costruttive del motore (per ipotesi trifase) possono essere definiti i seguenti parametri prestazionali:

- Perdite del rame nello statore (effetto Joule legato alla resistività degli avvolgimenti)

$$P_{su} = 3 I_s^2 R_s \quad (1.4)$$

- Perdite del rame nel rotore (effetto Joule legato alla resistività degli avvolgimenti o della gabbia)

$$P_{ru} = 3 (I'_r)^2 R'_r \quad (1.5)$$

- Perdite nel nucleo (legate alle *eddy current*, altrimenti dette di *Focault*)

$$P_C = 3 \frac{V_m^2}{R_m} \approx 3 \frac{V_s^2}{R_m} \quad (1.6)$$

- Potenza al traferro (potenza attiva erogata a valle dello statore)

$$P_g = 3 (I'_r)^2 \frac{R'_r}{s} \quad (1.7)$$

- Potenza sviluppata (la quota della potenza al traferro che non viene dissipata nel rotore e che viene convertita in potenza meccanica)

$$P_d = P_g - P_{ru} = 3 (I'_r)^2 \frac{R'_r}{s} (1 - s) \quad (1.8)$$

- Coppia meccanica sviluppata

$$T_d = \frac{P_d}{\omega_m} = \frac{P_g(1-s)}{\omega_s(1-s)} = \frac{P_g}{\omega_s} \quad (1.9)$$

- Potenza in ingresso (potenza attiva entrante nel motore)

$$P_i = 3 V_s I_s \cos \phi_m = P_C + P_{su} + P_g \quad (1.10)$$

dove l'argomento del *coseno* rappresenta l'angolo fra tensione e corrente presenti su ogni singolo avvolgimento di statore.

- Potenza in uscita (potenza attiva trasformata in potenza meccanica)

$$P_o = P_d - P_{no\ load} \quad (1.11)$$

dove $P_{no\ load}$ rappresenta le perdite meccaniche di rotazione dovute all'attrito e alla ventilazione.

- Il rendimento, definito come:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_d - P_{no\ load}}{P_C + P_{su} + P_g} \quad (1.12)$$

L'espressione del rendimento può essere semplificata assumendo che la potenza erogata al traferro sia molto più elevata delle perdite relative agli avvolgimenti statorici e alla perdita sul nucleo del circuito magnetico, ovvero $P_g \gg (P_C + P_{su})$, e che la potenza meccanica sviluppata sia molto maggiore della potenza necessaria a vincere la resistenza meccanica della macchina a vuoto, ovvero $P_d \gg P_{no\ load}$, ottenendo quindi la seguente espressione:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_g(1-s)}{P_g} = 1 - s \quad (1.13)$$

Con queste semplificazioni è evidente che il rendimento è fortemente influenzato dallo scorrimento: tanto più è elevato lo scorrimento, tanto minore sarà il rendimento della macchina; dualmente, solo scorrimenti minimi sono compatibili con il massimo rendimento.

Anche il circuito equivalente completo di figura 1.2 c) può essere semplificato: normalmente i valori R_m e X_m sono molto grandi e possono essere trascurati dal modello circuitale. Inoltre, se $X_m^2 \gg (R_s^2 + X_s^2)$ la tensione V_s è circa uguale alla tensione V_m e non si commette un grosso errore se si trasferisce la reattanza di magnetizzazione direttamente ai terminali di ingresso. Il circuito semplificato che si ottiene è rappresentato in figura 1.3, in cui si dà per scontato che la corrente assorbita dalla X_m è trascurabile rispetto a quella di ingresso che circola quasi per intero sullo statore.

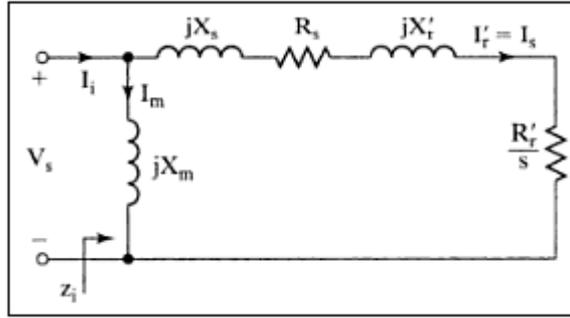


Fig. 1.3 Approssimazione del circuito equivalente completo per fase

Dal circuito approssimato è assai più semplice ricavare l'impedenza d'ingresso Z_i ; eseguendo il parallelo tra i due rami risulta:

$$\begin{aligned}
 Z_i &= \left[\frac{R'_r}{s} + R_s + j(X'_r + X_s) \right] // jX_m \\
 &= \frac{\left[\frac{R'_r}{s} + R_s + j(X'_r + X_s) \right] jX_m}{\frac{R'_r}{s} + R_s + j(X'_r + X_s) + jX_m} \\
 &= \frac{-X_m(X'_r + X_s) + jX_m \left(\frac{R'_r}{s} + R_s \right)}{\frac{R'_r}{s} + R_s + j(X'_r + X_s) + jX_m} \quad (1.14)
 \end{aligned}$$

L'angolo di impedenza è dunque stimabile come:

$$\phi_m = \pi - \tan^{-1} \frac{\frac{R'_r}{s} + R_s}{X'_r + X_s} + \tan^{-1} \frac{X'_r + X_s + jX_m}{\frac{R'_r}{s} + R_s} \quad (1.15)$$

L'ampiezza della corrente può essere espressa in base al modulo dell'impedenza come:

$$I'_r = I_s = \frac{V_s}{|Z_i|} = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R'_r}{s} + R_s \right)^2 + (X'_r + X_s)^2}} \quad (1.16)$$

La coppia sviluppata dal motore è esplicitabile andando a sostituire nell'espressione (1.7) la corrente appena trovata, e sostituendo il tutto nell'espressione della coppia definita dall'equazione (1.9).

$$T_d = \frac{3R'_r V_s^2}{s w_s \left[\left(\frac{R'_r}{s} + R_s \right)^2 + (X'_r + X_s)^2 \right]} \quad (1.17)$$

La coppia dipende, oltre che dai parametri costitutivi del motore, dalle tre variabili w_s , s e V_s .

Al fine di semplificare la simulazione del motore nel caso dello studio della condizione di regime per una prefissata frequenza di sincronismo e di scorrimento (condizione di carico), si sono ricondotti tutti gli effetti resistivi ed

induttivi ad un unico resistore ed induttore ipotizzando di alimentare il motore ad una frequenza di 100Hz. Supponendo a tale frequenza di avere un modulo dell'impedenza pari a 100Ω e un angolo di impedenza pari a 30° :

$$\begin{cases} Z = \sqrt{R^2 + X^2} = 100\Omega \\ \Phi = \arctg \frac{X}{R} = 30^\circ \end{cases} \quad (1.18)$$

si può scrivere:

$$|Z| e^{j\Phi} = 100 e^{j30} = 100 \cos 30 + j100 \sin 30 \quad (1.19)$$

da cui si ottengono i valori dei componenti circuitali:

$$\begin{cases} R = 100 \cos 30 = 86\Omega \\ X = 100 \sin 30 = 50\Omega \end{cases} \quad (1.20)$$

Ricordando che la reattanza di un induttore si definisce come:

$$X = \omega L \quad (1.21)$$

è possibile trovare il valore della coppia resistore-induttore equivalenti agli effetti resistivi e induttivi del motore asincrono trifase secondo le ipotesi della (1.18) e nel caso di una frequenza di pulsazione pari a 100Hz:

$$\begin{cases} R = 86\Omega \\ L = \frac{X}{\omega} = \frac{50}{2\pi 100} = 80 \text{ mH} \end{cases} \quad (1.22)$$

I morsetti di un motore trifase possono essere direttamente collegati alla rete di alimentazione trifase (generalmente 50 o 60 Hz) mediante due diverse possibilità. La prima soluzione consiste nel collegamento a triangolo, rappresentato in figura 1.4 a), secondo la quale ogni avvolgimento statorico del motore è soggetto alla tensione concatenata fase-fase; la seconda soluzione consiste nel collegamento a stella di figura 1.4 b): in questo caso si riduce di un fattore $\sqrt{3}$ la tensione di alimentazione negli avvolgimenti di statore.

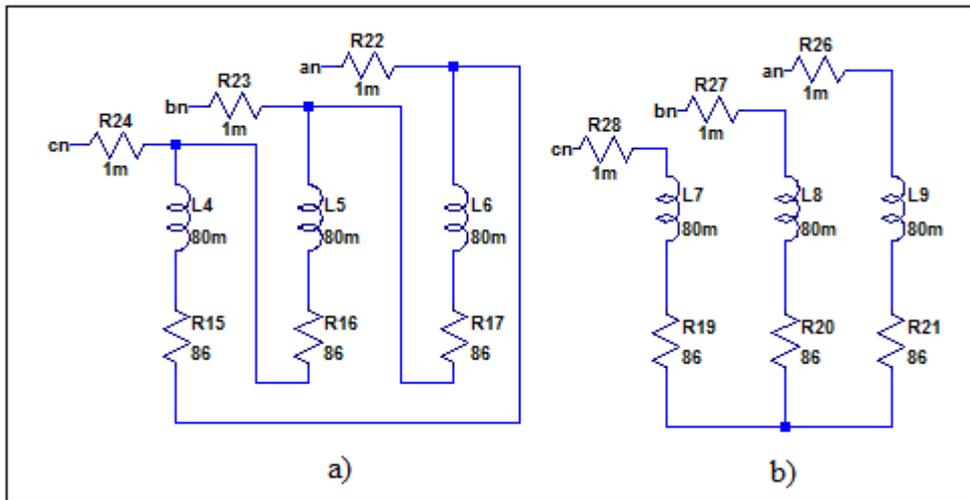


Fig. 1.4 a) Connessione a triangolo
b) Connessione a stella

Una tipica targha di un motore asincrono trifase è rappresentata in figura 1.5: in essa sono contenute tutte le informazioni tecniche sul motore al fine di pilotarlo in maniera corretta. Nella prima riga utile è indicato il tipo di motore (Typ), mentre nella seguente è indicata la tipologia di alimentazione (in questo caso trifase) e il numero di matricola (Nr). Nella terza riga è indicata la tensione di alimentazione e la corrente nominale del motore sia nel caso di connessione a triangolo sia in quello a stella. Scendendo ancora nella targhetta vi è indicata la potenza nominale (kW), il fattore di potenza ($\cos\phi$), i giri al minuto nominali (U/min) e la frequenza di alimentazione (Hz). In ultimo sono indicati: la classe di isolamento (Iso.) e la classe di isolamento (IP).

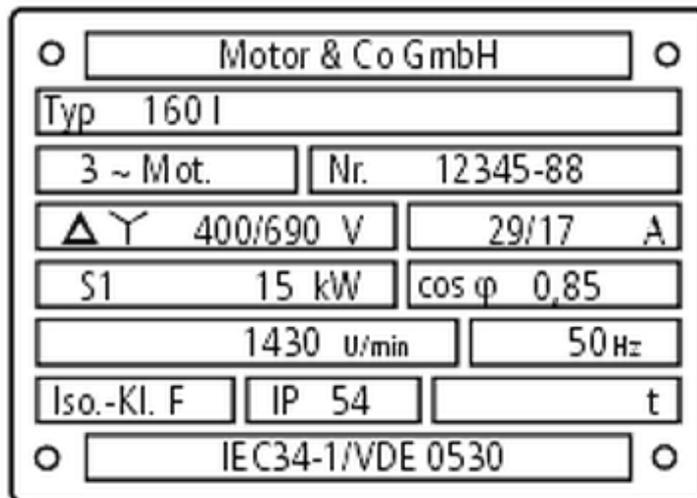


Fig. 1.5 Tipica targha di un motore asincrono trifase

1.3 Protezioni del motore: generalità

Come avviene in tutti gli impianti elettrici occorre inserire dei dispositivi che si occupano della protezione dei carichi collegati alla rete, in modo da evitare situazioni pericolose per l'utente ed eventuali danneggiamenti per il carico stesso. Gli avvolgimenti del motore asincrono trifase devono essere protette dal sovraccarico e dal cortocircuito.

Si definisce sovraccarico la situazione nella quale il dispositivo ha superato i limiti di carico che consentono un corretto funzionamento. Se tale situazione permane per un tempo eccessivamente lungo si può incorrere nel danneggiamento del dispositivo a causa del surriscaldamento per effetto Joule. Le cause di un sovraccarico possono essere diverse, come l'aumento della coppia resistente, il bloccaggio del motore a causa di un guasto meccanico, eventuali cadute di tensione sulla linea o la mancanza di una fase dell'alimentazione (questo genera sovraccarico sui rimanenti avvolgimenti).

Si definisce cortocircuito la situazione nella quale vengono a contatto due punti del circuito per cui la resistenza fra di essi è nulla. Ciò comporta il passaggio di corrente che può assumere valori molto elevati. Oltre ai dispositivi che si occupano di proteggere la linea dal sovraccarico e dal cortocircuito, occorre prevedere un dispositivo che si occupa del sezionamento della linea e un dispositivo di manovra, come di seguito illustrato.

1.4 Sezionatore

La normativa vigente definisce il sezionatore come un organo elettromeccanico di manovra in grado di sezionare una linea, cioè di interrompere il flusso di corrente che alimenta i dispositivi a valle del punto d'installazione, mettendo in sicurezza l'impianto e consentendo quindi agli addetti di poter intervenire senza pericolo. Il sezionatore, il cui simbolo è visibile in figura 1.6 a), è caratterizzato dai seguenti parametri elettrici:

- tensione nominale d'impiego (U_e), corrisponde alla tensione nominale;
- tensione nominale d'isolamento (U_i), è il valore di tensione al quale sono riferite le prove elettriche dell'apparecchio. Tale valore deve essere maggiore della tensione d'impiego;

- corrente nominale d'impiego (I_e);
- corrente nominale termica (I_{th});
- corrente nominale ammissibile di breve durata (I_{cw}), ovvero il valore di corrente massimo che il dispositivo è in grado di sopportare per un certo lasso di tempo senza che si danneggi.

La scelta della sua taglia avviene in base alla corrente nominale della linea e alla tensione di alimentazione, in particolare si deve avere:

- $I_{th} > I$ nominale della linea;
- $U_i > U_e$;
- I_{cw} deve essere maggiore o uguale alla corrente di cortocircuito.

Quando il sezionatore è chiuso deve essere in grado di far passare la corrente nominale della linea e, per un tempo specificato, anche una corrente maggiore. Tale dispositivo non offre alcuna protezione dal sovraccarico e dal cortocircuito, ma spesso viene equipaggiato con un fusibile proprio per proteggere la linea dal cortocircuito. Il simbolo del sezionatore equipaggiato con il fusibile è rappresentato in figura 1.6 b)

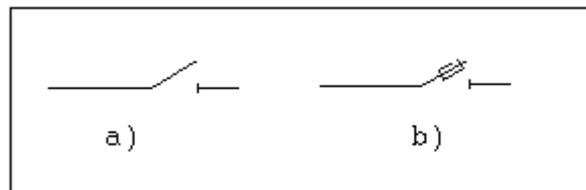


Fig. 1.6 a) Sezionatore b) Sezionatore con porta fusibile

1.5 Contattore

Il contattore o teleruttore, il cui simbolo è raffigurato in figura 1.7, è definito come un dispositivo elettromeccanico di manovra ad azionamento non manuale previsto per un numero elevato di operazioni in grado di stabilire, sopportare ed interrompere le correnti nominali. Tale dispositivo è costituito da una bobina che, nel momento in cui viene eccitata, attira verso di sé un dispositivo che consente l'apertura o chiusura dei contatti principali a seconda del tipo di contattore. Essi infatti si suddividono in due categorie:

- NC (Normally Close): a riposo, ovvero quando la bobina non è attraversata da corrente, il contatto principale è chiuso e si apre a causa dell'eccitazione;
- NO (Normally Open): il funzionamento è opposto al teleruttore NC, ovvero a riposo i contatti sono aperti e a causa dell'eccitazione della bobina si chiudono.

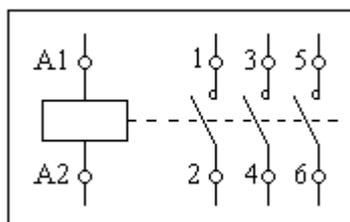


Fig. 1.7 Simbolo elettrico del contattore

Le caratteristiche elettriche che caratterizzano tale dispositivo e che vanno considerate in fase di dimensionamento sono:

- Potere di chiusura (P_c), rappresenta il massimo valore di corrente che il dispositivo è in grado di stabilire senza provocare danneggiamenti. Tale valore è indipendente dalla tensione d'impiego;
- Potere di interruzione (P_i), rappresenta il massimo valore di corrente che il contattore è in grado di interrompere senza che si danneggi. Ogni volta che avviene un'interruzione della corrente, si genera un arco elettrico che va estinto rapidamente. Se però la corrente da interrompere assume valori troppo elevati, come ad esempio nel caso di un corto circuito, l'estinzione dell'arco elettrico diventa complicata se non impossibile, provocando dei guasti al dispositivo. Il potere di interruzione dipende dalla tensione d'impiego e diminuisce all'aumentare di quest'ultima;
- Corrente nominale termica (I_{th}), è la massima corrente che il teleruttore può trasportare per un tempo di 8 ore senza causare danneggiamenti a causa del surriscaldamento dovuto per effetto joule. Si ricorda che tale surriscaldamento è proporzionale al quadrato della corrente.
- Corrente d'impiego (I_e);
- Tensione d'impiego (U_e);
- Tensione d'isolamento (U_i);

- Durata meccanica, corrisponde al numero di manovre che il dispositivo è in grado di compiere senza il passaggio di corrente prima che incorrano guasti meccanici;
- Durata elettrica, corrisponde al numero di manovre che il dispositivo è in grado di compiere sotto carico prima che siano necessari interventi di manutenzione.

I contattori sono suddivisi in categorie d'impiego, che si differenziano in base al valore di corrente e tensione che il dispositivo deve stabilire e interrompere. Questi valori dipendono dal tipo di utenza comandata: motori a gabbia, carichi resistivi, ecc... . La categoria riguardante i motori a gabbia, in cui l'interruzione della corrente avviene quando la fase di avviamento è già stata terminata, è chiamata "AC3". Qualora invece l'interruzione della corrente avvenisse in fase di avviamento (la tipica corrente di avviamento considerata per i motori va da 5 a 7 volte la corrente nominale, $I_a=5-7I_n$), come ad esempio applicazioni di frenatura in controcorrente e marcia ad impulsi, la categoria è chiamata "AC4". In tal caso l'interruzione della corrente è assai più gravosa.

In figura 1.8 è visibile il diverso funzionamento delle due categorie appena definite.

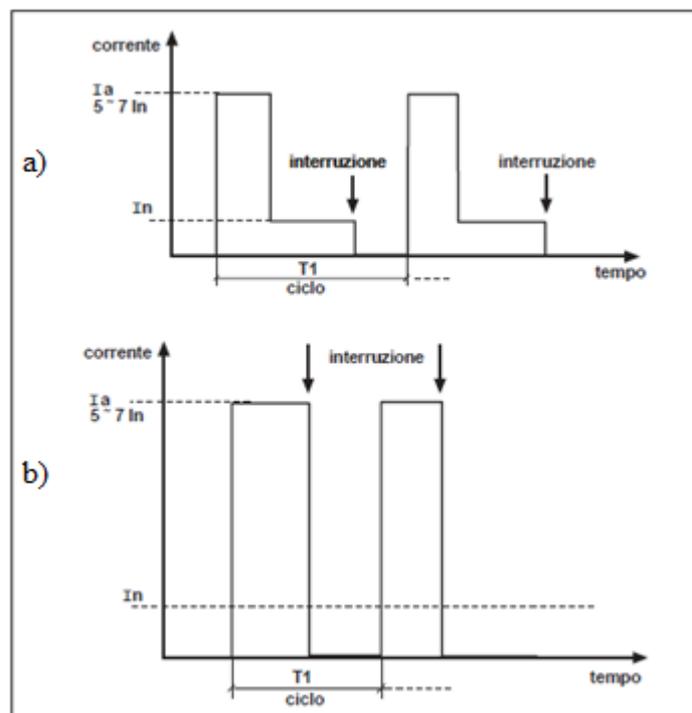


Fig. 1.8 a) Categoria AC3 b) Categoria AC4 – Fonte [2]

1.6 Relè Termico

Il relè termico è il dispositivo più utilizzato per la protezione del motore dal sovraccarico: esso, è un dispositivo la cui azione (intervento) è determinata dall'effetto termico della corrente che percorre le sue lamine metalliche. In presenza di correnti superiori alla corrente di regolazione del relè, l'effetto termico agisce sulle lamine, deformandole, e provocando l'apertura di un contatto elettrico connesso in serie al circuito ausiliario che alimenta la bobina del contattore. La conseguenza è l'apertura dei contatti di potenza del contattore. Solitamente il relè è accompagnato da un contattore e l'associazione dei due, ovvero di un dispositivo di protezione da sovraccarico con uno di comando, prende il nome di avviatore: il relativo circuito è mostrato in figura 1.9. I relè possono essere resi insensibili alle variazioni della temperatura ambiente, sono riarmabili, regolabili e potrebbe essere in grado di rilevare la mancanza di una fase. Generalmente il relè viene regolato ad una corrente pari a quella nominale del motore. Nel caso in cui il motore sia sovradimensionamento e la corrente assorbita sia inferiore a quella nominale, è consigliabile tarare il relè termico ad un valore di corrente pari a quella assorbita o compreso fra quest'ultima e quella nominale.

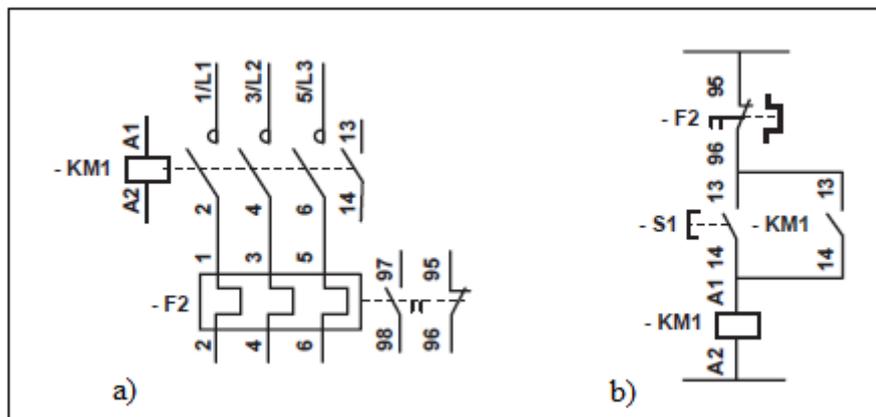


Fig. 1.9 a) Schema circuitale di un avviatore: si vede il contattore (sopra) e il relè termico (sotto) – Fonte [2]

b) Circuito ausiliario del relè che alimenta il contattore – Fonte [2]

La figura 1.10 mostra la caratteristica di funzionamento di un relè termico, mettendo in relazione la corrente che attraversa le lamine bimetalliche al tempo

d'intervento. L'asse della corrente è espresso in multipli di I_r , che rappresenta la corrente di regolazione del relè termico.

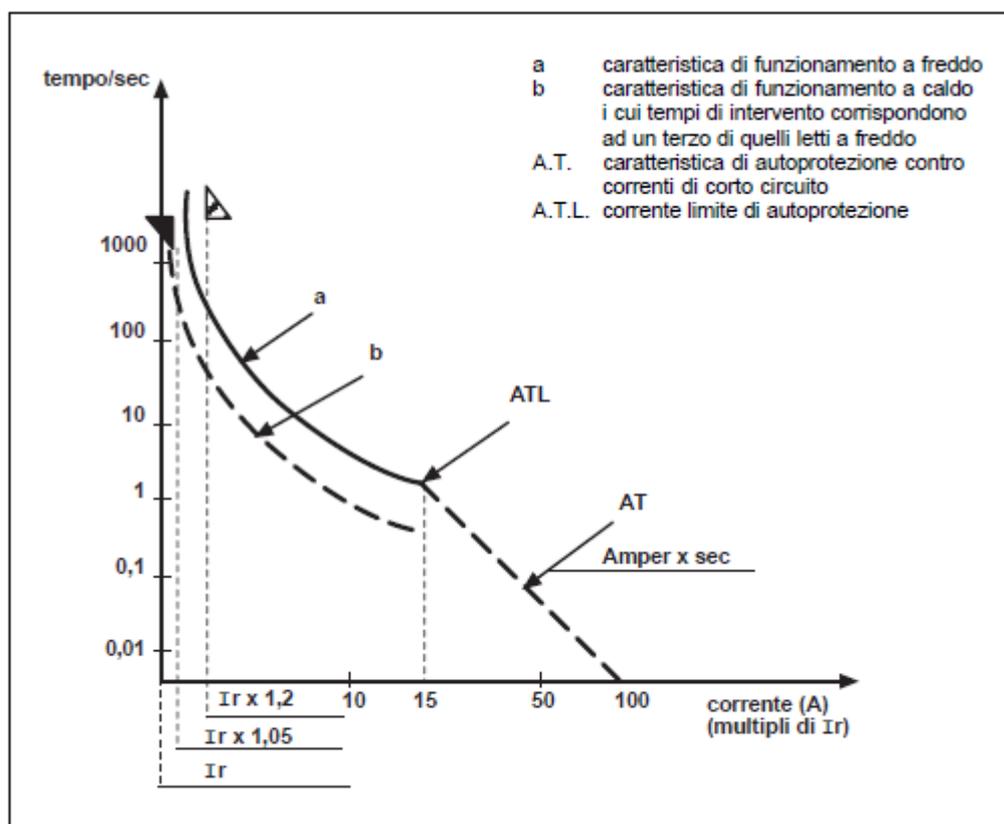


Fig. 1.10 Caratteristica di funzionamento di un relè – Fonte [2]

Si evidenziano due curve: una fa riferimento al comportamento del dispositivo “a freddo” che rappresenta il tempo di intervento tenendo conto solo della corrente di sovraccarico; l'altra, detta curva “a caldo”, considera anche l'effetto esercitato sul dispositivo dalla corrente di carico. Nel caso in cui il dispositivo sia già funzionante (“a caldo”) occorrerà un tempo minore per provocare l'intervento di protezione rispetto al caso in cui il dispositivo si trovi nello stato “a freddo”, cioè a temperatura ambiente. Notevole importanza compete al punto finale della caratteristica “a freddo”, chiamato ATL. Esso rappresenta il massimo valore di corrente per il quale il dispositivo riesce ad intervenire senza danneggiarsi. Tale valore di corrente può variare tra 10 e 17 volte la corrente di regolazione. Oltre al punto ATL le correnti hanno un'intensità troppo elevata e

possono causare il danneggiamento permanente del dispositivo, deformando le lamine metalliche. La curva AT rappresenta la curva di autoprotezione contro le correnti di cortocircuito, ed indica, in funzione del valore della corrente, per quanto tempo il dispositivo riesce a sopportare tale valore senza subire danneggiamenti. Si intuisce quindi che il relè termico non offre alcuna protezione dai cortocircuiti e che, quindi, sarà necessario inserire altri dispositivi di protezione come i fusibili o gli interruttori magnetotermici.

La fase di avviamento di un motore richiede una corrente maggiore di quella nominale e la necessità di fornire la coppia di spunto. Le correnti di avviamento costituiscono dunque un sovraccarico che può durare da alcuni secondi a qualche decina di secondi: in questa fase, il relè non dovrà intervenire, per permettere al motore di avviarsi. In funzione della durata del tempo di avviamento sono state definite 3 classi d'intervento:

- Relè in classe 10: nel caso in cui il tempo di avviamento sia ≤ 10 secondi con una corrente di spunto pari a $7,2 I_n$;
- Relè in classe 20: nel caso in cui il tempo di avviamento sia ≤ 20 secondi con una corrente di spunto pari a $7,2 I_n$;
- Relè in classe 30: nel caso in cui il tempo di avviamento sia ≤ 30 secondi con una corrente di spunto pari a $7,2 I_n$.

Poiché di un motore si conosce la corrente nominale (I_n), la corrente di avviamento (I_a) e il tempo di avviamento (t_a), il relè andrà scelto in modo che la sua curva sia posizionata sopra al punto "P" come si può notare dalla figura 1.11. Tale punto rappresenta la situazione più critica dal punto di vista termico poiché si considera la corrente di avviamento costante per tutto il tempo t_a .

Il relè deve anche essere in grado di intervenire in caso di blocco del rotore proteggendo, oltre che il motore, anche i dispositivi che proteggono la linea dal corto circuito.

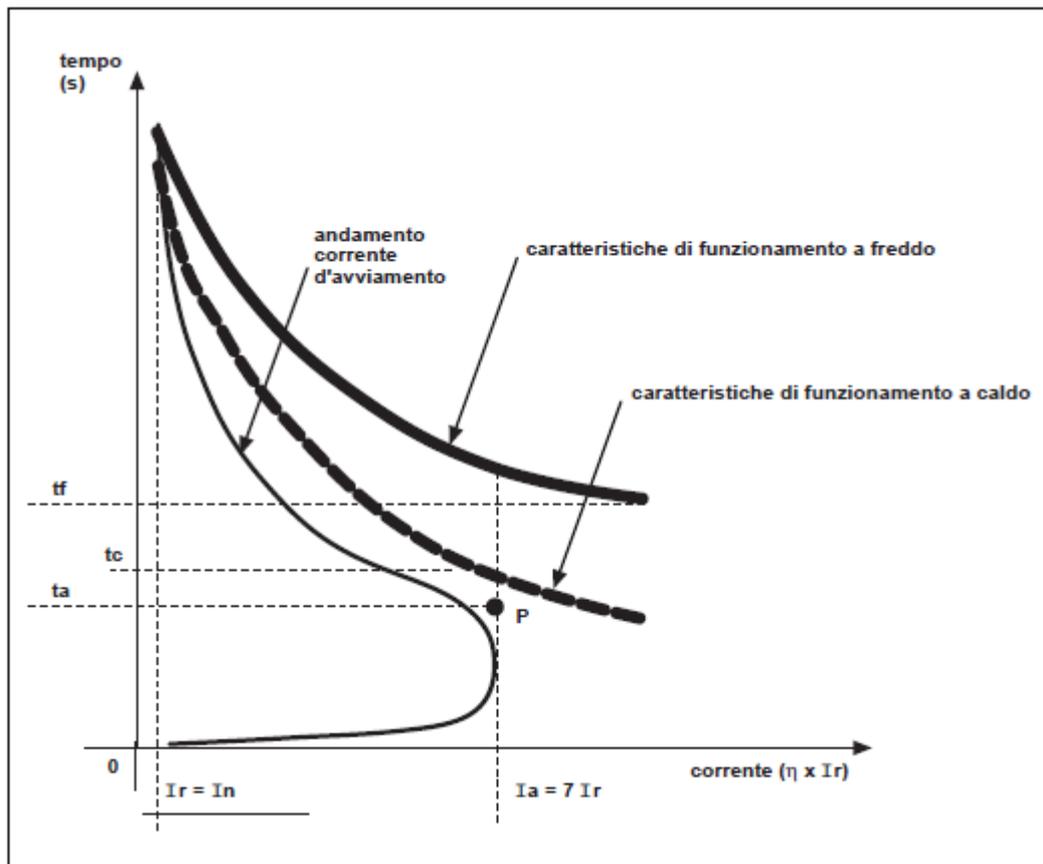


Fig. 1.11 Curva di un relè in classe 10 – Fonte [2]

1.7 Fusibile

Come già sottolineato il motore va protetto, oltre che dal sovraccarico, anche dalle sovracorrenti causate da eventuali corto circuiti. Per limitare ed interrompere tali correnti, una delle due possibili alternative ricade nell'utilizzo di fusibili, il cui simbolo elettrico è visibile in figura 1.12.

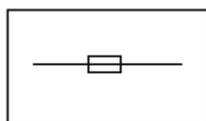


Fig. 1.12 Simbolo elettrico del fusibile

Tale dispositivo è costituito da un filo conduttore attraversato dalla corrente nominale del motore. Qualora, per qualche ragione di malfunzionamento, dovesse verificarsi una corrente di intensità elevata, questa surriscalderebbe il conduttore del fusibile fino alla fusione con conseguente apertura del circuito. A seguito dell'apertura del circuito sarà necessaria la sostituzione del fusibile. Affinché venga soffocato l'arco elettrico prodotto dalla fusione, il conduttore

del fusibile si trova all'interno di una cartuccia metallica riempita di polvere deionizzante.

Le caratteristiche elettriche nominali del fusibile sono:

- Tensione nominale (U_n), è la massima tensione alla quale può essere impiegato il fusibile affinché sia garantito il corretto funzionamento nel momento in cui si verifica il corto circuito;
- Corrente nominale (I_n), è la corrente alla quale il fusibile può lavorare senza provocare surriscaldamenti e successive fusioni;
- Potere di interruzione nominale (P_i), rappresenta la massima corrente che il fusibile è in grado di interrompere. Tale valore generalmente varia tra 50 e 100 kA.

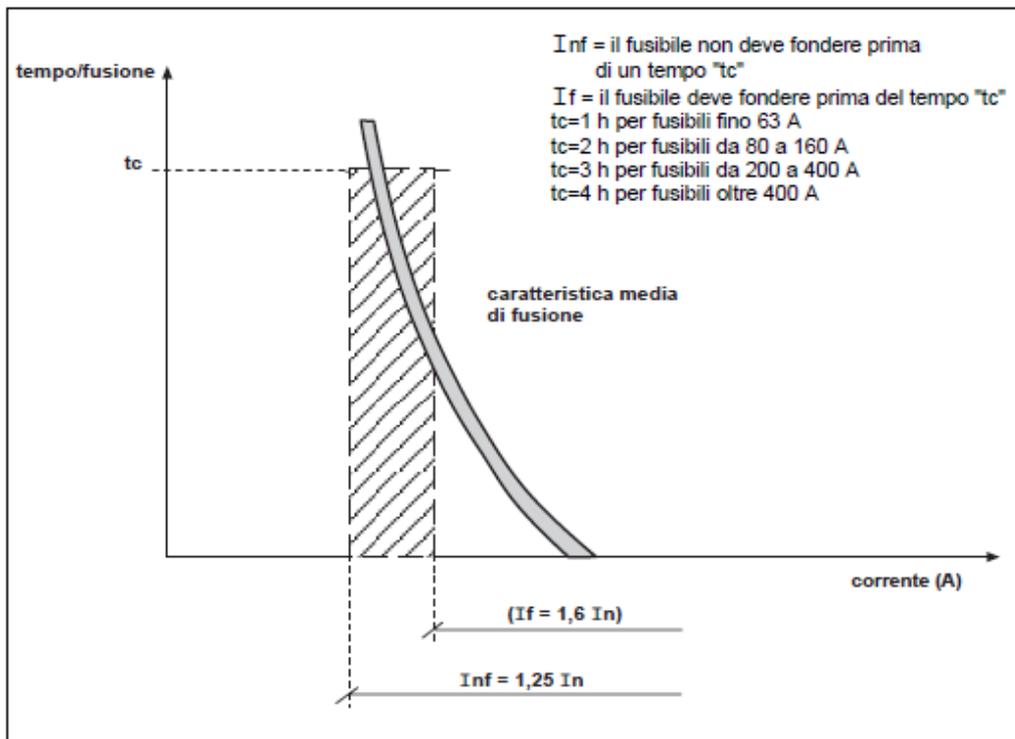


Fig. 1.13 Caratteristica di intervento di un fusibile di tipo gG – Fonte [2]

I fusibili si dividono in categorie in base al tipo di utilizzo. In particolare, si definisce fusibile di tipo “gG” un dispositivo atto a proteggere le linee di distribuzione con carichi generali e la figura 1.13 mostra la tipica curva di funzionamento. Si evidenziano due correnti: I_{nf} , detta corrente convenzionale

di non fusione, è il valore di corrente che il fusibile deve essere in grado di sopportare per un tempo t_c senza intervenire; I_f , detta corrente convenzionale di fusione, è il valore di corrente che, se applicata al fusibile, deve provocare la fusione entro un tempo convenzionale t_c .

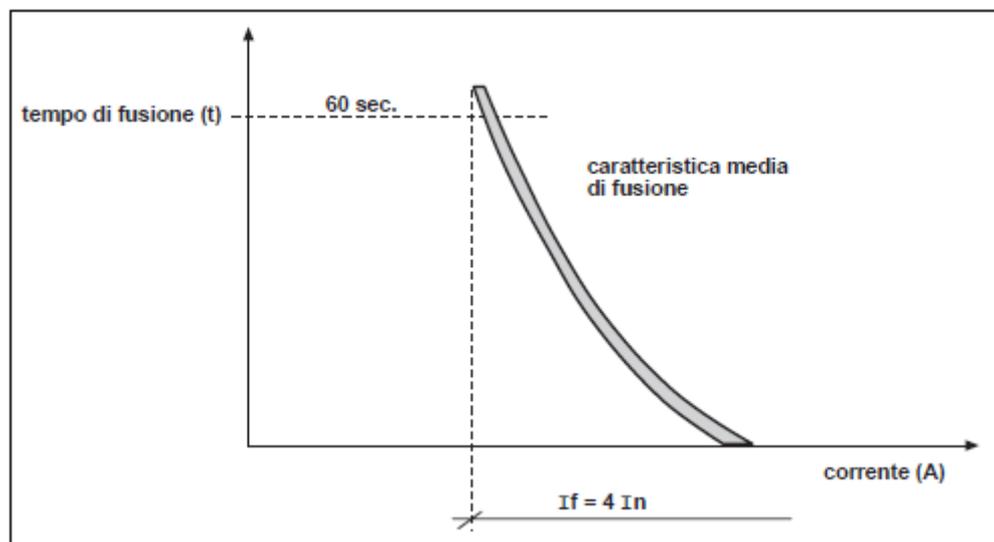


Fig.1.14 Caratteristica di intervento di un fusibile di tipo aM – Fonte [2]

Quando il carico da proteggere è un motore, a causa delle alte correnti di avviamento, è necessario usare un tipo di fusibile che non interviene immediatamente, ma che è in grado di sopportare le correnti iniziali. Il fusibile in questione è chiamato con la sigla “aM” e, a differenza del precedente, interviene per valori di corrente pari a $4 I_n$ entro un limite di tempo pari a 60 secondi, come mostrato in figura 1.14. Il tempo di intervento si riduce con l’aumentare dell’intensità di corrente. La scelta della taglia di un fusibile dovrà essere fatta quindi tenendo conto della corrente nominale del motore, della caratteristica di avviamento e della curva del relè. Il fusibile non dovrà intervenire né durante la fase di avviamento del carico, né nel caso di rotore bloccato, ma dovrà essere il relè ad anticipare l’intervento del fusibile. Inoltre il potere di interruzione del fusibile dovrà essere necessariamente maggiore della massima corrente di corto circuito presunta nel punto di installazione (I_{ccp}). In fase di dimensionamento del fusibile occorre anche tener conto della temperatura: essa non influenza i parametri elettrici fino a $40-45^{\circ}\text{C}$, ma per

temperature superiori è consigliato surclassare il dispositivo del 5% ogni 10°C di aumento della temperatura.

In figura 1.15 è riportato un esempio di dimensionamento dei dispositivi di protezione, mettendo in evidenza scelte giuste e scelte errate. Si suppone che il carico da proteggere sia un motore con le seguenti caratteristiche:

- Potenza 15kW;
- Tensione 380V;
- Intensità di corrente nominale $I_n = 30\text{A}$;
- Intensità di corrente di avviamento $I_a = 7.2I_n = 220\text{A}$
- Tempo di avviamento $t_a \leq 2\text{ sec.}$

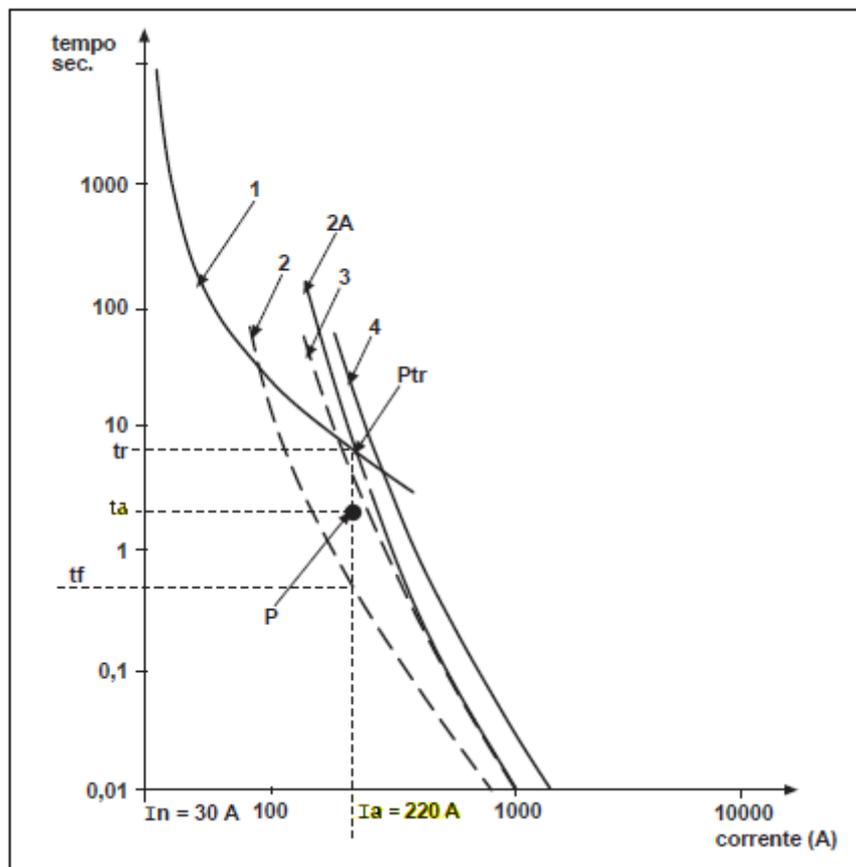


Fig. 1.15 Esempio di scelta per la protezione di un motore trifase asincrono –

Fonte [2]

Per la protezione dal sovraccarico si predispone un relè tarato a 30A poiché il valore di corrente deve essere pari all'intensità di corrente nominale del motore. La curva (1) rappresenta il funzionamento a freddo. La curva (2) rappresenta la scelta di un fusibile del tipo gG da 40 A e, come si può notare in figura, esso interviene dopo un tempo $t_f < t_a$, non consentendo quindi l'avviamento del motore. Tale scelta è errata. La curva (2A) rappresenta sempre il comportamento di un fusibile di tipo gG, ma in questo caso con una corrente nominale di 63A. Questo dimensionamento risulta corretto anche se sovradimensionato. Le successive due curve sono riferite a fusibili del tipo aM: la (3) rappresenta la curva di funzionamento di un fusibile con caratteristica da 32 A e risulta non adatta a proteggere il motore in questione poiché, in condizioni di rotore bloccato (tr rappresenta il tempo di funzionamento a rotore bloccato, indicato dal punto Ptr), il fusibile anticiperebbe l'intervento del relè termico. In ultimo la curva (4) rappresenta la caratteristica di un fusibile da 40 A e tale scelta risulta corretta poiché consente al relè di intervenire prima del fusibile in caso di rotore bloccato e non si incorre nel sovradimensionamento come nel caso di un fusibile gG da 63 A.

1.8 Interruttore magnetotermico

L'interruttore magnetotermico, il cui simbolo è proposto in figura 1.16 a), è un dispositivo che offre un'alternativa per la protezione del motore, ed in particolare dispone di una parte termica che si occupa della protezione dai sovraccarichi di tensione, e di una parte magnetica che si occupa della protezione della linea dai corto circuiti. Le caratteristiche elettriche che lo caratterizzano sono:

- Tensione nominale d'impiego (U_e), rappresenta la tensione alla quale viene impiegato il dispositivo;
- Tensione d'isolamento (U_i), rappresenta la massima tensione in cui il dispositivo è in totale sicurezza, cioè la massima U_e che può essere assunta;
- Tensione nominale di tenuta agli shock (U_{imp}), rappresenta la massima tensione a cui può essere sottoposto il dispositivo per un tempo definito.

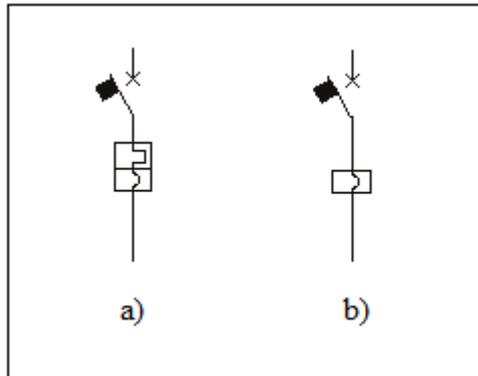
Se tale valore permane per un tempo maggiore si incorre in danneggiamenti;

- Corrente nominale termica (I_{th}), è la massima corrente che il dispositivo è in grado di far passare in normali condizioni di funzionamento alla temperatura di 40°C senza che il riscaldamento dello stesso superi i limiti;
- Potere di interruzione estremo (I_{cu}), rappresenta la massima corrente di corto circuito che l'interruttore è in grado di interrompere. Tale valore dovrà risultare maggiore della corrente di corto circuito presente nel punto di installazione (I_{ccp});
- Potere di interruzione di servizio (I_{cs}). Il calcolo della corrente di corto circuito in un determinato punto è fatto nelle peggiori delle ipotesi, ma in realtà il vero valore sarà molto inferiore a quello previsto. Da tale osservazioni, si definisce I_{cs} come il valore della massima corrente che l'interruttore deve essere in grado di interrompere per tre volte di seguito, senza subire danneggiamenti. L'obbiettivo di questa nuovo parametro è quello di dare al dispositivo l'attitudine a mantenere le normali condizioni di servizio dopo aver interrotto la corrente.

La scelta della taglia dell'interruttore andrà fatta osservando i seguenti criteri:

- La tensione nominale d'impiego dovrà essere maggiore o uguale alla tensione di alimentazione della linea motore;
- Il potere di interruzione estremo dovrà essere maggiore del massimo valore di corto circuito presente nel punto di installazione;
- La corrente nominale termica I_{th} dovrà essere maggiore o uguale alla corrente nominale del motore;
- Se nella linea è già presente un avviatore, dell'interruttore magnetotermico può essere omessa la parte termica, il cui simbolo elettrico è esplicitato il figura 1.16 b), poiché sarà già presente un relè per la protezione dai sovraccarichi;
- Occorrerà, come nei fusibili, prestare attenzione alla corrente di avviamento in modo da non provocare sganci non voluti proprio nella fase di avviamento. Per tale motivo la corrente di sgancio I_m del

magnetotermico deve essere maggiore di I_a . Si puntualizza che la corrente di sgancio è generalmente compresa in una zona fra $I_m \pm 20\%$ I_m , per cui è necessario prevedere un dispositivo che abbia una corrente di sgancio maggiore del 20% rispetto I_a .



*Fig. 1.16 a) Simbolo elettrico interruttore magnetotermico
b) Simbolo elettrico interruttore magnetico*

L'interruttore magnetotermico è un interruttore onnipolare, ovvero è in grado di interrompere tutti i poli attivi contemporaneamente, e richiede una manutenzione praticamente nulla, a differenza del fusibile che necessita di schemi adeguati per offrire una protezione onnipolare e deve essere sostituito dopo l'intervento.

Nella figura 1.17 è rappresentato un esempio di dimensionamento di un interruttore magnetotermico, atto alla protezione di un motore caratterizzato da:

- Potenza 45kW;
- Tensione 380V;
- Corrente nominale $I_n = 85A$;
- Corrente di avviamento $I_a = 7.2 I_n = 600A$.

Ancora una volta è messa in relazione l'intensità della corrente con il tempo. L'intervento dell'interruttore magnetotermico protegge sia il motore dal cortocircuito sia l'integrità del dispositivo. Affinché sia rispettato il vincolo sulla corrente di sgancio si sceglie un interruttore con $I_m = 1300A$, poiché $1300 - 20\% * 1300 = 1040A > 600A$, soddisfa i requisiti e la scelta è corretta.

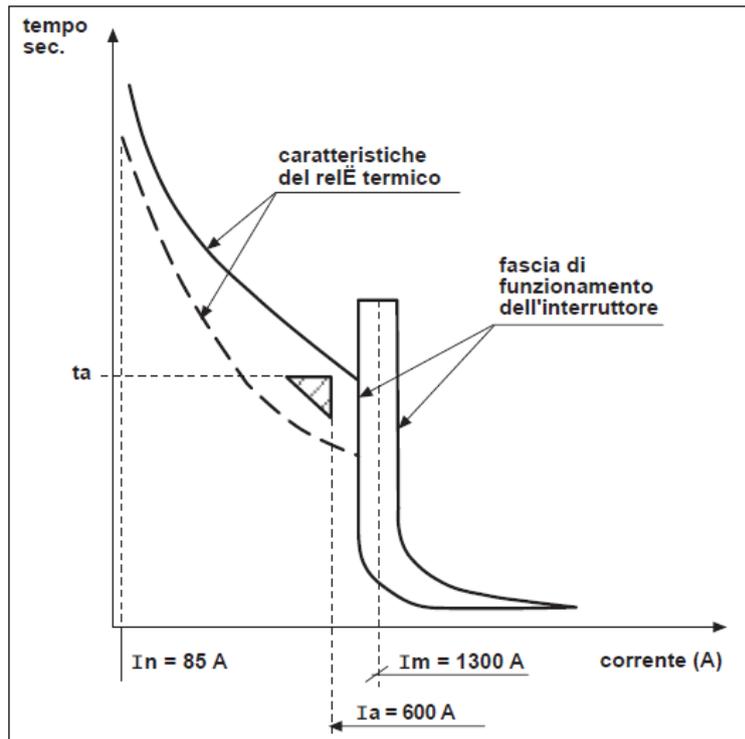


Fig. 1.17 Esempio di protezione motore con interruttore magnetotermico –
Fonte [2]

1.10 Riepilogo

La protezione del motore è molto importante, sia per la linea e le ulteriori utenze ad essa connesse, sia per l'utente che utilizza il motore, ed è oggetto di normative. Gli apparecchi per assolvere alle funzioni di sezionamento, comando, protezione da cortocircuiti e sovraccarichi sono: gli interruttori magnetotermici, i contattori, i fusibili e i relè termici. Il dimensionamento di tali dispositivi deve essere coordinato in modo tale da non compromettere l'adeguata protezione e garantire al motore il giusto funzionamento e una corretta fase di avviamento. In figura 1.18 sono riportati due esempi di protezione del motore: in un caso si offre protezione dal cortocircuito tramite un fusibile, mentre nel secondo caso tramite un interruttore magnetotermico. Il motore da proteggere di figura 1.18 a) è caratterizzato da:

- Potenza 22kW;
- Tensione 380V;
- Corrente $I_n=45A$ ed $I_a=315A$;
- Tempo di avviamento in classe 10.

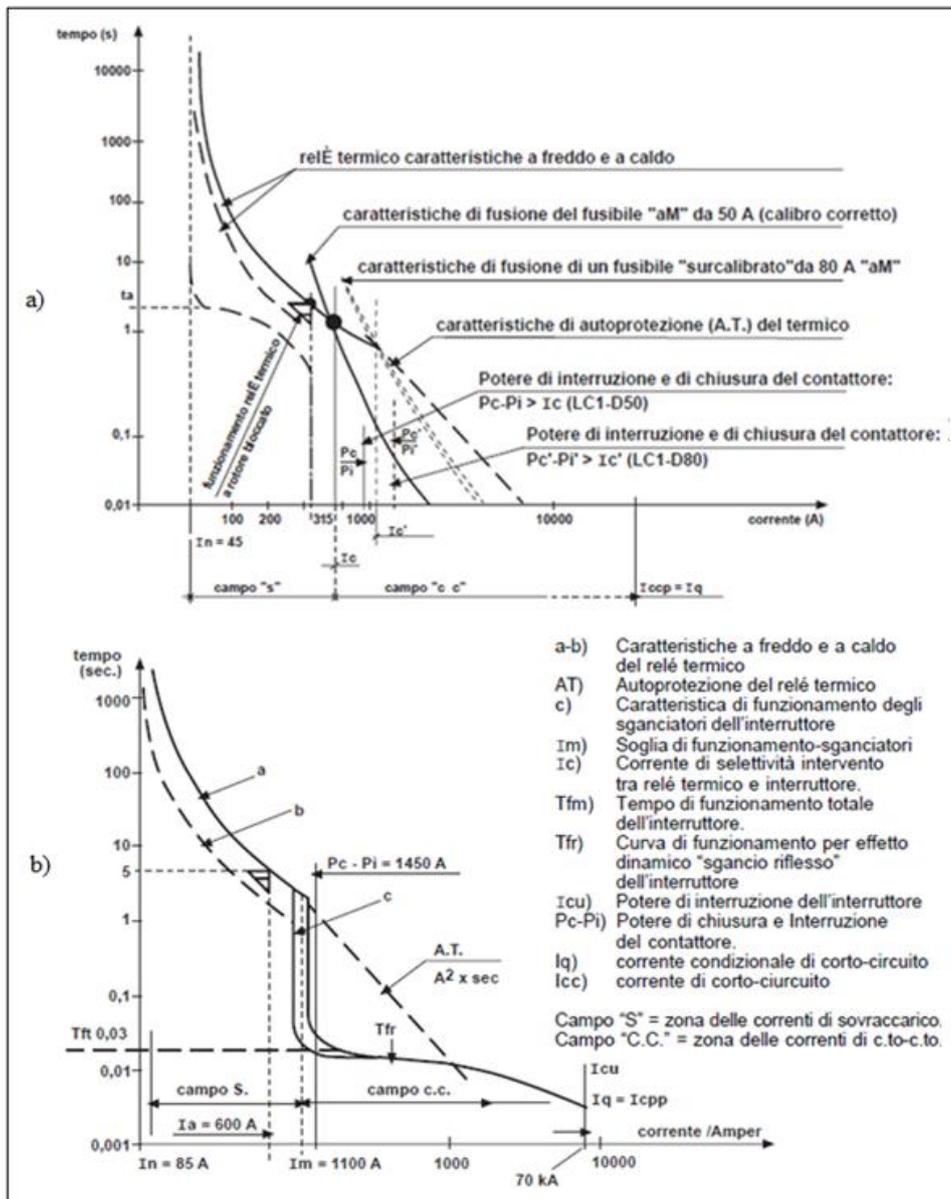


Fig. 1.18 a) Esempio di protezione motore con relè e interruttore magnetotermico – Fonte [2]
 b) Esempio di protezione motore con relè e fusibile – Fonte [2]

Il punto di intersezione fra la curva "a freddo" del relè e quella del fusibile o dell'interruttore magnetotermico a seconda del caso, definisce la corrente I_c . Per valori di corrente minori di tale valore si definisce il campo "S" (Sovraccarico) in cui sarà compito del relè proteggere la linea, lasciar passare la corrente di avviamento e intervenire in caso di rotore bloccato, mentre per

valori di corrente maggiori si definisce il campo “C.C.” (Corto Circuito) in cui dovrà intervenire il dispositivo atto alla protezione dal corto circuito.

Il fusibile, che dovrà intervenire dalla corrente I_c fino a I_{ccp} (la corrente di corto circuito presunta), dovrà essere dimensionato con un potere di interruzione superiore a I_{ccp} . Al contattore invece è richiesto di stabilire o interrompere correnti fino a un valore pari ad I_c , per cui dovrà essere caratterizzato da un potere di chiusura (P_c) e di interruzione (P_i) maggiori di I_c . Nel caso in cui venisse utilizzato un fusibile sovradimensionato determinando il punto I_c' , anche il contattore dovrebbe essere di calibro superiore in modo da disporre di un potere di chiusura e interruzione maggiori di questo nuovo valore.

Nel secondo esempio, mostrato in figura 1.18 b), il motore da proteggere è caratterizzato dai seguenti parametri:

- Potenza 45kW;
- Tensione 380V;
- Corrente $I_n=85A$ ed $I_a=600A$;
- Tempo di avviamento in classe 10.

Le regole da adottare nel caso si utilizzi l'interruttore magnetotermico rispetto al fusibile sono le medesime del caso precedente. Il suo campo di lavoro, definito sempre C.C., è compreso fra la corrente I_c e I_{ccp} , mentre prima di I_c sarà sempre compito del relè intervenire.

2. Avviamento e pilotaggio del motore asincrono trifase

2.1 Avviamento del motore

2.1.1 Generalità avviamento motore

L'avviamento di un motore, vale a dire la sua connessione alla rete di alimentazione, è una fase molto critica che deve essere ben studiata e ben progettata.

I rischi sono legati alle elevate correnti di spunto e di avviamento e al valore molto alto della coppia: la corrente produce calore sui conduttori e cadute di tensione sulla rete di alimentazione che possono recare disturbo per gli altri carichi connessi; la coppia può generare un'eccessiva sollecitazione delle parti meccaniche del motore. È necessario quindi calmierare il passaggio della corrente in tale fase, in modo tale che il motore, da una situazione di riposo, possa raggiungere la configurazione a regime in modo graduale, senza causare problemi (ne meccanici, ne sulla rete), ma allo stesso modo non troppo lento da prolungare inutilmente il periodo di sovraccarico provocando lo scatto della protezione termica.

Risulta quindi necessario prevedere delle strategie che consentano di avviare il motore riducendo opportunamente corrente e coppia. Opportuni dispositivi andranno disposti fra l'alimentazione della rete e le fasi del motore. I diversi tipi di avviamento che saranno di seguito analizzati sono:

- Avviamento diretto;
- Avviamento Stella-Triangolo;
- Avviamento con autotrasformatore;
- Avviamento con soft starter;
- Avviamento con Inverter.

2.1.2 Avviamento Diretto

Il metodo più semplice per avviare un motore asincrono trifase è quello di collegare direttamente il carico alla rete di alimentazione come visibile in figura 2.1 a). Tale metodo di avviamento, detto DOL (*Direct On Line*), avviene alla piena tensione con frequenza costante, producendo una corrente indotta sul motore in fase di avviamento molto più elevata di quella nominale, tanto che si ha: $I_{avv} = 5 \div 8 I_n$. Un tipico andamento è visibile in figura 2.1 b), dove in ordinata c'è la corrente normalizzata al valore nominale ed in ascissa c'è la velocità normalizzata a quella nominale. Malgrado i vantaggi di una semplice apparecchiatura, di un tempo di avviamento molto breve e di un costo ridotto, questo metodo presenta alcuni svantaggi e può essere utilizzato solamente nelle seguenti condizioni: qualora non sia richiesta una velocità variabile, quando non sia necessario evitare brusche partenze, solo se la potenza del motore è bassa rispetto quella della rete così da non causare eccessivi disturbi sulla linea, se la coppia di avviamento può essere elevata senza pericolosità sul funzionamento della macchina dal punto di vista meccanico. Sottoporre il motore a picchi elevati di corrente nell'avviamento comporta molto stress e una riduzione della vita sia dei circuiti di comando sia del motore.

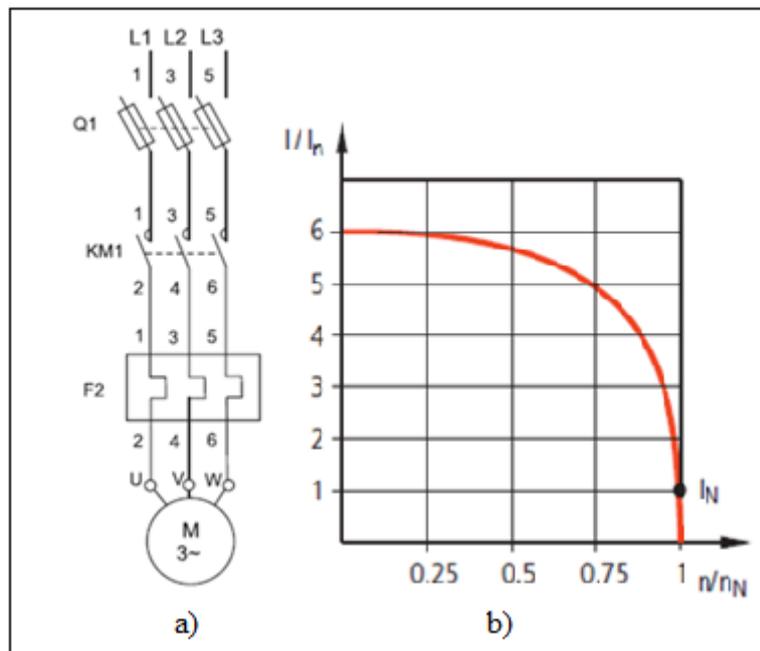


Fig. 2.1 a) Circuito per avviamento diretto – Fonte [1]
b) Curva della corrente Fonte [3]

Di fatto questa tecnica viene utilizzata solamente per motori caratterizzati da potenze ridotte, in cui la corrente assorbita e la coppia prodotta in fase di avviamento non esasperano i problemi sopra menzionati.

La soluzione consiste nell'utilizzare tecniche che prevedono l'allacciamento del motore alla linea d'alimentazione in maniera indiretta, allo scopo di ridurre la tensione, la corrente e la coppia di avviamento.

2.1.3 Avviamento Stella-Triangolo

Questo tipo di avviamento è stato uno dei più utilizzati e può essere applicato in motori che presentano tutte le 6 estremità dei 3 avvolgimenti collegati alla morsettiera. Tale tecnica consiste nell'avviare il motore in una configurazione detta a stella e, successivamente, passare alla configurazione a triangolo. La configurazione a stella permette di ridurre la tensione applicata al motore di un fattore $1/\sqrt{3} = 0.58$ e la corrente di spunto di un fattore 3 rispetto ai valori dell'avviamento diretto, ovvero si ha che $I_{avv} = 1.5 \div 2.6 I_n$. La coppia di avviamento, poiché è proporzionale al quadrato della tensione di alimentazione come espresso nella (1.17), subisce anch'essa una riduzione di $1/3$.

Il circuito da implementare per realizzare un avviamento di questo tipo è visibile in figura 2.2 a). Nella prima fase, gli avvolgimenti sono collegati a stella mediante la chiusura dei contattori KM2 e KM1. Quando la velocità del motore raggiunge il 75% ÷ 85% della velocità nominale, gli avvolgimenti vengono collegati a triangolo, si apre il contattore KM1, si chiude il contattore KM3, e il motore raggiunge le condizioni a regime in tale configurazione. Questo passaggio, che di solito viene gestito da un temporizzatore, garantisce un certo lasso di tempo compreso tra 30 e 50 ms fra l'apertura dei contatti a stella e la chiusura di quelli a triangolo, in modo che si estingua l'arco elettrico nel contattore e si evitino cortocircuiti fra le fasi. Questa temporizzazione può essere allungata solamente se il dispositivo ha un'inerzia sufficiente per evitare eccessivi rallentamenti poiché, nel seppur breve intervallo di fatto il motore non viene alimentato, e subisce pertanto una decelerazione. Con il collegamento a triangolo il motore è soggetto alla piena alimentazione di rete, e

ciò implica un picco di corrente transitorio breve ma di elevata intensità, tanto maggiore quanto più lungo è il tempo di passaggio fra le due configurazioni. Per limitare questi picchi di corrente che potrebbero essere dannosi, è possibile inserire una resistenza in serie con gli avvolgimenti collegati a triangolo per qualche secondo in modo da ridurre il picco di corrente. Questa tecnica, che prevede quindi la sequenza (stella) \rightarrow (triangolo + resistenza) \rightarrow (triangolo), consente di ridurre il picco di corrente ma necessita di componenti supplementari che possono portare il costo a valori rilevanti. Questo tipo di avviamento è adatto solo per partenze a vuoto o per casi in cui la coppia resistente è bassa ed aumenta solo con l'aumentare della velocità, come avviene per i ventilatori, le pompe, ecc...

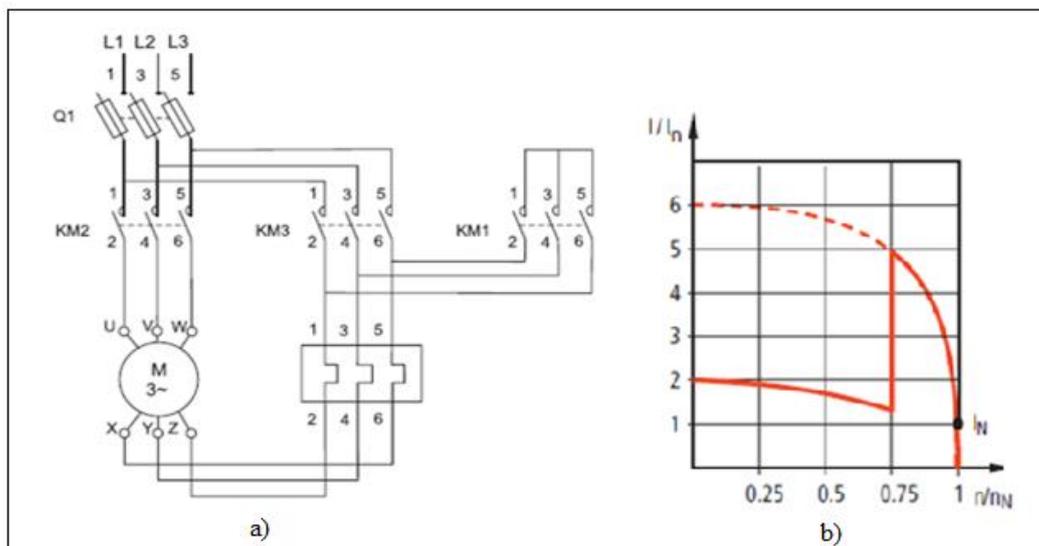


Fig. 2.2 a) Circuito per avviamento stella-triangolo – Fonte [1]
b) Curva della corrente – Fonte [3]

2.1.4 Avviamento con autotrasformatore

Una terza alternativa per poter avviare il motore asincrono trifase consiste nell'utilizzo di un autotrasformatore. Tale metodo permette di ridurre la corrente grazie ad una diminuzione della tensione durante la fase di avviamento che dipende dal rapporto di trasformazione dell'autotrasformatore. Il circuito da implementare per tale tipo di avviamento è raffigurato in figura 2.3.

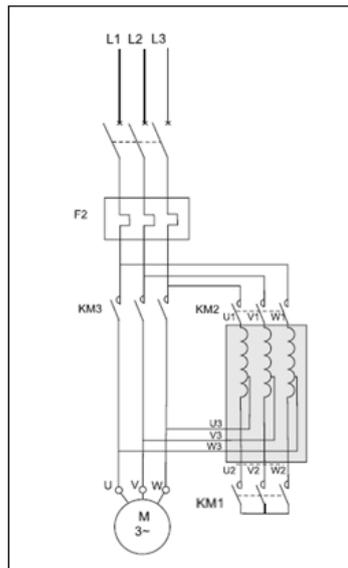


Fig. 2.3 Circuito per avviamento con autotrasformatore – Fonte [1]

L'avviamento si effettua in 3 fasi:

- durante la prima fase il motore è collegato alla rete attraverso una parte degli avvolgimenti dell'autotrasformatore che a sua volta è collegato a stella. In questa fase i contattori KM1 e KM2 sono chiusi, mentre il contattore KM3 è aperto e la tensione a cui è soggetto il motore è ridotta. La riduzione dipende dal rapporto di autotrasformazione che viene scelto.
- la seconda fase è determinata dall'apertura del collegamento a stella, ovvero del contattore KM1, prima di passare alla piena tensione, questa fase, che generalmente dura solo qualche frazione di secondo, si opera quando il motore ha raggiunto indicativamente 80% ÷ 90% della velocità di regime.
- nella terza ed ultima fase avviene il collegamento alla piena tensione con la chiusura del contattore principale KM3 che collega gli avvolgimenti del motore direttamente alla rete di alimentazione e con l'apertura del contattore dell'autotrasformatore KM2.

Con questo tipo di avviamento si riesce ad ottenere una corrente di avviamento compresa fra $I_{avv} = 1.7 \div 4 I_n$. Inoltre, quando si effettua l'apertura del contatto a stella, il valore dell'induttanza in serie con il motore è molto elevata

e ne consegue una caduta di tensione che causa un picco di corrente al momento del passaggio a piena tensione.

L'avviamento con autotrasformatore comporta costi piuttosto elevati e viene utilizzato solamente con motori a media/alta potenza e con alta inerzia.

2.1.5 Avviamento con soft starter

Un'alternativa più recente rispetto ai tradizionali sistemi di avviamento è mostrata in figura 2.4 a) e consiste nell'avviamento Soft Starter, detto anche avviatore progressivo, che consente un avviamento e, volendo, anche un arresto graduale. Per realizzare questa tecnica occorrono 6 tiristori, due per fase, posizionati in antiparallelo a due a due. Tali dispositivi intervengono solamente durante le fasi di accelerazione e decelerazione rendendole più dolci, evitando picchi di corrente e regolando la coppia. Nelle fasi in cui il Soft Starter è funzionante si avrà il contattore KL chiuso e KB aperto, mentre nelle fasi a regime in cui non è necessario l'intervento del dispositivo è possibile cortocircuitarlo con la chiusura di KB. Il soft starter è principalmente costituito da due parti, un'unità di potenza, ed una di comando con controllo generalmente a microprocessore.

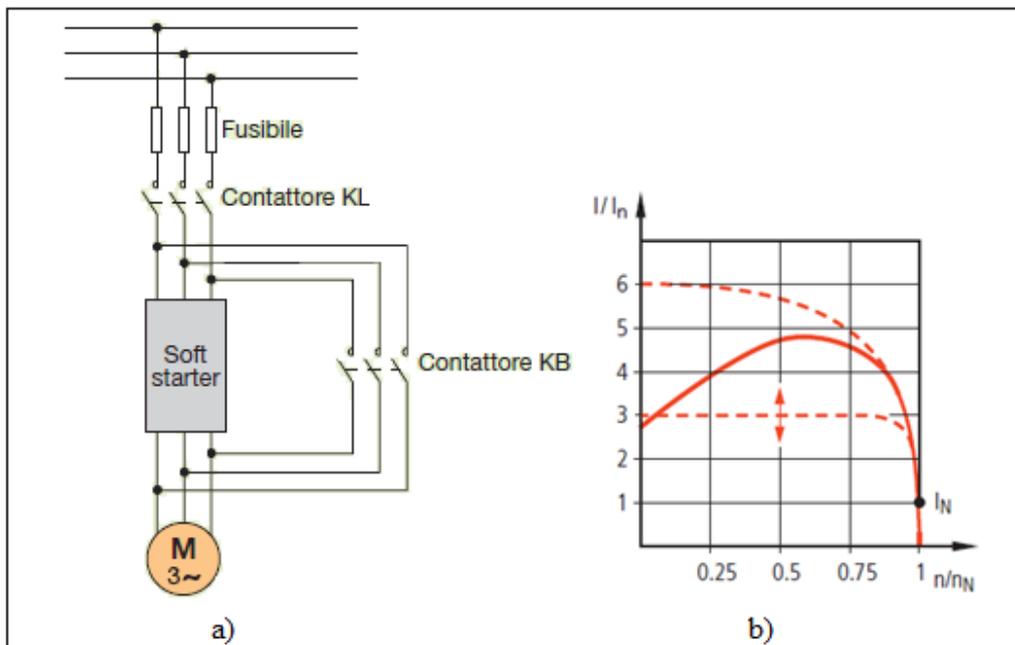


Fig. 2.4 a) Circuito per avviamento con autotrasformatore – Fonte [4]
b) Curva della corrente – Fonte [3]

Può essere utilizzato a limitazione di corrente, nel caso di pompe e ventilatori, in cui viene fissata una corrente limite massima, ad esempio $3 \div 4I_n$, durante la fase di avviamento, a discapito delle prestazioni della coppia; oppure, può essere ottimizzata la coppia di avviamento a discapito di picchi di corrente, utile per applicazioni in cui è richiesta una coppia elevata. Qualora il Soft Starter non possieda una protezione termica al suo interno è necessario prevedere un relè termico. Il grafico in figura 2.4 b) mostra l'andamento della corrente in funzione della velocità.

2.1.6 Avviamento con Inverter

Il convertitore di frequenza, detto Inverter, è sicuramente la soluzione migliore per gestire il motore asincrono trifase. Esso consente di controllare la tensione limitando la corrente, evitando picchi e brusche sollecitazioni meccaniche in fase di avviamento; consente inoltre di regolare la frequenza con valori variabili. In tale modo può essere fornita una coppia massima per ogni velocità e possono essere evitati picchi di corrente. Si può notare dalla curva della corrente durante la fase di avviamento, raffigurata in figura 2.5 b) una estrema linearità e la completa assenza di picchi di corrente. Il convertitore di frequenza può essere suddiviso in tre parti principali come si evince dalla figura 2.5 a): il raddrizzatore, che viene collegato alla rete di alimentazione e produce una tensione continua sul DC-link costituito da un condensatore che funge da serbatoio energetico, infine l'invertitore, che trasforma la tensione da continua ad alternata ed alimenta il motore.

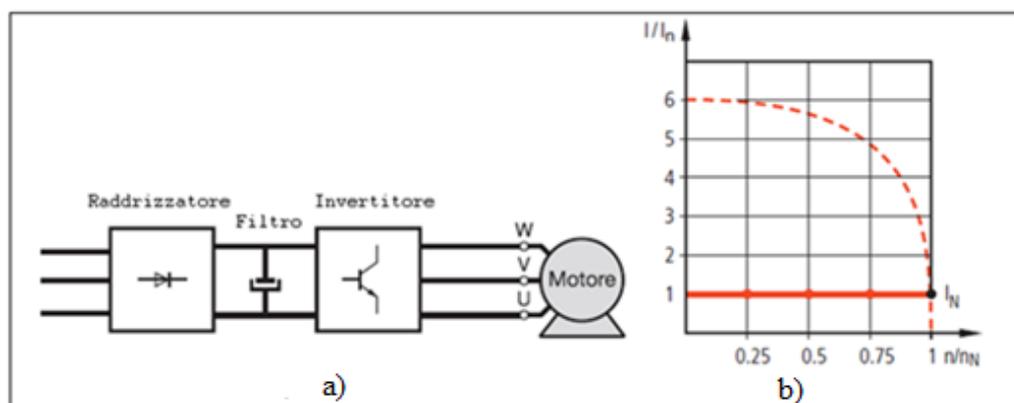


Fig. 2.5 a) Schema di un Inverter – Fonte [1]

b) Curva della corrente - Fonte [3]

Come si può notare, l'implementazione di questa struttura è più costosa rispetto alle precedenti ma, consentendo di regolare in maniera ottimale i picchi di corrente e di preservare le parti meccaniche da eccessivi valori di coppia, garantisce una maggior vita media del motore. Ulteriori vantaggi nell'utilizzo di un Inverter sono la possibilità di raggiungere una miglior stabilità della velocità a seguito di fluttuazioni del carico e, poiché all'interno del convertitore è solitamente facile implementare una protezione dal sovraccarico, non è generalmente necessario inserire ulteriori relè nella linea. La struttura e il funzionamento dell'inverter sarà oggetto del successivo paragrafo.

2.2 Inverter

2.2.1 Generalità Inverter

L'inverter è un convertitore DC-AC il cui obiettivo è quello di pilotare un motore asincrono trifase a velocità variabile. L'ingresso di tale convertitore è una tensione continua, ottenuta raddrizzando e filtrando la tensione derivante dalla rete di alimentazione, mentre l'uscita, collegata ai morsetti del motore, deve essere controllabile sia in ampiezza che in frequenza.

Il verso della corrente in un inverter deve essere bidirezionale. Sebbene nella maggior parte del tempo la potenza fluisce dal lato DC al lato AC (funzionamento da inverter), quando il motore si trova in fase di frenatura, la corrente fluisce nel verso opposto e il convertitore funziona come raddrizzatore. Durante la frenatura, l'energia può essere dissipata per effetto Joule su un resistore inserito in parallelo al condensatore del DC-link, oppure può essere iniettata nella rete di alimentazione, cosa auspicabile nel caso in cui la frenatura sia operata molto frequentemente.

Gli inverter si distinguono in base al tipo di sorgente d'ingresso: se si tratta di una tensione continua vengono definiti inverter a tensione impressa VSI (*Voltage Source Inverter*); se si tratta di una corrente continua si definiscono inverter a corrente impressa CSI (*Current Source Inverter*).

Gli inverter a tensione impressa possono essere suddivisi in:

- Inverter con modulazione a larghezza d'impulso, detti anche inverter PWM, che sfruttano la modulazione PWM (*Pulse Width Modulation*) per gestire gli interruttori. In tale maniera, data una tensione continua in ingresso, è possibile gestire l'ampiezza e la frequenza della tensione d'uscita;
- Inverter ad onda quadra, in cui per gestire l'ampiezza della tensione d'uscita viene controllata la tensione DC d'ingresso. Tramite l'inverter viene quindi gestita solamente la frequenza dell'onda quadra.

Un inverter trifase composto da tre rami, dette anche gambe, una per ogni fase, come mostrato in figura 2.6.

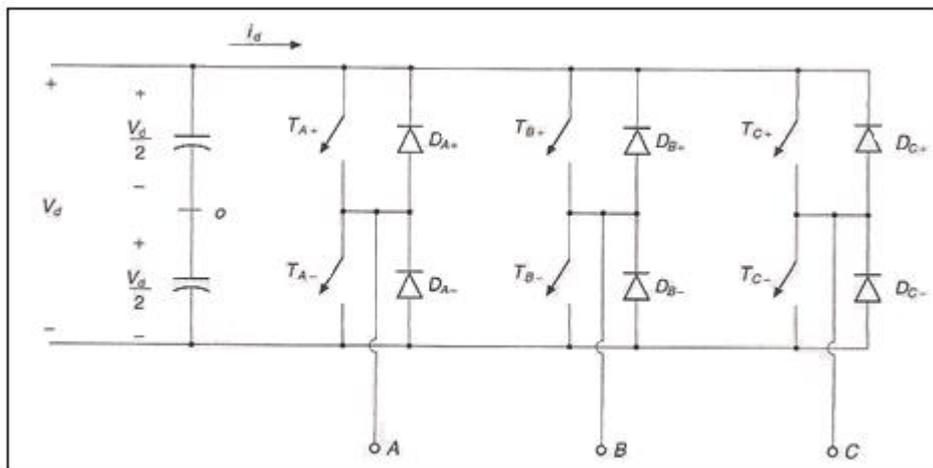


Fig. 2.6 Schema circuitale di un inverter trifase – Fonte [5]

2.2.2 Inverter trifase con modulazione a larghezza d'impulso

In questo tipo di modulazione l'inverter gestisce sia l'ampiezza che la frequenza della tensione d'uscita. Per fare ciò viene confrontato un segnale triangolare con tre segnali sinusoidali di controllo caratterizzati dalla frequenza desiderata, come visibile in figura 2.7.

Il segnale triangolare, chiamato v_{tri} , è caratterizzato da una frequenza di commutazione f_s , detta anche *frequenza portante*, con la quale sono comandati gli interruttori, e da un'ampiezza \widehat{V}_{tri} , caratteristiche che ipotizzeremo costanti.

La frequenza del segnale v_{tri} determina la frequenza di commutazione degli interruttori.

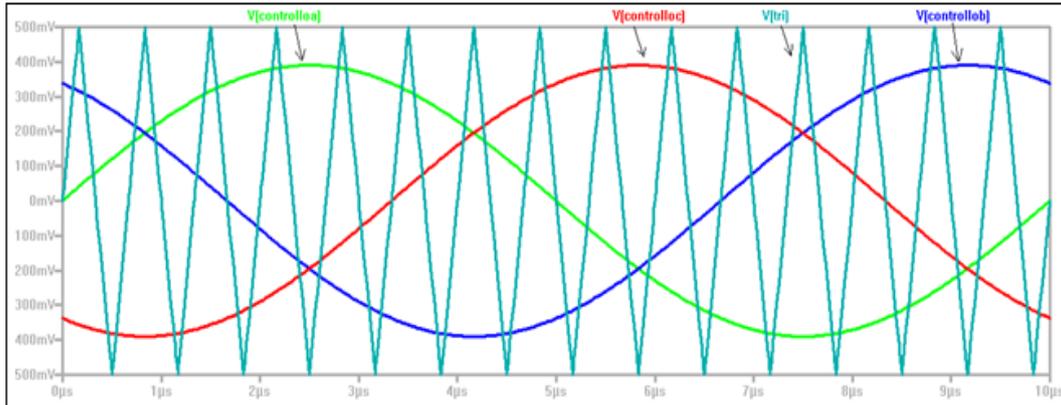


Fig. 2.7 Andamento dei segnali di controllo e del segnale triangolare

I segnali sinusoidali di controllo o modulanti, chiamati $v_{controllo}$, hanno invece lo scopo di impostare il duty cycle degli interruttori ed hanno una frequenza f_1 , detta *frequenza modulante*. Tale valore corrisponde alla frequenza della prima armonica fondamentale del segnale desiderato in uscita.

Si definiscono due indici:

$$m_a = \frac{V_{controllo}}{V_{tri}} \quad (2.1)$$

detto *rapporto di modulazione d'ampiezza*, in cui $V_{controllo}$ rappresenta l'ampiezza del segnale di controllo, e:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.2)$$

che rappresenta il *rapporto di modulazione di frequenza*.

Considerando uno dei tre rami dell'inverter in figura 2.6, si ha che gli interruttori T_{A+} e T_{A-} sono comandati in base al confronto fra i segnali $v_{controllo, A}$ e v_{tri} , ed in particolare si ha che:

$$- \text{ Se } v_{controllo, A} > v_{tri} \rightarrow T_{A+} \text{ chiuso e } V_{AN} = \frac{V_d}{2}, \quad (2.3)$$

$$- \text{ Se } v_{controllo, A} < v_{tri} \rightarrow T_{A-} \text{ chiuso e } V_{AN} = -\frac{V_d}{2}, \quad (2.4)$$

dove V_{AN} è riferita alla tensione media di centro stella che per simmetria si colloca esattamente alla metà della tensione del bus DC.

Quanto appena espresso può essere visto nelle figure 2.8 a) in cui è mostrato l'andamento dei segnali atti al pilotaggio degli switch, ovvero $v_{controllo, A}$ e v_{tri} . Si può notare che il rapporto di modulazione di frequenza è pari a 15

poiché il segnale triangolare compie esattamente 15 cicli all'interno di un periodo del segnale sinusoidale, mentre il rapporto di modulazione di ampiezza è 0.8 e lo si può vedere dal fatto che $\widehat{V_{controllo}} = 0.4V$ e $\widehat{V_{tri}} = 0.5V$ da cui $m_a = \frac{0.5}{0.4} = 0.8$. Nella figura 2.8 b) è mostrato il segnale di tensione V_{AN} in uscita da una delle tre fasi dell'inverter che, a fronte di una tensione raddrizzata normalizzata a $V_d = 1V$, assume come valori $+\frac{V_d}{2}$ e $-\frac{V_d}{2}$. Per tutte le simulazioni che saranno eseguite in seguito si manterrà costante la frequenza modulante a 100Hz e la tensione raddrizzata normalizzata ad 1V.

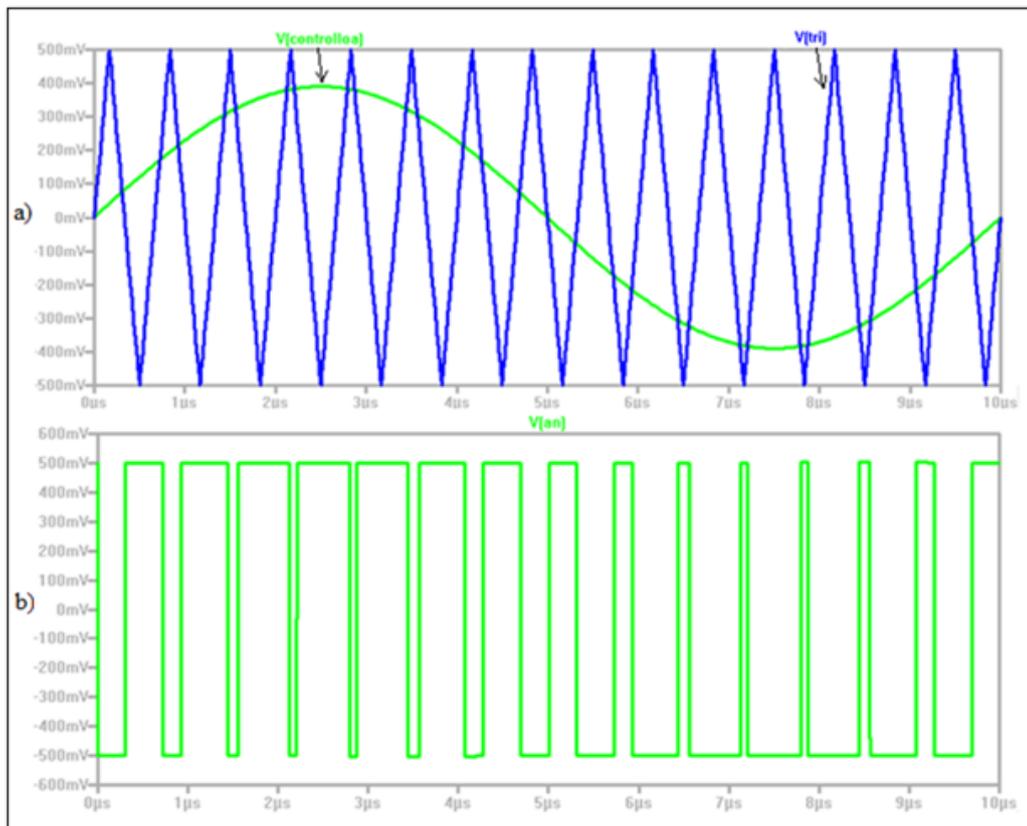


Fig. 2.8 a) Forme d'onda dei segnali di pilotaggio;
b) Andamento del segnale V_{AN} ;

Un'analisi in frequenza del segnale V_{AN} alle condizioni sopra indicate, è mostrata in figura 2.9, in cui si evidenzia la presenza di armoniche indesiderate e dalla quale possono essere dedotti i seguenti punti salienti:

- Per valori di $m_a \leq 1$, l'ampiezza della prima armonica della tensione di uscita fase-neutro varia linearmente con il coefficiente

m_a . La tensione media d'uscita di V_{AN} dipende dal rapporto fra $v_{controllo}$ e $\widehat{V_{tri}}$ e si può scrivere:

$$V_{AN} = \frac{v_{controllo}}{\widehat{V_{tri}}} \frac{V_d}{2}. \quad (2.5)$$

Poiché inoltre

$$v_{controllo} = v_{\widehat{controllo}} \sin w_1 t \quad (2.6)$$

unendo la (2.5) e (2.6) e prendendo in considerazione la componente fondamentale si ottiene l'espressione:

$$(V_{AN})_1 = \frac{v_{\widehat{controllo}} \sin w_1 t V_d}{\widehat{V_{tri}}} \frac{1}{2} \quad (2.7)$$

da cui si sfrutta la definizione di rapporto di modulazione d'ampiezza:

$$(V_{AN})_1 = m_a \sin w_1 t \frac{V_d}{2} \quad (2.8)$$

e si giunge a:

$$(\widehat{V_{AN}})_1 = m_a \frac{V_d}{2}. \quad (2.9)$$

Si ha quindi, per valori di m_a compresi tra 0 e 1, una zona lineare in cui il fasore della armonica utile è direttamente proporzionale all'indice di modulazione. Quanto espresso può essere verificato in Tabella 2.1 in cui è mostrata l'ampiezza dell'armonica fondamentale normalizzata a V_d al variare dell'indice di modulazione d'ampiezza mantenendo fisso il rapporto di modulazione di frequenza a 15.

m_a	$\frac{(\widehat{V_{AN}})_1}{V_d}$ sperimentale [mV]	$\frac{(\widehat{V_{AN}})_1}{V_d}$ teorico [mV]
0.1	49.89	50
0.2	99.81	100
0.3	149.66	150
0.4	199.44	200
0.5	249.35	250
0.6	299.35	300
0.7	349.04	350
0.8	398.94	400
0.9	448.82	450
1.0	498.72	500

Tabella 2.1 Andamento dell'armonica fondamentale in zona di linearità

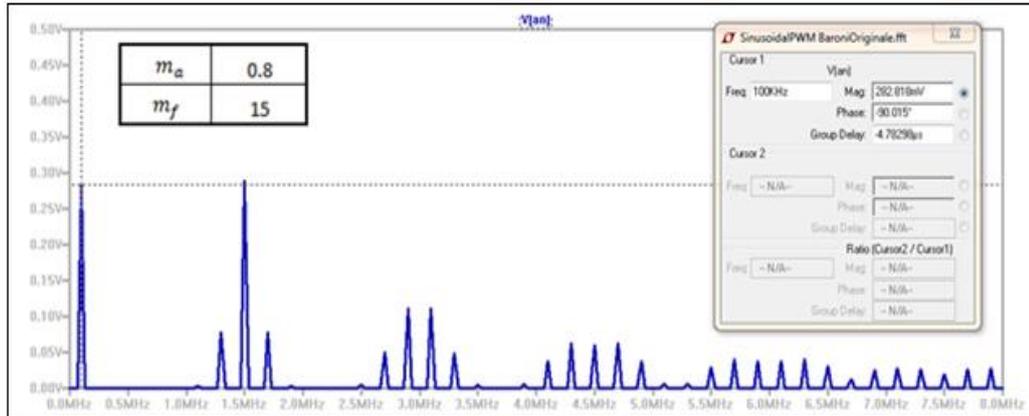


Fig. 2.9 Spettro della tensione fase-neutro

Volendo calcolare il valore efficace dell'armonica fondamentale rappresentata in figura 2.9, si può facilmente verificare la corrispondenza con il valore in Tabella 2.1:

$$(V_{AN})_{1\text{RMS}} = \frac{398.94}{\sqrt{2}} = 282.09 \text{ mV}$$

- Per tutti i valori di m_a compresi fra $0 \div 1$ le armoniche nello spettro della tensione di uscita dell'inverter non compaiono in maniera disordinata come già è stato possibile osservare dallo spettro precedente, ma si dispongono centrate attorno alla frequenza di commutazione m_f e ai suoi multipli $2m_f, 3m_f, \dots$, e le frequenze alle quali si trovano le armoniche della tensione in uscita si lasciano individuare come segue:

$$f_h = (j m_f \pm k) f_1 \quad (2.10)$$

dove qualunque sia m_f , per valori pari dell'indice j , le armoniche esistono solo per valori dispari dell'indice k e, viceversa, per valori dispari di j esistono solo per valori pari di k .

In Tabella 2.2 è mostrata l'ampiezza delle armoniche di ordine superiore espresse in mV al variare dell'indice di modulazione d'ampiezza e di frequenza. Si può notare un aumento del numero di armoniche con ampiezza significativa all'interno dello spettro al crescere di m_a , ma anche una diminuzione dell'ampiezza dell'armonica a frequenza m_f .

Nell'ultima colonna è proposta l'analisi in frequenza di una PWM sinusoidale con indice di modulazione di frequenza pari. È di

interesse per il seguente punto sottolineato come le ampiezze delle armoniche nel caso di indice pari non si discostino troppo dal caso di indice dispari, mantenendo la stessa ampiezza e la stessa disposizione attorno alla frequenza m_f e i suoi multipli.

m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0	1.0
m_f	15	15	15	15	15	16
m_f	620.83	575.34	502.90	409.06	300.51	300.45
$m_f \pm 2$	7.81	30.36	65.63	109.91	158.91	158.92
$m_f \pm 4$	0	0	0	3.84	8.87	8.87
$2m_f \pm 1$	95.18	163.03	185.05	157.17	90.65	90.62
$2m_f \pm 3$	0	11.91	35.73	69.70	106.15	106.17
$2m_f \pm 5$	0	0	0	6.34	16.56	16.59
$3m_f$	167.60	61.70	41.63	85.28	31.08	56.45
$3m_f \pm 2$	22.26	69.23	101.76	88.16	78.62	31.02
$3m_f \pm 4$	0	0	23.36	52.22	21.82	21.84
$3m_f \pm 6$	0	0	0	7.80	3.76	
$4m_f \pm 1$	81.53	78.63	3.94	52.59	33.82	33.78
$4m_f \pm 3$	6.00	34.85	66.13	57.32	4.64	4.60
$4m_f \pm 5$	0	3.17	17.00	42.10	59.17	59.31
$4m_f \pm 7$	0	0	1.65	8.19	22.41	25.03

Tabella 2.2 Ampiezza delle armoniche di ordine superiore in caso di linearità

- In letteratura è più volte sottolineata la necessità di avere un rapporto di modulazione di frequenza m_f dispari ed intero per ottimizzare lo spettro della tensione in uscita dall'inverter. Così essendo, si ha una simmetria dispari poiché $f(-t)=-f(t)$ ed una simmetria a semionda dato che $f(-t) = -f(t + \frac{1}{2}T_1)$: ciò comporta il coinvolgimento di soli seni e l'assenza di tutte le armoniche pari. In figura 2.10 sono proposti due esempi che analizzano la tensione fase-neutro nel dominio delle frequenze: se m_f è dispari sono presenti solamente armoniche dispari proprio come sottolineato dai testi mentre, scegliendo un indice pari, sono presenti anche armoniche pari. Ciò che si vuole mettere in evidenza in questa trattazione è però una apparente non fondamentale necessità di avere un rapporto di modulazione di

frequenza dispari: infatti, come si può notare sempre in figura 2.10, i due spettri sono del tutto simili. Si può inoltre osservare sperimentalmente un'altra regola nello spettro con indice di modulazione di frequenza pari: le armoniche compaiono a sequenze di "isole" centrate nei multipli di m_f e, quelle centrate attorno ad un multiplo dispari, sono di ordine pari, mentre le armoniche centrate attorno a multipli pari di m_f , sono dispari. Ad esempio, attorno alla frequenza 4KHz (multiplo pari) sono presenti le armoniche 37, 39, 41, 43, mentre centrare sulla frequenza 6KHz (multiplo dispari) sono presenti le armoniche 54, 56, 58, 60, 62, 64 e 66.

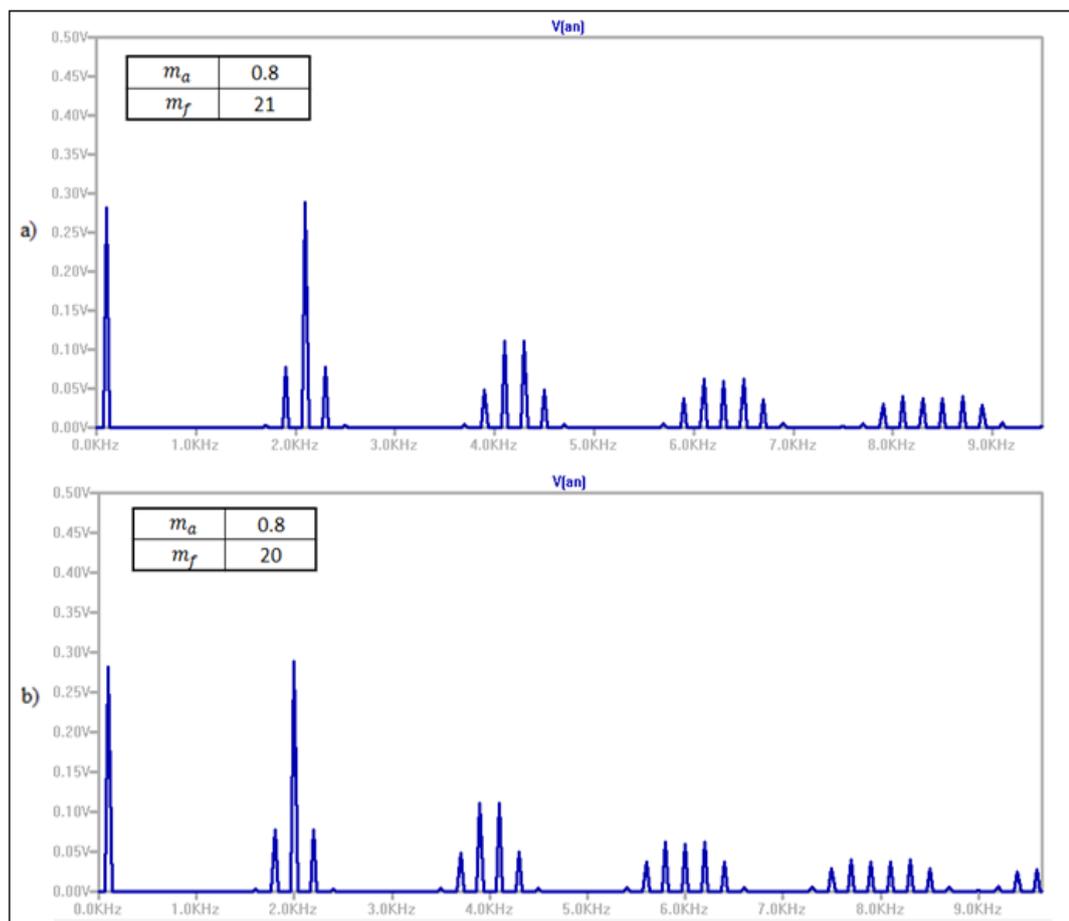


Fig. 2.10 Spettri per indice di modulazione di frequenza pari e dispari

In ultimo, in figura 2.11, è mostrato il caso di modulazione sinusoidale con indice di modulazione di frequenza non intero. Tale situazione sarebbe in teoria da evitare a causa della comparsa di subarmoniche

della frequenza fondamentale, molto pericolose in quanto potrebbero portare alla saturazione del flusso nel circuito magnetico del motore.

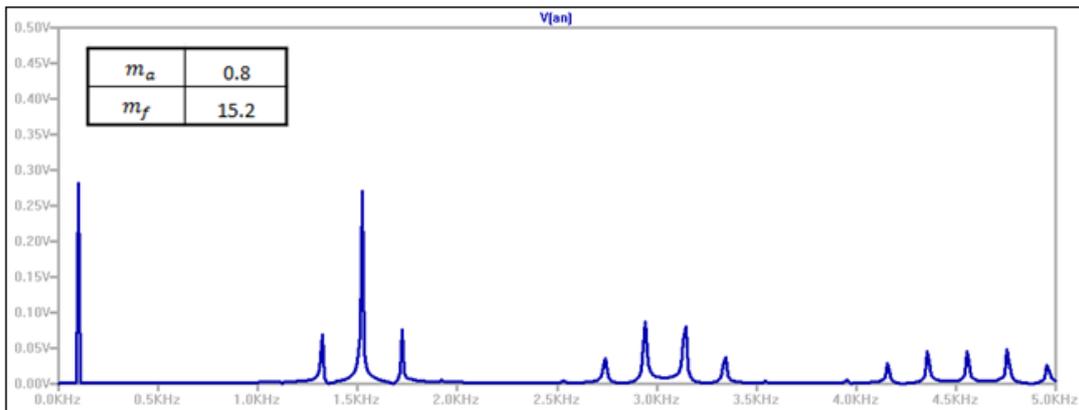


Fig.2.11 Spettro con indice di modulazione non intero

- Per un rapporto di modulazione di frequenza $m_f \geq 9$ è possibile notare che l'ampiezza delle armoniche sono quasi indipendenti dal valore dell'indice stesso, nonostante esso faccia variare la frequenza. In Tabella 2.3 è mostrata l'ampiezza delle armoniche in mV più significative al variare dell'indice m_f , mantenendo fisso il rapporto di modulazione d'ampiezza a 0.8.

	INDICE DI MODULAZIONE DI FREQUENZA					
	5	7	9	12	15	18
m_f	402.73	409.29	409.08	409.03	409.00	409.06
$m_f + 2$	40.71	116.25	110.15	109.93	109.95	109.89
$m_f - 2$	109.56	109.90	109.93	109.89	110.06	109.91
$2m_f + 1$	208.54	149.35	156.64	157.19	157.16	157.20
$2m_f - 1$	145.58	157.79	157.18	157.16	157.04	157.18
$2m_f + 3$	146.22	17.45	61.91	69.78	69.75	69.72
$2m_f - 3$	40.71	73.61	69.77	69.71	69.73	69.72
$3m_f$	119.78	76.85	84.37	85.31	85.20	85.31
$3m_f + 2$	40.21	130.33	96.86	88.14	88.13	88.14
$3m_f - 2$	146.22	86.66	87.95	88.09	88.13	88.13

Tabella 2.3 Ampiezza delle armoniche in funzione di m_f

Come si può notare, al crescere dell'indice di modulazione di frequenza, l'ampiezza delle armoniche tende a diventare asintoticamente costante nonostante si trovino a frequenze diverse. Ciò può essere parzialmente spiegato dal fatto che quando l'indice m_f è sufficientemente grande le armoniche significative di ogni

gruppo disposte attorno a m_f e multipli non si sovrappongono. Se invece l'indice di modulazione di frequenza è piccolo le isole di armoniche consecutive si trovano troppo vicine fra loro e interagiscono più o meno costruttivamente.

Nei motori asincroni trifase connessi all'inverter tramite una configurazione a triangolo ciò che interessa in uscita sono le tensioni concatenate fase-fase.

Il valore efficace d'uscita della tensione concatenata fase-fase alla frequenza fondamentale è definito come:

$$V_{LL1}(\text{rms}) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\widehat{V_{AN}})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \approx 0.612 m_a V_d \quad (2.11)$$

L'equazione (2.11) fa riferimento al caso lineare in cui $m_a \leq 1$ e la forma d'onda di tensione nel tempo del segnale concatenato $V_{AB} = V_{AN} - V_{BN}$ è mostrata in figura 2.12. Per quanto riguarda lo spettro del segnale V_{AB} è possibile calcolare l'ampiezza delle armoniche concatenate in funzione del modulo e della fase delle armoniche relative alle tensioni fase-neutro. Il modulo delle armoniche alla stessa frequenza è il medesimo per tutte e tre le tensioni fase-neutro, mentre la fase può cambiare a multipli di 120° , lo sfasamento dei tre segnali di controllo. Supponendo un indice di modulazione d'ampiezza pari a 0.8 e di frequenza uguale a 15, in Tabella 2.4 sono riportate le fasi delle armoniche di V_{AN}, V_{BN} e V_{CN} , e i conseguenti moduli delle frequenze riguardanti le tensioni concatenate.

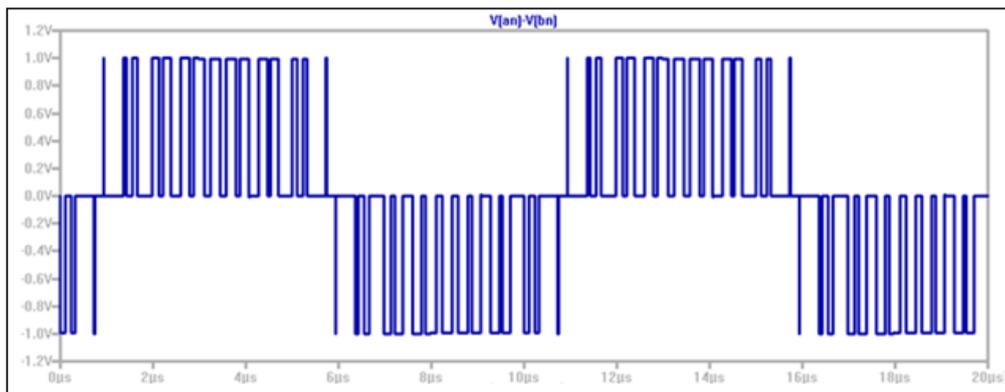


Fig. 2.12 Andamento della tensione concatenata in uscita dall'inverter

La differenza di due armoniche dello stesso ordine delle tensioni fase neutro caratterizzate dalla medesima fase, produce l'assenza dell'armonica alla

medesima frequenza nella tensione concatenata. Qualora invece siano caratterizzati da diverse fasi, il modulo dell'armonica concatenata cambia: essendo l'angolo fra le fasi costante a 120° , aumenta di un fattore $\sqrt{3}$.

	V_1	$m_f - 2$	m_f	$m_f + 2$	$2m_f - 3$	$2m_f - 1$	$2m_f + 1$	$2m_f + 3$
V_{AN}	-90°	-90°	-90°	-90°	$+90^\circ$	$+90^\circ$	-90°	-90°
V_{BN}	$+30^\circ$	$+30^\circ$	-90°	$+150^\circ$	$+90^\circ$	-30°	$+30^\circ$	-90°
V_{CN}	$+150^\circ$	$+150^\circ$	-90°	$+30^\circ$	$+90^\circ$	-150°	$+150^\circ$	-90°
V_{AB}	$\sqrt{3} \widehat{V}_1$	$\sqrt{3} \widehat{V}_{m_f-2}$	0	$\sqrt{3} \widehat{V}_{m_f+2}$	0	$\sqrt{3} \widehat{V}_{2m_f-1}$	$\sqrt{3} \widehat{V}_{2m_f+1}$	0
V_{BC}	$\sqrt{3} \widehat{V}_1$	$\sqrt{3} \widehat{V}_{m_f-2}$	0	$\sqrt{3} \widehat{V}_{m_f+2}$	0	$\sqrt{3} \widehat{V}_{2m_f-1}$	$\sqrt{3} \widehat{V}_{2m_f+1}$	0
V_{CA}	$\sqrt{3} \widehat{V}_1$	$\sqrt{3} \widehat{V}_{m_f-2}$	0	$\sqrt{3} \widehat{V}_{m_f+2}$	0	$\sqrt{3} \widehat{V}_{2m_f-1}$	$\sqrt{3} \widehat{V}_{2m_f+1}$	0

Tabella 2.4 Ampiezza delle armoniche nelle tensioni concatenate per $m_f = 15$

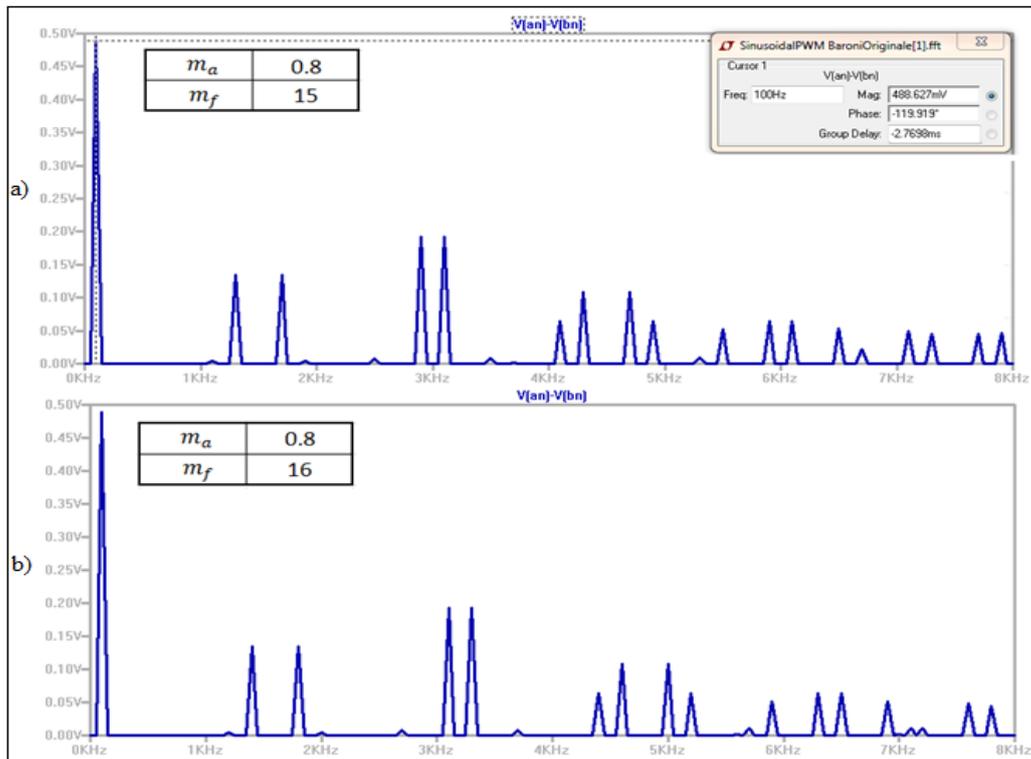


Fig. 2.13 Spettro di tensioni concatenate

Quanto appena espresso è visibile nello spettro delle tensione concatenata di figura 2.13 a): si può notare innanzitutto che l'ampiezza dell'armonica fondamentale è di 0.489V e coincide con il valore teorico della (2.11):

$$V_{LL1}(\text{rms}) \approx 0.612m_a V_d = 0.612 \cdot 0.8 \cdot 1 = 0.489\text{V} \quad (2.12)$$

Inoltre si può osservare che sono assenti le armoniche triple nello spettro delle tensioni concatenate, presenti invece negli spettri delle tensioni fase-neutro.

Si può notare come sia vantaggioso scegliere un indice di modulazione di frequenza multiplo di tre: con questa scelta i segnali PWM dei leg sono del tutto identici a meno di uno sfasamento di 120° , cosa che non si può certamente verificare scegliendo un indice non multiplo di 3.

Supponendo di avere in ingresso un sistema trifase le cui forme d'onda siano composte dalla fondamentale e da una terza armonica di quantità arbitraria, le tensioni possono essere scritte come segue:

$$V_A = \sin wt + a \sin 3nwt ; \quad (2.13)$$

$$\begin{aligned} V_B &= \sin(wt - 2\pi/3) + a \sin 3n(wt - 2\pi/3) = \\ &= \sin(wt - 2\pi/3) + a \sin(3nwt - 2\pi n); \quad (2.14) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_C &= \sin(wt - 4\pi/3) + a \sin 3n(wt - 4\pi/3) \\ &= \sin(wt - 2\pi/3) + a \sin(3nwt - 4\pi n); \quad (2.15) \end{aligned}$$

Si osserva che le tre tensioni fondamentali formano un set di tensioni trifase, mentre le componenti triple corrispondono a fasori paralleli fra loro e, di conseguenza, si elidono per differenza quando si calcolano le tensioni concatenate. Questa costituisce la dimostrazione analitica della cancellazione delle armoniche triple nelle tensioni fase-fase.

In precedenza si è verificato da simulazione come non sia poi così svantaggioso avere un indice di modulazione pari nell'esame delle singole tensioni fase-neutro, per cui analizzeremo la questione anche nel caso delle forme d'onda fase-fase. In figura 2.13 b) è mostrato lo spettro di una tensione concatenata ottenuta mediante un indice di modulazione di frequenza $m_f = 16$ (pari), dal quale si può osservare come sia del tutto analogo allo spettro

ottenuto con indice dispari. Anche in questo caso sono assenti alcune armoniche: proprio la 16 nel primo gruppo (m_f), proprio la 29 e la 35 nel secondo gruppo ($2m_f-3$ e $2m_f+3$), proprio la 42, la 48 e la 54 nel terzo gruppo ($3m_f-6$, $3m_f$ e $3m_f+6$), proprio la 61 e la 67 nel quarto gruppo ($4m_f-3$ e $4m_f+3$). Sembra quindi svilupparsi una regola nella tensione concatenata nel caso di modulazione con indice pari: nelle “isole” pari si cancella la riga al centro (m_f , $3m_f$, ...) e le armoniche triple pari che distano ± 6 , ± 12 , ... dal centro; nelle isole dispari si cancellano le righe che distano dal centro ± 3 , ± 9 , ..., (le armoniche triple dispari).

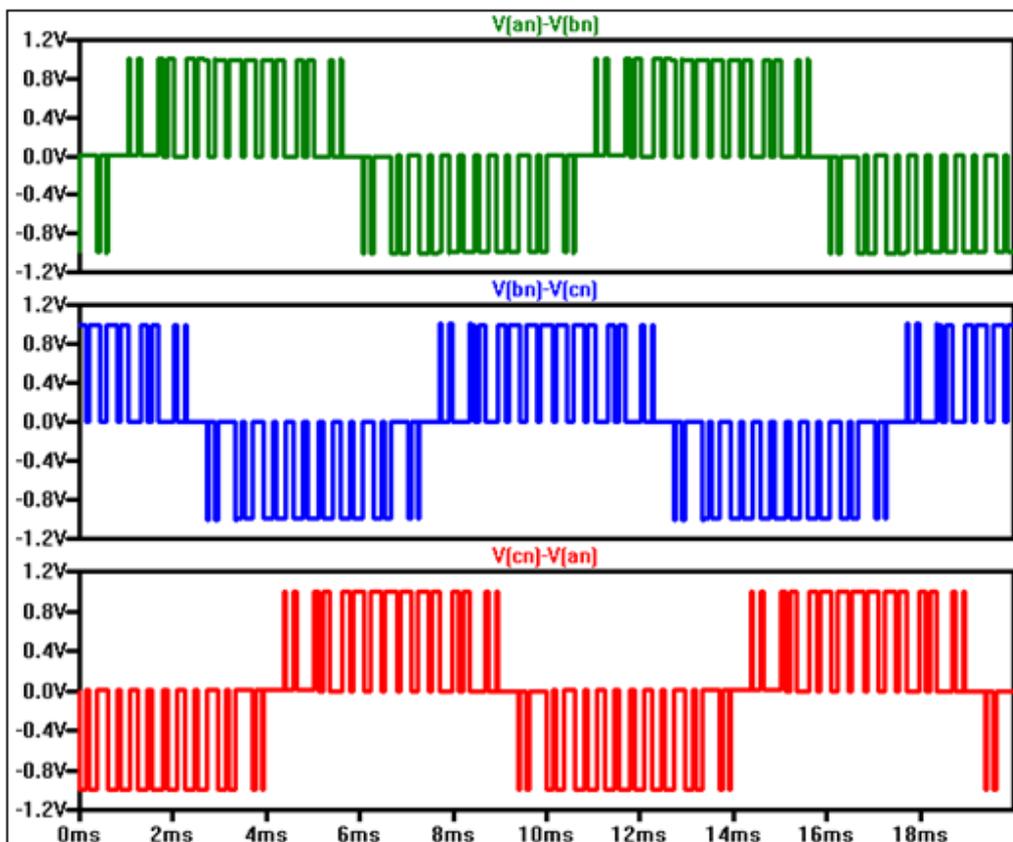


Fig. 2.14 Tensioni concatenate con indice di modulazione di frequenza multiplo di 3 ($m_f = 15$)

Nonostante gli spettri delle tensioni in uscita (sia nel caso fase-neutro, che nel caso fase-fase) non presentino apparentemente sostanziali differenze dall'utilizzo di un indice di modulazione di frequenza multiplo di 3 ad uno non multiplo, i due casi presentano in realtà notevoli differenze. Nel caso in cui

l'indice sia multiplo di 3, le modulanti nel passaggio ad ordinata 0 intersecano la portante; questo garantisce delle forme d'onda modulate perfettamente identiche in uscita sulle fasi dell'inverter a meno di uno sfasamento di 120°: il motore viene in tale maniera alimentato in modo equilibrato. In figura 2.14 sono mostrate le 3 tensioni concatenate che alimentano il carico.

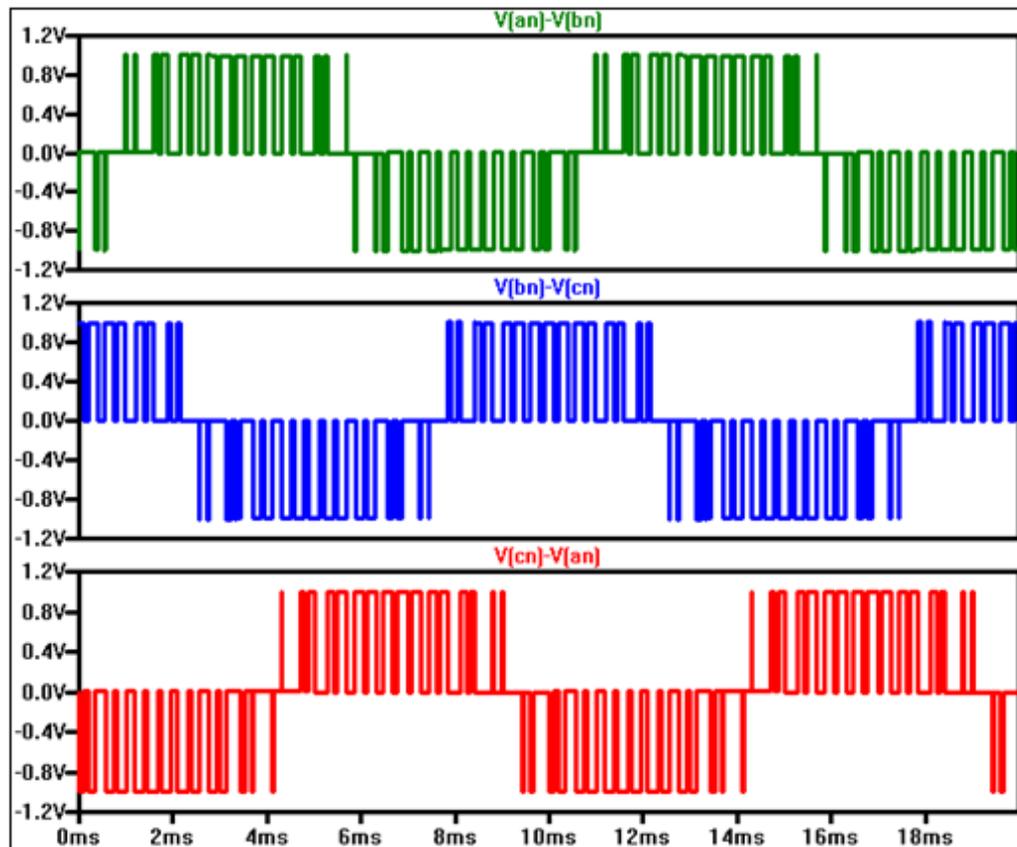


Fig. 2.15 Tensioni concatenate con indice di modulazione di frequenza non multiplo di 3 ($m_f = 16$)

Nel caso invece in cui l'indice di modulazione di frequenza non sia multiplo di 3, solamente la modulante non sfasata interseca la portante al passaggio per ordinata uguale a 0. Le altre due modulanti, a causa dello sfasamento (120° e 240°) e di un indice m_f non multiplo di 3, all'attraversamento dello 0 non intersecano la portante. Questo genera dei segnali di tensione diversi da fase a fase ed implica un'alimentazione non bilanciata del motore sulle 3 fasi, come mostrato in figura 2.15. Tale differenza si ripercuote sugli spettri, ma determina una differenza spettrale significativa solo ad alta frequenza o per quelle armoniche a bassa frequenza di valore meno significativo. Si può affermare quindi che la scelta di un indice non triplo non possa costituire un problema

così grande come può apparire a prima vista. Lo stesso dicasi per la scelta di un indice di modulazione pari, alla luce dell'analisi degli spettri simulati.

2.2.3 Osservazioni su m_f

Se l'indice di modulazione di frequenza è intero, allora significa che la portante è esattamente una armonica della modulante. Se le due frequenze fossero generate in modo del tutto indipendente, ovvero non fossero sincronizzate, ben difficilmente si potrebbe garantire un indice di modulazione esattamente intero. L'esigenza del sincronismo è particolarmente consigliato da tutti i testi di riferimento, per valori piccoli di m_f ($m_f \leq 21$), dove di norma il segnale triangolare e quello sinusoidale di controllo devono essere sincronizzati per sfruttare i vantaggi sopra enunciati a livello di spettro: l'utilizzo di un indice non esattamente intero porta alla presenza di subarmoniche indesiderate che generano componenti a bassa frequenza nel flusso di macchina che può portare alla saturazione con conseguente aumento della corrente sugli avvolgimenti e surriscaldamenti. In realtà, dalle simulazioni svolte, questa possibilità sembrerebbe facilmente scongiurabile con un minimo sovradimensionamento del circuito magnetico.

Nel caso di m_f grande ($m_f > 21$), la PWM asincrona potrebbe essere implementata tuttavia, nel caso in cui l'inverter piloti un motore asincrono trifase, le subarmoniche sono troppo pericolose e il sovradimensionamento non è conveniente: per tale motivo anche in questo caso si tende ad utilizzare la PWM sincrona.

2.2.4 Sovramodulazione

Mediante la Tabella 2.1 si è verificata la formula (2.9), la quale afferma la linearità fra l'ampiezza dell'armonica fondamentale m_a ($m_a \leq 1$). Sotto la condizione di non sovrarmodulazione, le armoniche si trovano nell'intorno dei multipli dell'indice di modulazione di frequenza ($m_f, 2m_f, ecc \dots$).

La presenza di armoniche di distorsione solo a più alta frequenza sono un grande vantaggio poiché sarà sufficiente un filtro meno selettivo e complesso

per attenuarle sotto livelli tollerabili. Tuttavia, nella zona di linearità, l'armonica fondamentale può assumere un valore massimo limitato, e questo è un grosso svantaggio. In Tabella 2.5 sono riportati i valori efficaci massimi, espressi in mV e normalizzati a 1, della componente fondamentale della tensione concatenata in uscita che è possibile ottenere in zona lineare, al variare dell'indice di modulazione di frequenza.

m_f	5	7	9	12	15	18	21
$\frac{V_{LL1}(rms)}{V_d}$	605.41	610.75	610.78	610.82	610.78	610.78	610.78

Tabella 2.5 Massimo valore efficace dell'armonica fondamentale in zona lineare

Si può notare che il valore massimo ottenibile dipende da m_f solamente per valori molto piccoli dello stesso (a testimonianza che la relazione diventa asintoticamente lineare per m_f grande, e che per valori piccoli di m_f è solo approssimativamente lineare), ma già a partire da $m_f \geq 7$ il valore efficace massimo che si raggiunge in uscita per l'armonica fondamentale è costante e circa pari a 610mV, come afferma l'equazione (2.11).

Per aumentare la componente utile e, quindi, la potenza erogata al motore, si può aumentare sopra ad 1 l'indice di modulazione d'ampiezza m_a , facendo in modo che l'ampiezza del segnale $v_{controllo}$ sia maggiore del massimo del segnale v_{tri} : in pratica si ricorre alla sovr modulazione. Le forme d'onda che si ottengono da un approccio di questo genere sono mostrate in figura 2.16: in figura a) è mostrato l'andamento dei segnali triangolare e di controllo, mentre in figura b) è mostrato il segnale in uscita sul ramo trifase. Si osserva come, aumentando il rapporto di modulazione d'ampiezza, il segnale V_{AN} tende ad assumere una forma sempre più simile ad un'onda quadra. Aumentando sufficientemente l'indice m_a , si cadrà inevitabilmente nel funzionamento a onda quadra piena.

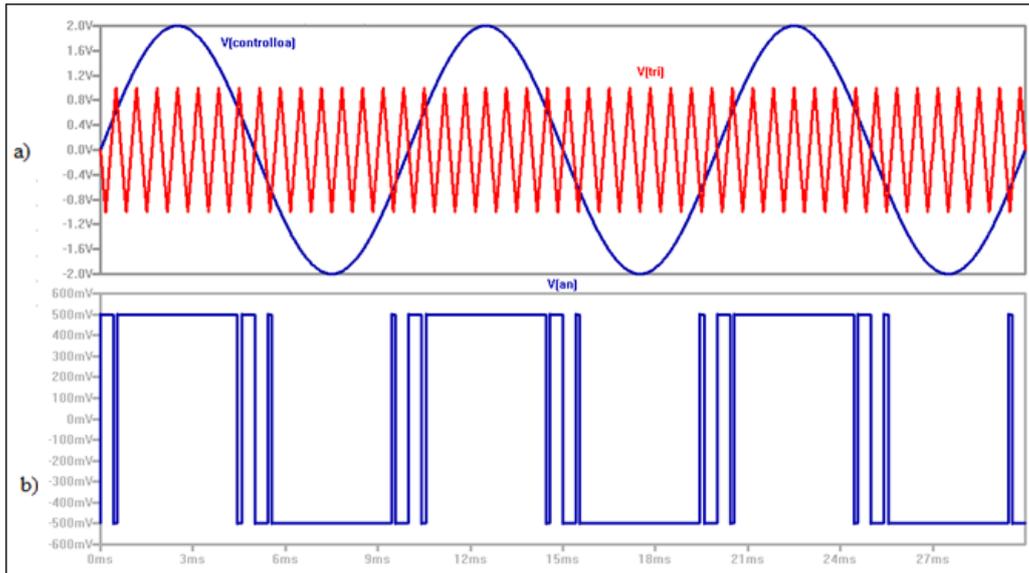


Fig. 2.16 Andamento delle tensioni in caso di sovrarmodulazione

Tuttavia, quando si entra in sovrarmodulazione, vi è un notevole aumento delle armoniche. In particolare, come mostra la figura 2.17, compaiono armoniche a bassa frequenza, molto vicine alla fondamentale e difficili da filtrare.

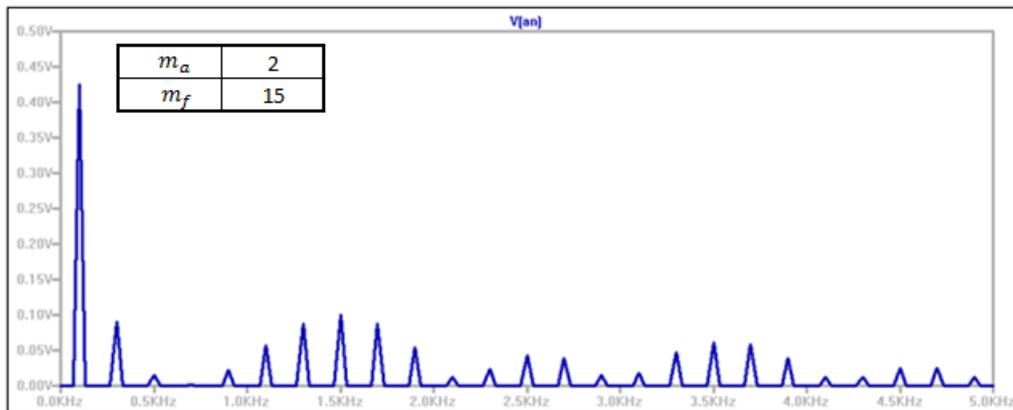


Fig. 2.17 Spettro della tensione fase-neutro in sovrarmodulazione

Un'altra conseguenza della sovrarmodulazione è la scomparsa della linearità fra il coefficiente m_a e l'ampiezza della fondamentale.

Dal grafico 2.1 è possibile osservare l'andamento dell'armonica fondamentale della tensione concatenata fase-fase normalizzata ad 1: in ordinata è presente il valore efficace dell'armonica espressa in mV, mentre in ascissa è rappresentato il valore di m_a . Si osserva un andamento non più lineare per valori di $m_a > 1$.

Indipendentemente dall'indice di modulazione di frequenza, in sovrarmodulazione si raggiunge il massimo valore efficace della tensione concatenata pari a circa 775.9mV, quello che compete all'onda quadra piena.

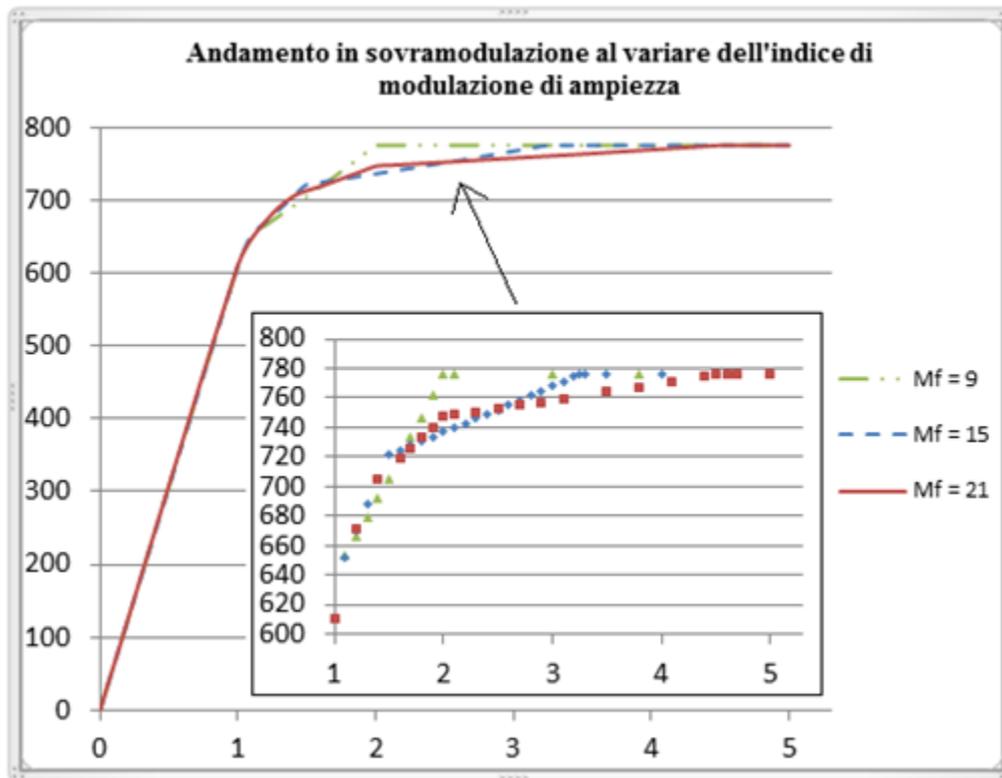


Grafico 2.1 Dipendenza dall'indice m_f nell'andamento in zona di sovrarmodulazione

Si può osservare che aumentando l'indice di modulazione di frequenza si necessita di un indice di modulazione d'ampiezza maggiore per ricadere nel funzionamento ad onda quadra. Ciò è spiegabile osservando la figura 2.16 a): il funzionamento a onda quadra si ha quando la forma d'onda di tensione del segnale di controllo non interseca la forma d'onda triangolare in nessun punto a parte nell'attraversamento in zero, ovvero quando il segnale di controllo è maggiore di quello triangolare per tutto il primo semiperiodo, e minore per tutto il secondo semiperiodo. Aumentando l'indice di modulazione di frequenza si ha uno spostamento verso sinistra del primo picco della tensione triangolare, e quindi è necessaria un'ampiezza maggiore del segnale sinusoidale affinché nella rampa di salita non intersechi tale picco. Viceversa,

diminuendo l'indice di modulazione di frequenza si ha uno spostamento verso destra del primo picco del segnale triangolare e sarà di conseguenza sufficiente un'ampiezza minore del segnale di controllo per avere un funzionamento a onda quadra piena.

È possibile ricavare una formula che permette di definire l'indice di modulazione d'ampiezza necessario in funzione dell'indice di modulazione di frequenza e dell'escursione del segnale triangolare. Affinché il segnale sinusoidale non intersechi il primo picco del segnale triangolare deve essere verificato:

$$V_{Msat} \text{sen} \phi > \widehat{V}_{tri} \quad (2.16)$$

dove l'argomento ϕ , che deve corrispondere al primo picco del segnale triangolare, può essere scritto come:

$$\phi = \frac{6\pi}{4m_f} \quad (2.17)$$

Supponendo $\widehat{V}_{tri} = 1V$, il limite fra funzionamento in sovramodulazione e funzionamento a onda quadra piena è dettato dalla seguente condizione:

$$V_{Msat} = \frac{1}{\text{sen} \frac{6\pi}{4m_f}} \quad (2.18)$$

Per valori di V_{Msat} minori vi è intersezione e si è in sovramodulazione, viceversa per valori maggiori si è in funzionamento ad onda quadra. In Tabella 2.6 sono mostrati i valori dell'indice di modulazione d'ampiezza limite fra le due regioni di funzionamento per diversi indici di modulazione di frequenza.

m_f	m_a		m_f	m_a
3	1		16	3.44
4	1.08		17	3.65
5	1.24		18	3.86
6	1.41		19	4.07
7	1.60		20	4.28
8	1.80		21	4.49
9	2		22	4.70
10	2.20		23	4.92
11	2.40		24	5.13
12	2.61		25	5.34
13	2.82		26	5.55
14	3.03		27	5.76
15	3.24		28	5.97

Tabella 2.6 Indici limite per il funzionamento in sovramodulazione

Anche nel funzionamento in sovrarmodulazione, grazie alla scelta di un indice di modulazione di frequenza intero, dispari e multiplo di 3, si ha un miglioramento dello spettro riguardante le tensioni fase-fase, a causa dell'eliminazione di tutte le armoniche triple. In figura 2.18 è mostrato uno spettro tipico.

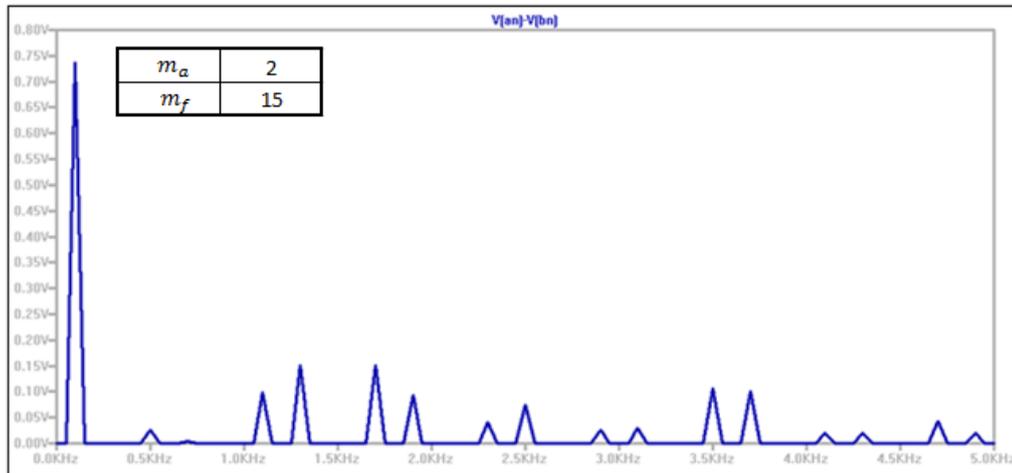


Fig. 2.18 Spettro della tensione fase-fase in sovrarmodulazione

Tramite la sovrarmodulazione è quindi possibile aumentare il valore efficace dell'armonica fondamentale della tensione concatenata come si desidera, ma si paga il prezzo di un degrado dello spettro con la comparsa di armoniche a bassa frequenza e non più centrate attorno ai multipli di m_f . Talvolta la sovrarmodulazione viene usata nel pilotaggio dei motori AC trifase per garantire maggior potenza a discapito di un aumento di difficoltà nel filtraggio.

2.2.5 Inverter trifase a onda quadra

Quando si entra in sovrarmodulazione la forma d'onda della tensione concatenata d'uscita del ramo dell'inverter tende ad assumere una forma d'onda quadra piena. Si nota quindi che il funzionamento ad onda quadra può essere interpretato come un caso particolare di modulazione PWM sinusoidale, nella quale m_a diventa talmente grande al punto che la forma d'onda v_{tri} interseca il segnale $v_{controllo}$ solamente nel punto di attraversamento dello zero di quest'ultimo segnale. Da ciò ne consegue che ogni interruttore è chiuso per 180° e il duty cycle è del 50%. Il numero ridotto di commutazioni

all'interno di un periodo consente di operare a una frequenza AC di uscita molto più elevata rispetto alle tecniche di modulazione precedenti.

Come accennato nel paragrafo 2.2.1 quando l'inverter trifase viene fatto funzionare ad onda quadra è possibile controllare solamente la frequenza d'uscita, ma non è possibile controllare l'ampiezza della tensione concatenata fase-fase poiché il valore m_a non può più essere utilizzato per modulare l'ampiezza della fondamentale desiderata in uscita. In questo caso il valore della tensione deve essere gestito controllando la tensione d'ingresso V_d .

Siccome nel funzionamento a onda quadra ogni interruttore è chiuso per un semiperiodo della frequenza desiderata in uscita, è possibile tramite l'analisi di Fourier calcolare il valore massimo dell'armonica fondamentale fase-neutro in funzione della tensione in ingresso. Si può scrivere infatti:

$$(\widehat{V_{AN}})_1 = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2}$$

Osservando invece la tensione fase-fase è possibile scrivere il valore efficace dell'armonica fondamentale come:

$$V_{LL1}(rms) = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \simeq 0.78 V_d \quad (2.19)$$

che coincide con il valore asintotico riscontrato nelle simulazioni del paragrafo precedente.

Un tipico andamento del segnale di controllo e del segnale triangolare nel caso di funzionamento ad onda quadra piena è mostrato in figura 2.19 a). La non intersezione delle due curve prima dell'attraversamento nello zero genera una tensione fase-neutro in uscita dall'inverter perfettamente quadra, mostrata in figura 2.19 b).

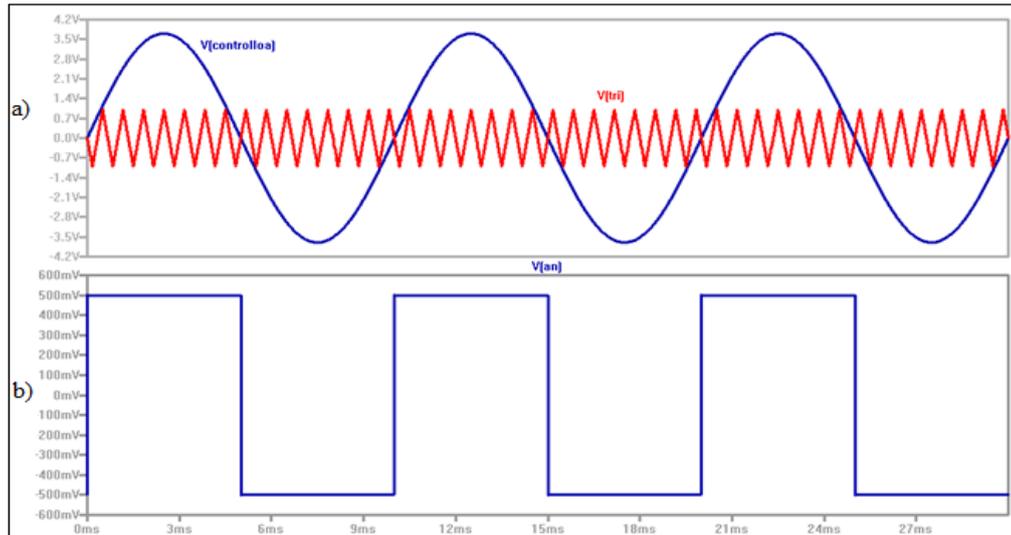


Fig. 2.19 Andamento dei segnali di tensione nel funzionamento ad onda quadra

La forma d'onda della tensione concatenata fase-fase, mostrata in figura 2.20 a), non dipende più dal rapporto di modulazione d'ampiezza e lo spettro in funzionamento a onda quadra piena, mostrato in figura 2.20 b), contiene armoniche a $6n \pm 1$ (con $n = 1, 2, 3, \dots$), le cui ampiezze diminuiscono in modo inversamente proporzionale al loro ordine armonico, nel seguente modo:

$$V_{LLh}(rms) = \frac{0.78 V_d}{h} \quad (2.20)$$

dove h rappresenta l'ordine dell'armonica in considerazione.

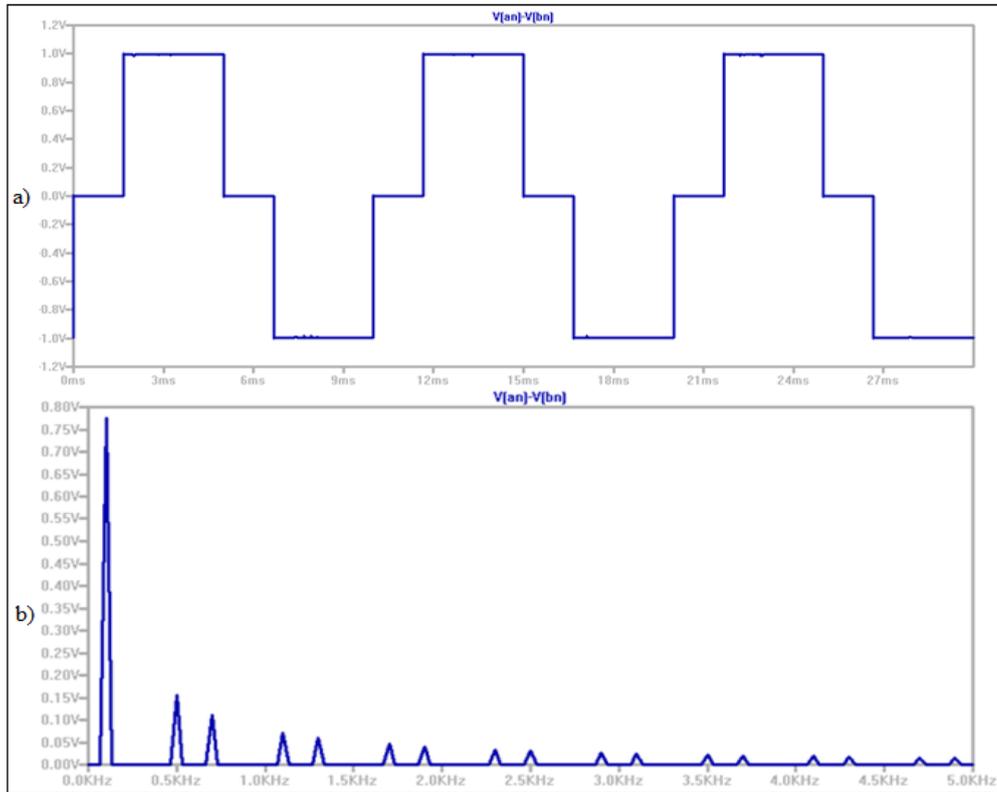


Fig. 2.20 Forma d'onda e spettro della tensione concatenata

In Tabella 2.7 è mostrata l'ampiezza delle armoniche espresse in mV ottenute con $m_a = 4$, facendo variare l'indice di modulazione di frequenza. Ciò che si osserva è l'indipendenza delle armoniche dagli indici di modulazione, ma una dipendenza esclusiva dall'ordine dell'armonica stessa.

m_f	9	12	15
V_{LL1}	777.64	777.64	777.64
6 - 1	155.88	155.89	155.88
6 + 1	111.36	111.35	111.36
12 - 1	70.88	70.88	70.88
12 + 1	59.97	59.96	59.96
18 - 1	45.87	45.87	45.86
18 + 1	41.03	41.03	41.03
24 - 1	33.90	33.90	33.90
24 + 1	31.18	31.18	31.18

Tabella 2.7 Ampiezza delle armoniche

In ultimo va osservato che il valore minimo che deve assumere l'indice di modulazione d'ampiezza per garantire un funzionamento ad onda quadra, non dipende solamente dal valore dell'indice di modulazione di frequenza, ma dipende anche da come sono sfasati fra loro il segnale di controllo e quello triangolare. Mantenendo fissa la fase del segnale sinusoidale, è facilmente intuibile che se il segnale triangolare parte con una rampa di salita il primo picco si trova più a sinistra rispetto al caso in cui parte con una rampa di discesa, ed è necessario pertanto un indice di modulazione maggiore per garantire l'assenza di intersezioni fra le due curve. Pertanto la condizione migliore per realizzare il funzionamento ad onda quadra è il caso in cui i due segnali sono in controfase: in tale condizione è sufficiente un indice di modulazione d'ampiezza pari a 3.24.

Se il segnale triangolare è anticipato o ritardato di 90° si ottengono circa i medesimi risultati ed è necessario in questi casi un indice m_a circa pari a 5 prima di arrivare all'onda quadra piena. Il caso peggiore è quello in cui i due segnali partono entrambi con una rampa di salita, in cui è richiesto un indice addirittura pari a circa 9.6. In questo ultimo caso, nel grafico 2.2 è possibile osservare un gradino nel valore efficace dell'armonica fondamentale in prossimità del funzionamento ad onda quadra a causa di un brusco passaggio. Negli altri 3 casi si osserva un passaggio più dolce.

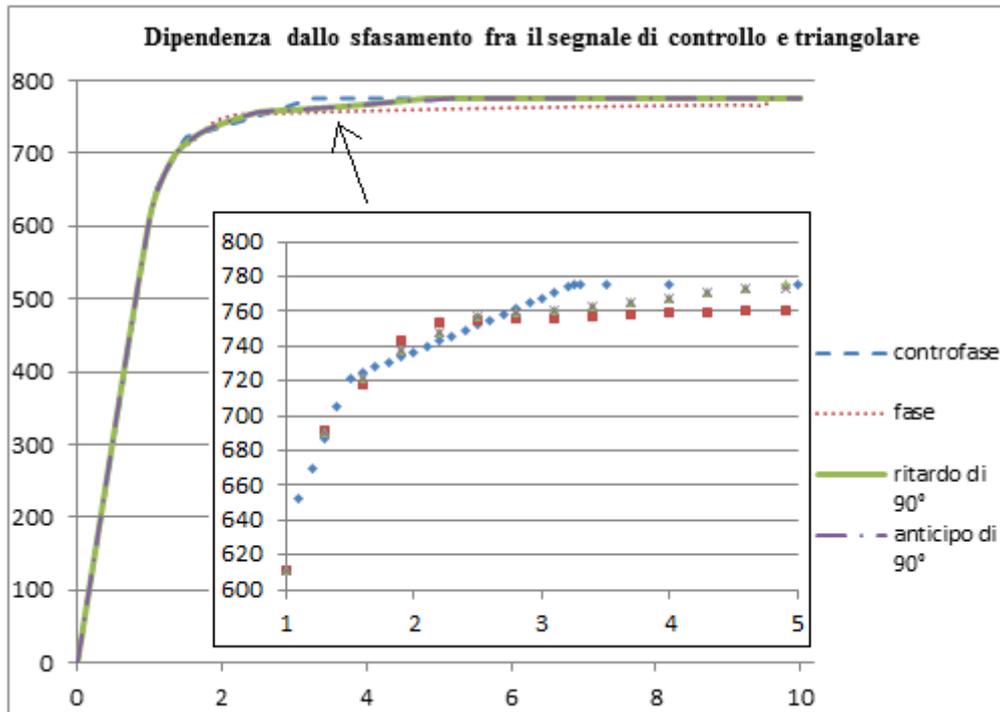


Grafico 2.2 Limite del funzionamento a onda quadra

Va evidenziato come il circuito equivalente del motore utilizzato per le simulazioni sia alimentato con una tensione normalizzata di valore pari ad 1V. Tutte le forme d'onda di tensione sono normalizzate e andrebbero dunque scalate di conseguenza. Lo stesso discorso vale per le correnti simulate: si è ipotizzata un'impedenza di 100 Ohm e fase 30°, per cui le forme d'onda di corrente simulate sono normalizzate e devono essere moltiplicate per un coefficiente correttivo che dipende sia dalla tensione effettivamente applicata al motore, sia dall'impedenza reale del motore. Queste informazioni possono essere facilmente dedotte adoperando i dati di targa (ad esempio quelli proposti in figura 1.5): si supponga di alimentare il motore con una connessione a triangolo e una tensione di alimentazione pari a 400Vrms a cui corrisponde un valore di corrente pari a 29Arms. Mettendo a rapporto questi due valori di targa si può facilmente calcolare l'impedenza reale (modulo) pari a 13.8 Ohm, mentre invece la fase è facilmente deducibile dal $\cos(\phi)=0.85$ dichiarato in targa, che praticamente coincide con la nostra scelta di un angolo dell'impedenza di 30° (valore tipico per numerosi motori asincroni).

Ipotizzando di riuscire a erogare al motore 400Vrms nella situazione di onda quadra piena e applicando la (2.19), si dovrebbe operare con una tensione sul

lato DC pari a 513V: questo significa che tutte le forme d'onda di tensione vanno moltiplicate per il numero 513 (adimensionale, rapporto fra la tensione realmente applicata al motore e quella usata in simulazione).

Le forme d'onda di corrente ottenute in simulazione fanno riferimento al caso alimentato con tensione unitaria e con impedenza di avvolgimento pari a 100 Ohm. Nel caso in esempio l'impedenza reale vale 13.8 Ohm (minore, quindi in realtà le correnti saranno più elevate). La forma d'onda di corrente ottenuta in simulazione andrà quindi moltiplicata per un numero naturale che corrisponde al rapporto delle due impedenze ($100/13.8=7.25$, adimensionale) e per l'ulteriore fattore relativo alle tensioni per un complessivo $513*7.25=3720$ (adimensionale).

3. Tecniche per migliorare la PWM

3.1 Introduzione

Nel capitolo 2.2 si è parlato della tecnica PWM sinusoidale originale con la quale è possibile controllare sia la frequenza che l'ampiezza della forma d'onda di tensione alternata: essa presenta uno spettro in cui gran parte delle armoniche di distorsione si collocano lontano dalla frequenza utile (facili da filtrare) e l'ampiezza della componente utile è direttamente proporzionale all'ampiezza del segnale modulante (agevola l'implementazione del controllo). Il vantaggio di un controllo lineare (senza entrare in sovrarmodulazione) però va a discapito di non poter realizzare la massima ampiezza dell'armonica fondamentale (che si riesce a ottenere invece con l'onda quadra piena), e di dover gestire un elevato numero di commutazioni. Questo comporta necessariamente un sovradimensionamento dei dispositivi a parità di potenza erogata in uscita.

La sovrarmodulazione consente di aumentare l'ampiezza dell'armonica fondamentale e di risparmiare un certo numero di commutazioni, al prezzo però di veder nascere ulteriori armoniche di distorsione a bassa frequenza, relativamente difficili da filtrare, e di perdere la linearità sull'ampiezza della componente utile fondamentale rispetto all'ampiezza della modulante.

In ultimo, il funzionamento a onda quadra piena consente di ridurre ulteriormente le commutazioni dei dispositivi di potenza ed aumentare l'ampiezza della fondamentale della tensione in uscita al valore massimo teorico; si perde però del tutto il controllo sull'ampiezza che deve essere gestita regolando il valore della tensione DC in ingresso con l'inserimento di un ulteriore convertitore a monte, e il conseguente aumento di costi.

Nell'ipotesi di alimentare il motore trifase con una connessione triangolo, ciò che interessa all'uscita di un inverter trifase sono le tensioni concatenate: per queste forme d'onda si è notata la scomparsa di tutta una serie di armoniche triple. Per migliorare la tecnica sinusoidale si è pensato quindi di sfruttare queste armoniche triple per aumentare l'ampiezza della componente fondamentale senza ricadere nella sovrarmodulazione. La tecnica di

modulazione che sarà trattata di seguito sfrutta dunque la presenza di terze armoniche nella tensione fase-neutro in uscita da ciascun ramo dell'inverter trifase per squadrare il più possibile la forma d'onda e contenere il picco della modulante entro i limiti consentiti.

3.2 Modulazione PWM con aggiunta della terza armonica

Consideriamo un generico segnale sinusoidale a cui è stata aggiunta una componente tripla di ampiezza arbitraria. Tale segnale può essere scritto come:

$$y = \sin \varnothing + a \sin 3\varnothing \quad (3.1)$$

dove $\varnothing = \omega t$.

L'obiettivo della trattazione riportata di seguito è andare a determinare il coefficiente a in modo da contenere il picco della forma d'onda: infatti la terza armonica presenta un picco negativo esattamente in corrispondenza del picco positivo della fondamentale. Il contributo della terza armonica con lo sfasamento previsto dalla (3.1) provoca dunque l'abbassamento del picco a 90° e la nascita di due picchi più piccoli (identici) e simmetricamente collocati rispetto ai 90° . Poiché si tratta di forme d'onda a mezz'onda lo stesso vale per il picco negativo precedentemente collocato a 270° : la presenza della terza armonica genererà due picchi negativi della medesima ampiezza e simmetricamente collocati rispetto ai 270° .

Per studiare la funzione (3.1), come prima cosa si differenzia y rispetto \varnothing e si eguaglia il risultato a 0 per ottenere l'equazione la cui soluzione coincide con gli estremanti della funzione y :

$$\dot{y} = \frac{dy}{d\varnothing} = \cos \varnothing + 3a \cos 3\varnothing = 0, \quad (3.2)$$

Sfruttando la formula di triplicazione del coseno ($\cos 3\varnothing = 4\cos^3\varnothing - 3\cos\varnothing$), si può trasformare la (3.2) come segue:

$$\cos \varnothing + 3a (4\cos^3\varnothing - 3\cos\varnothing) = 0$$

$$\cos \varnothing + 12a \cos^3\varnothing - 9a\cos\varnothing = 0$$

$$\cos\varnothing(1 + 12a \cos^2\varnothing - 9a) = 0$$

da cui derivano i seguenti punti rispettivamente di minimo e massimo:

$$\cos \varnothing = 0 \quad (3.3)$$

$$\cos \varnothing = \pm \left(\frac{9a-1}{12a} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (3.4)$$

La soluzione della (3.3) individua l'estremante a 90° che ora coincide con un minimo della funzione; la doppia soluzione della (3.4) individua due soluzioni che corrispondono ai due massimi sopra citati.

Le equazioni (3.3) e (3.4) si possono anche scrivere in funzione del *seno* (si sfrutta l'identità $\sin \varnothing = \sqrt{1 - \cos^2 \varnothing}$):

$$\sin \varnothing = 1 \quad (3.5)$$

$$\sin \varnothing = \pm \left(\frac{1+3a}{12a} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (3.6)$$

L'equazione (3.1) può essere scritta anche sfruttando la relazione trigonometrica relativa alla triplicazione del *seno*:

$$\sin 3\varnothing = 3 \sin \varnothing - 4 \sin^3 \varnothing, \quad (3.7)$$

ottenendo:

$$y = (1 + 3a) \sin \varnothing - 4a \sin^3 \varnothing. \quad (3.8)$$

I valori di picco \hat{y} , ovvero il valore minimo a 90° e il valore massimo che la funzione assume nei due picchi collocati simmetricamente rispetto ai 90° , possono essere trovati andando a sostituire le equazioni (3.5) e (3.6) nell'equazione (3.8), ottenendo:

$$\hat{y} = 1 - a \quad (3.9)$$

$$\hat{y} = 8a \left(\frac{1+3a}{12a} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (3.10)$$

Il valore che compete alla (3.9) è quello del minimo collocato a 90° ; il valore che compete alla (3.10) è quello del massimo dei due picchi simmetrici.

Le equazioni appena trovate dipendono dal valore di a , e l'ottimo di questo parametro è quel valore che minimizza \hat{y} . Il problema può essere risolto differenziando la (3.10) rispetto ad a :

$$\begin{aligned}
\frac{d\hat{y}}{da} &= 8 \left(\frac{1+3a}{12a} \right)^{\frac{3}{2}} + 8a \frac{3}{2} \left(\frac{1+3a}{12a} \right)^{\frac{1}{2}} \cdot \left(\frac{3 \cdot 12a - (1+3a) \cdot 12}{12^2 a^2} \right) \\
&= 8 \left(\frac{1+3a}{12a} \right)^{\frac{3}{2}} - \frac{1}{a} \left(\frac{1+3a}{12a} \right)^{\frac{1}{2}} \\
&= 8 \left(\frac{1+3a}{12a} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot \left(\frac{8+24a}{12a} - \frac{1}{a} \right) \\
&= \left(\frac{1+3a}{12a} \right)^{\frac{1}{2}} \left(2 - \frac{1}{3a} \right) = 0 \quad (3.11)
\end{aligned}$$

I cui massimi e minimi si ottengono per i seguenti valori del parametro:

$$a = -\frac{1}{3} \quad (3.12)$$

$$a = \frac{1}{6} \quad (3.13)$$

La soluzione (3.12) può essere scartata poiché, operando la sostituzione nella (3.9), si ottiene un valore maggiore ad 1 che accresce il picco.

Appurato che il valore ottimo di a è quello esplicitato nella (3.13), la forma d'onda ottima può essere scritta come:

$$y = \sin \varnothing + \frac{1}{6} \sin 3\varnothing \quad (3.14)$$

I punti nei quali si hanno il minimo e i massimi si ottengono andando a sostituire la (3.13) nelle equazioni (3.3) e (3.4). La prima è indipendente da a e afferma che è sempre presente un minimo per 90° :

$$\varnothing = \pi \quad (3.15)$$

Dalla seconda si ottengono i due punti dei massimi simmetricamente collocati rispetto a 90° (60° e 120°) che danno luogo al picco minimo nei seguenti punti:

$$\varnothing = \frac{\pi}{3}, \frac{2\pi}{3} \quad (3.16)$$

Andando a sostituire la (3.16) nell'equazione (3.14) si ottiene il valore della funzione nei punti di picco massimo, che vale:

$$\hat{y} = +0.866 \quad (3.17).$$

Nel semiperiodo successivo, simmetricamente a 270° , i due picchi negativi avranno valore pari a:

$$\hat{y} = -0.866 \quad (3.18)$$

Ciò che si comprende da questa trattazione è che la presenza della opportuna terza armonica riduce il valore di picco della forma d'onda relativa ai tre segnali di controllo di un fattore 0.866, mantenendo inalterata l'ampiezza della fondamentale. E' possibile quindi recuperare il pieno range dell'uscita di tensione moltiplicando il segnale modulante per un coefficiente K . Quello che si ottiene è quindi di nuovo il rapporto di modulazione d'ampiezza voluto ma, a differenza della modulazione sinusoidale originale, si ha anche un aumento dell'ampiezza fondamentale dello stesso fattore K . La formulazione alla quale si giunge è:

$$y = K \left(\sin \varnothing + \frac{1}{6} \sin 3\varnothing \right) \quad (3.19)$$

Dalla quale si determina il valore di K che consente di raggiungere l'unità (la soglia di sovr modulazione) è presto calcolabile:

$$1 = K \cdot 0.866 \rightarrow K = 1/0.866 = 1.155 \quad (3.20)$$

Andando a sostituire la (3.20) nella (3.19) si ottiene:

$$y = 1.155 \sin \varnothing + 0.192 \sin 3\varnothing \quad (3.21)$$

Questa tecnica produce un aumento dell'armonica fondamentale del 15.5% rispetto alla modulazione sinusoidale originale, al prezzo di richiedere all'inverter una banda tripla rispetto alla frequenza d'uscita desiderata, dato che è necessaria l'amplificazione della terza armonica nelle tensioni fase-neutro.

In figura 3.1 è possibile osservare che il picco di tensione del segnale $v_{controllo, A}$, ottenuto come somma di un segnale sinusoidale di ampiezza 1V e di un segnale sinusoidale a frequenza tripla di ampiezza 0.166V, è pari a 0.866V. Si può inoltre osservare che uno dei punti di massimo indicato dal cursore si trova dopo 3.333ms, equivalente a $\frac{2\pi}{3}$ come indicato dalla (3.16).

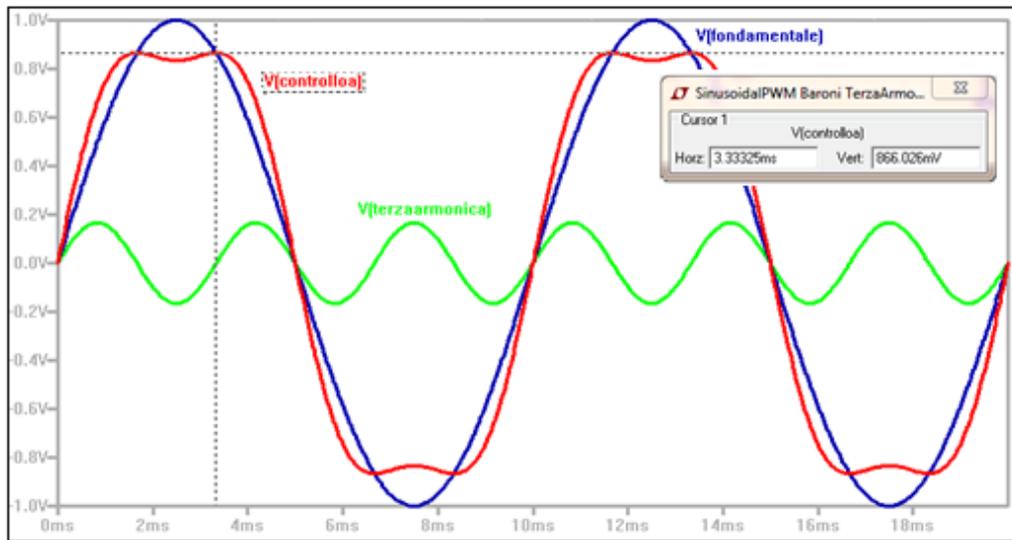


Fig. 3.1 Andamento dei segnali di tensione con iniezione della terza armonica

Applicando l'equazione (3.21) si ottengono le forme d'onda di figura 3.2 dalle quali si evince che il segnale modulante rimane sempre nel range lineare nonostante l'aumento del segnale fondamentale.

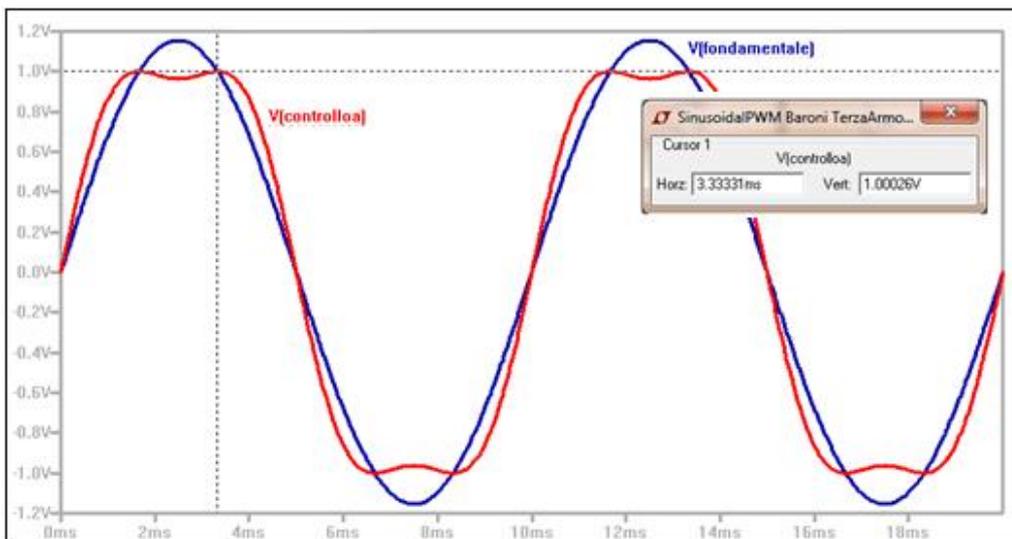


Fig. 3.2 Andamento delle tensioni con recupero del range

Il valore efficace dell'armonica fondamentale della tensione fase-fase che è possibile ottenere tramite la tecnica dell'iniezione della terza armonica è riportato in Tabella 3.1 al variare dell'indice di modulazione d'ampiezza e fissato $m_f = 15$. Tali valori sono confrontati con quelli ottenibili mediante la modulazione sinusoidale originale, ed è possibile osservarne i miglioramenti.

m_a	$\frac{(\widehat{V}_{LL})_1 rms}{V_d}$ con iniezione della terza armonica	$\frac{(\widehat{V}_{LL})_1 rms}{V_d}$ con tecnica PWM sinusoidale originale
0.1	70.57	61.09
0.2	141.07	122.19
0.3	211.61	183.29
0.4	282.17	244.27
0.5	352.70	305.47
0.6	423.28	366.41
0.7	493.84	427.51
0.8	564.35	488.58
0.9	634.92	549.71
1.0	705.41	610.83

Tabella 3.1 Confronto fra tecniche PWM sinusoidali

Due tipici spettri di tensione concatenata ottenibili con l'iniezione della terza armonica sono visibili in figura 3.3.

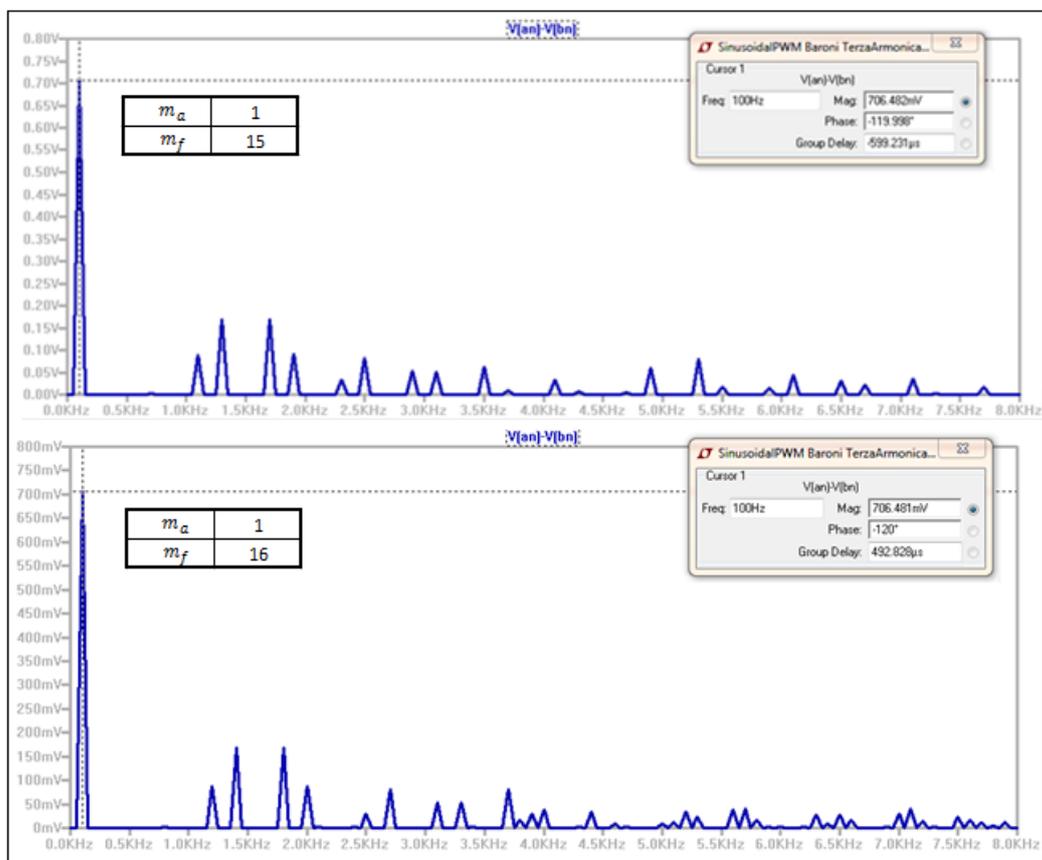


Fig. 3.3 Spettri di tensione concatenata conseguenti all'iniezione della terza armonica

Anche con questa tecnica va sottolineata una non fondamentale necessità di scegliere un indice di modulazione di frequenza dispari: con indice pari si può notare una maggior distorsione nello spettro, ma ciò avviene a frequenze elevate e facilmente filtrabili.

Concludendo, tramite la modulazione PWM sinusoidale con iniezione della terza armonica è possibile aumentare l'ampiezza dell'armonica fondamentale oltre i limiti della modulazione PWM sinusoidale originale. L'aumento massimo si ha quando l'ampiezza della terza armonica è pari a 1/6 della fondamentale. Tale metodo consente un aumento del 15.5% della tensione d'uscita senza incorrere in sovramodulazione, che causa rigenerazione armonica e perdita di linearità.

3.4 Distorsione nel lato AC

Il parametro che tiene conto della distorsione si chiama *Distortion Factor* (*DF*), ed è definito come il rapporto fra il valore efficace di tutte le componenti di disturbo e il valore efficace della componente utile:

$$DF = \frac{\Delta v_{RMS}}{v_{1RMS}} \quad (3.22)$$

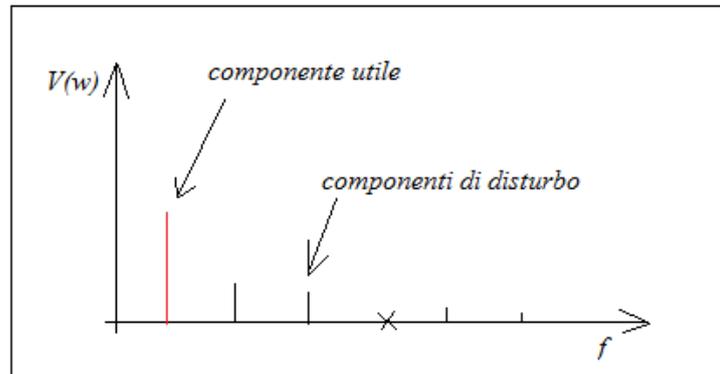


Fig. 3.4 Distorsione armonica nel lato AC

L'espressione (3.22) può essere sviluppata come:

$$DF = \sqrt{\frac{(1/2V_0^2 + 1/2V_2^2 + 1/2V_3^2 + 1/2V_1^2) - 1/2V_1^2}{1/2V_1^2}} \quad (3.23)$$

$$DF = \sqrt{\frac{V_{RMS}^2 - V_{1RMS}^2}{V_{1RMS}^2}} \quad (3.24)$$

Il *Distortion Factor* è il parametro con il quale poter confrontare le tecniche di modulazione sinusoidali viste fino ad ora: nel grafico sono riportati i valori della distorsione in percentuale per le due tecniche sinusoidali studiate al variare dell'indice di modulazione d'ampiezza in zona lineare con indice di modulazione di frequenza fissato a 15.

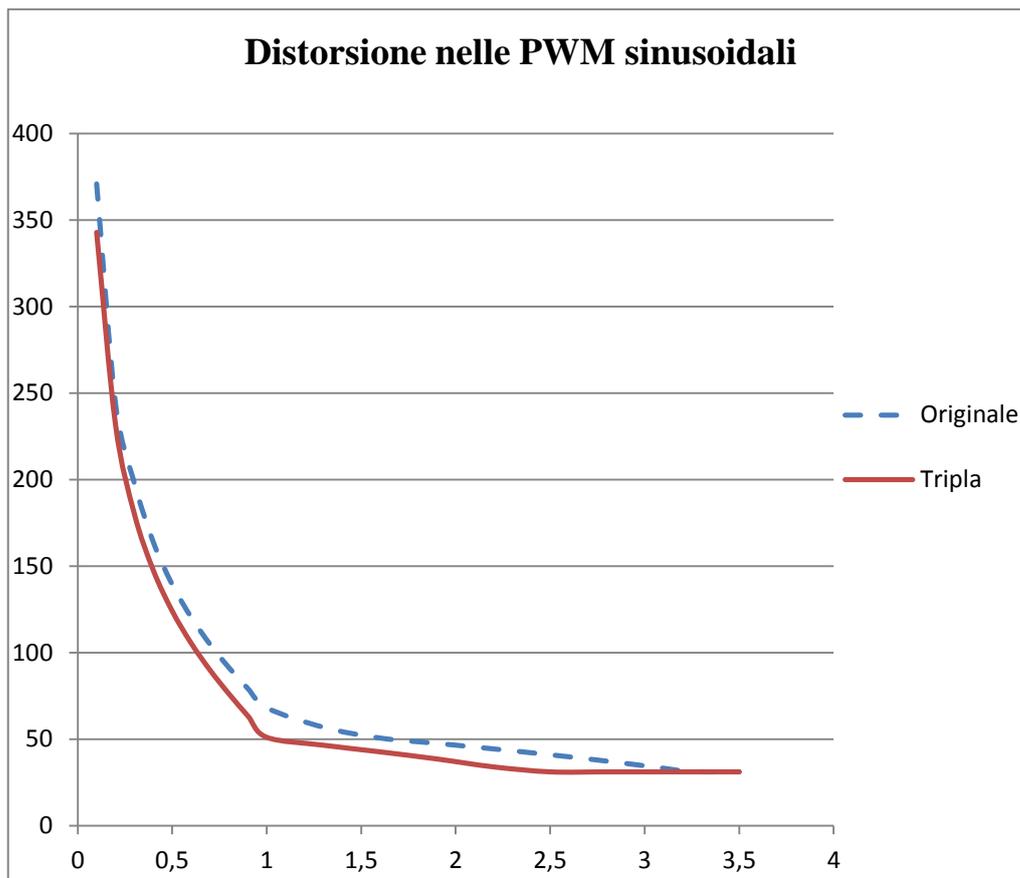


Grafico 3.1 Distorsione in zona lineare e sovramodulazione nelle tensioni concatenate sinusoidali per $m_f = 15$

Ciò che si evince dal grafico 3.1 è una riduzione della distorsione nella tecnica PWM sinusoidale con iniezione della terza armonica rispetto alla PWM sinusoidale originale e una riduzione all'aumentare dell'indice di modulazione d'ampiezza. Entrambi questi comportamenti sono spiegabili dall'aumento della componente utile, che compare a denominatore nella definizione di distorsione. Nel funzionamento in zona di sovramodulazione ($m_a > 1$) la distorsione diminuisce nonostante compaiano nuove armoniche a bassa frequenza, fino ad arrivare al funzionamento a onda quadra piena in cui la distorsione diventa costante: si ha $V_{RMS} = 814.52\text{mV}$ e $V_{1\text{RMS}} = 777.65\text{mV}$ indipendentemente dagli indici utilizzati e ne consegue una distorsione pari a 31.15%. Grazie all'iniezione dell'armonica a frequenza tripla è possibile entrare prima in zona di funzionamento ad onda quadra piena: a differenza della PWM sinusoidale originale in cui occorre un indice $m_a = 3.24$, nel caso della sinusoidale modificata è sufficiente un indice $m_a = 2.5$ (ricordando il parametro

moltiplicativo $K = 1.155$, il picco della modulante è 2.88 volte superiore a quello della portante).

La formula (3.24) utilizzata per lo studio della distorsione non pesa le armoniche un funzione del loro ordine: così facendo, si ha una distorsione minore nel funzionamento a onda quadra piena rispetto al consigliato funzionamento in zona lineare con m_a grandi

Al fine di tener conto dell'ordine delle armoniche di distorsione, si introduce un nuovo indice per il calcolo della distorsione:

$$DF = \frac{100}{H(1)} \sqrt{\sum_{n=3}^{\infty} \left(\frac{H(n)^2}{n} \right)} \quad (3.25)$$

dove n rappresenta l'ordine dell'armonica in considerazione e $H(n)$ rappresenta il valore efficace dell'armonica n -esima.

L'impossibilità di applicare appieno la formula (sommatoria infinita) ha obbligato a considerare un numero finito di armoniche (le prime quattro isole), trascurando quelle a frequenza maggiore, sempre meno influenti. I risultati ottenuti, facendo variare l'indice di modulazione d'ampiezza da 0 fino al raggiungimento del funzionamento ad onda quadra e con $m_f = 15$, sono mostrati nel grafico 3.2.

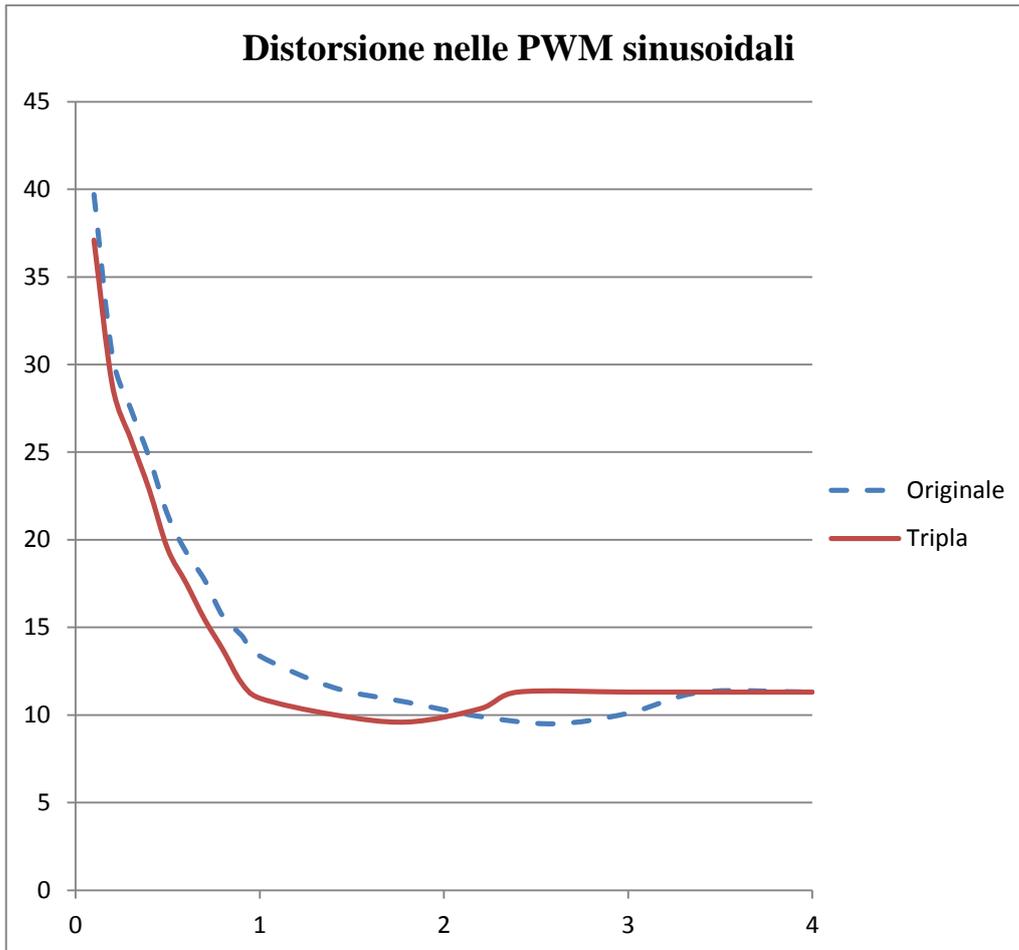


Grafico 3.2 *Distorsione in zona lineare e sovrarmodulazione nelle tensioni concatenate sinusoidali per $m_f = 15$*

Si evidenzia ancora una volta come la distorsione diminuisce sensibilmente aumentando l'indice di modulazione d'ampiezza in zona lineare ($m_a \leq 1$). Passando in sovrarmodulazione ($m_a > 1$) la distorsione continua a diminuire fino a quando, a causa della forte sovrarmodulazione, le armoniche a bassa frequenza assumono valori così rilevanti che torna ad aumentare la distorsione, fino al raggiungimento dell'onda quadra piena. Il minimo di distorsione si colloca in ogni caso nella regione di sovrarmodulazione.

L'iniezione dell'armonica tripla nel segnale modulante presenta ancora dei vantaggi rispetto alla modulazione PWM sinusoidale originale, in particolare per indici di modulazione d'ampiezza prossimi all'unità.

3.5 Corrente lato DC

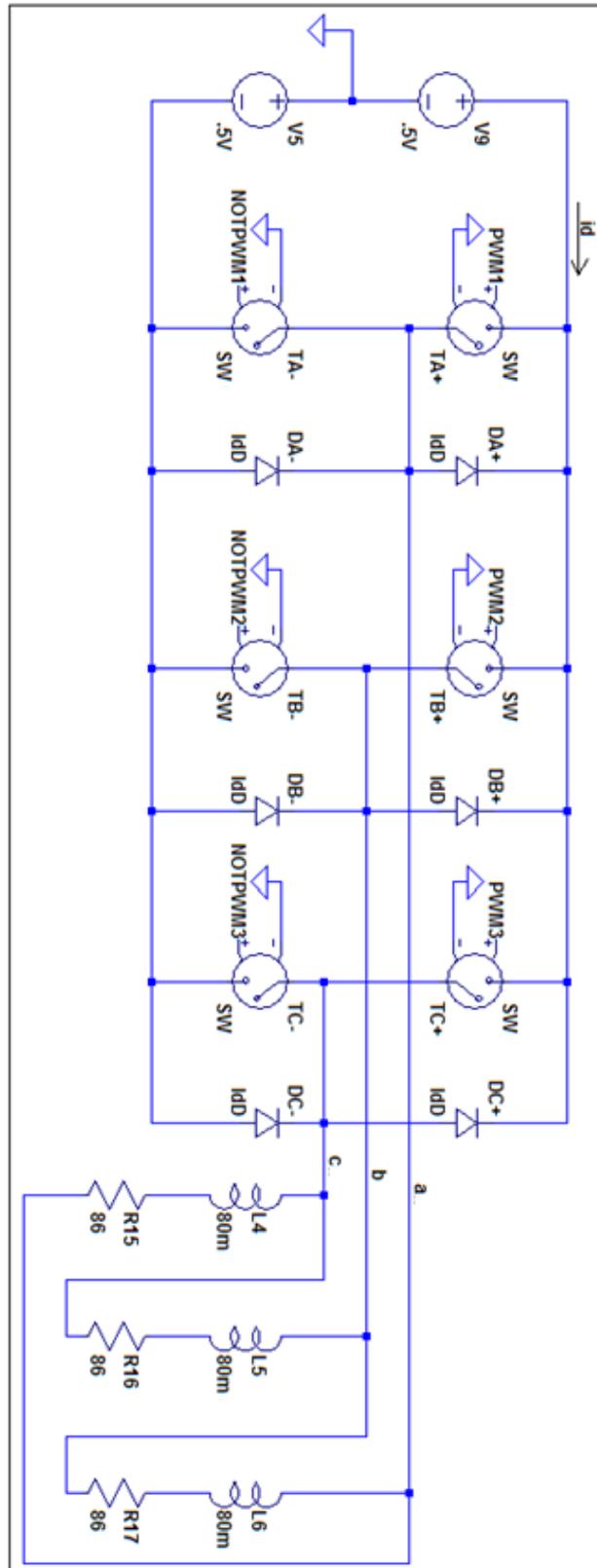


Fig. 3.5 Inverter trifase con carico motore connesso a triangolo

Poiché la sorgente di tensione è DC, la corrente che scorre all'ingresso dell'inverter idealmente dovrebbe essere composta esclusivamente da una componente continua ma, nel caso reale, saranno presenti anche armoniche di distorsione a frequenze maggiori derivanti dalla applicazione della PWM.

In figura 3.5 è proposto il circuito oggetto di simulazione: gli avvolgimenti del motore sono rappresentati dalla serie di un resistore e un induttore di valore rispettivamente pari a 86Ω e 80mH e sono connesse all'inverter trifase tramite una connessione a triangolo.

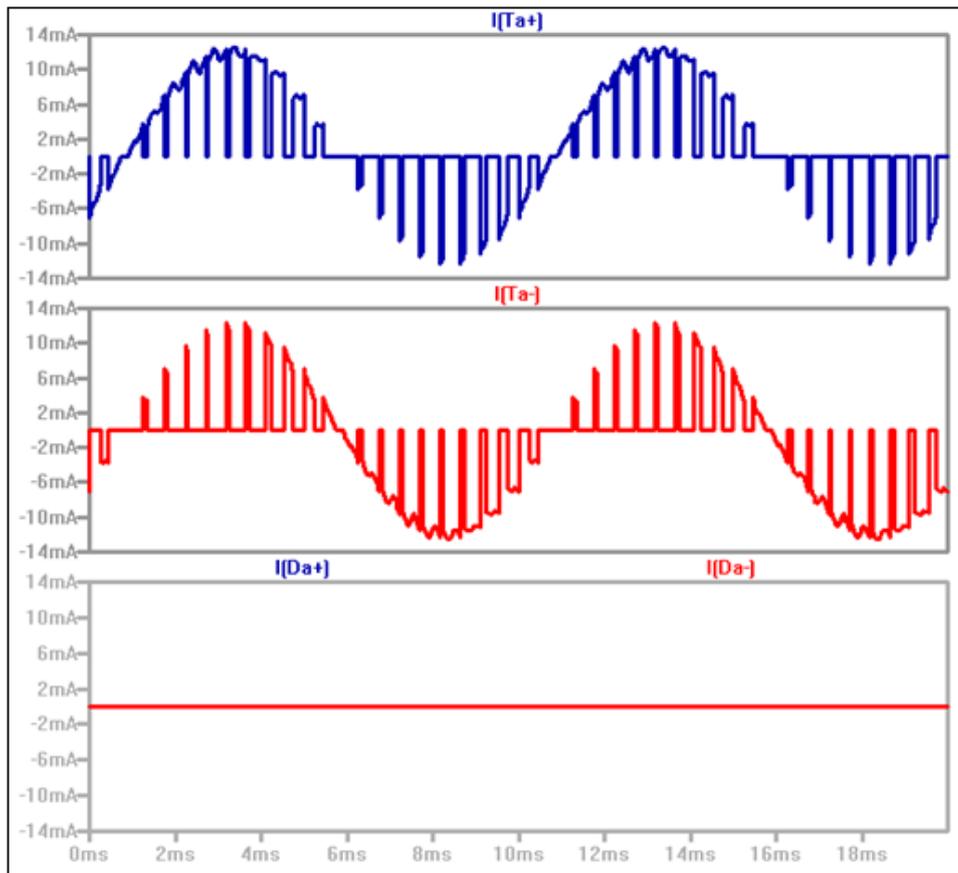


Figura 3.6 Correnti nel leg A, $m_f=21$, $m_a=0.8$

Utilizzando nelle simulazioni un indice di modulazione d'ampiezza pari a 0.8 e un indice di modulazione di frequenza pari a 21, nel caso di modulazione PWM sinusoidale originale le correnti circolanti nel ramo A (analoghe considerazione possono essere fatte per i restanti due rami) sono rappresentate in figura 3.6.

Le correnti sugli switch sono determinate dalla modulazione PWM:

- Se $v_{controllo A} > v_{tri}$ allora T_{A+} in conduzione e T_{A-} interdetto;
- Se $v_{controllo A} < v_{tri}$ allora T_{A+} interdetto e T_{A-} in conduzione.

Studiando il comportamento del circuito in condizioni ideali, si ha che gli switch sono perfettamente complementari essendo caratterizzati da tempi di apertura e chiusura nulli. La conseguenza di tale idealità è la permanente interdizione dei diodi: le correnti nei diodi D_{A+} e D_{A-} sono sempre nulle.

Le correnti negli switch superiori di ciascun leg sono rappresentate in figura 3.7: le tre correnti sono perfettamente analoghe e sfasate di 120° .

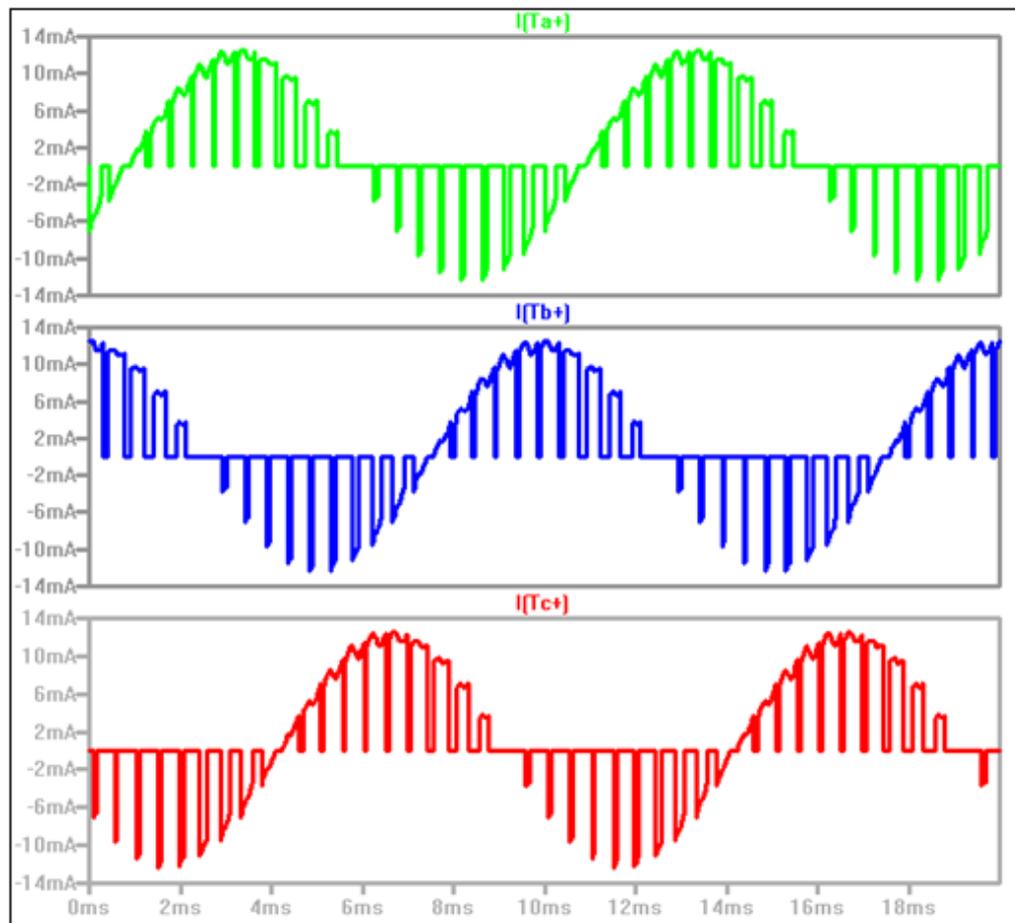


Figura 3.7 Correnti negli switch superiori di ciascun leg, $m_f=21$, $m_a=0.8$

La somma delle tre correnti appena viste costituisce la corrente complessiva i_d , rappresentata in figura 3.8 nel dominio del tempo. La forma d'onda è caratterizzata da $2 \cdot m_f$ "buchi" nei quali il valore di corrente è nullo. Per studiare la causa di questa forma irregolare, in figura 3.9 sono rappresentati i tre segnali di tensione in uscita da ciascun singolo leg (V_{AN} , V_{BN} e V_{CN}), le tre

correnti degli switch superiori ($I(T_{A+})$, $I(T_{B+})$ e $I(T_{C+})$) e, infine, la corrente complessiva i_d .

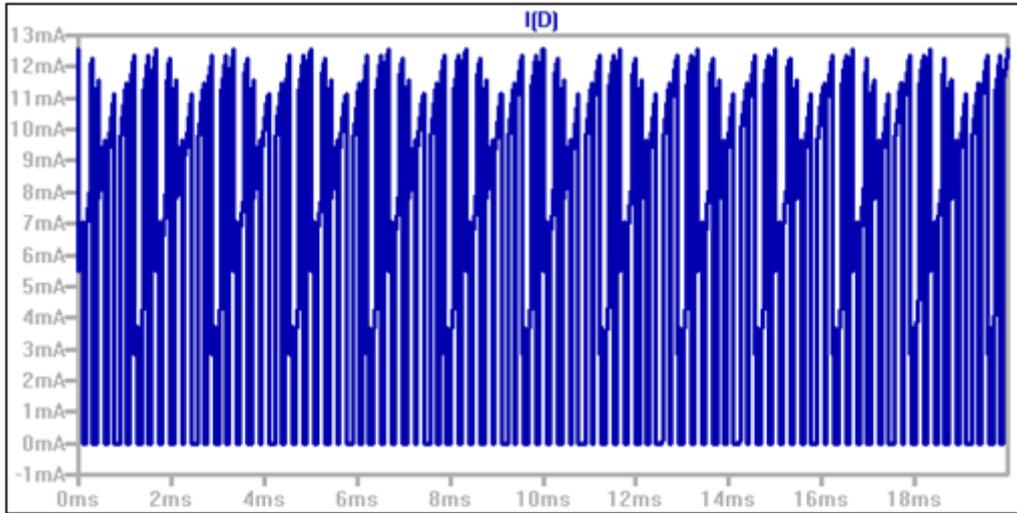


Fig. 3.8 Corrente i_d ottenuta con PWM sinusoidale originale e carico motore connesso a triangolo, $m_f=21$, $m_a=0.8$

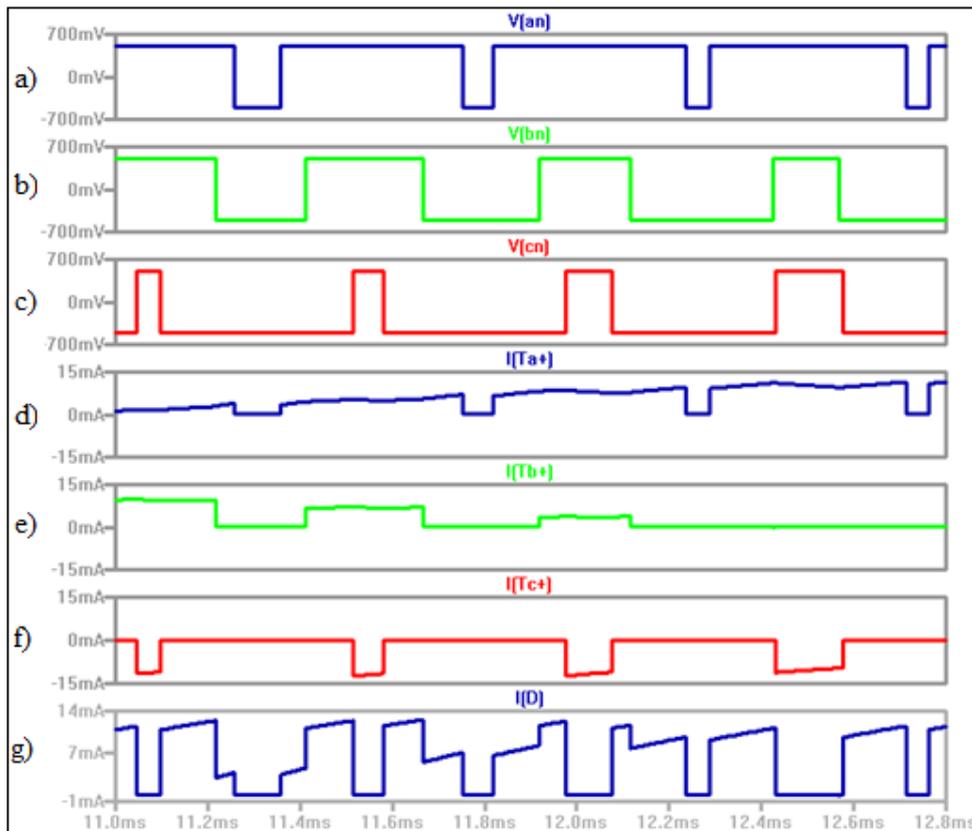


Figura 3.9 a) Tensione sul ramo A; b) Tensione sul ramo B; c) Tensione sul ramo C; d) Corrente sullo switch T_{A+} ; e) Corrente sullo switch T_{B+} ; f) Corrente sullo switch T_{C+} ; g) Corrente i_d

La corrente i_d collassa a 0A ogniqualvolta si verifica una delle due situazioni:

- tutte e tre le correnti sugli switch sono nulle contemporaneamente. Questa situazione si verifica ogni volta in cui i singoli rami d'uscita dell'inverter sono a tensione negativa (top-switch aperti);
- tutte e tre le correnti sugli switch sono diverse da zero contemporaneamente. Questa situazione si verifica ogni volta in cui i singoli rami d'uscita dell'inverter sono a tensione positiva (top-switch chiusi).

I due casi appena esaminati si susseguono entrambi m_f alternandosi.

Passando allo studio in frequenza si ottiene il seguente spettro:

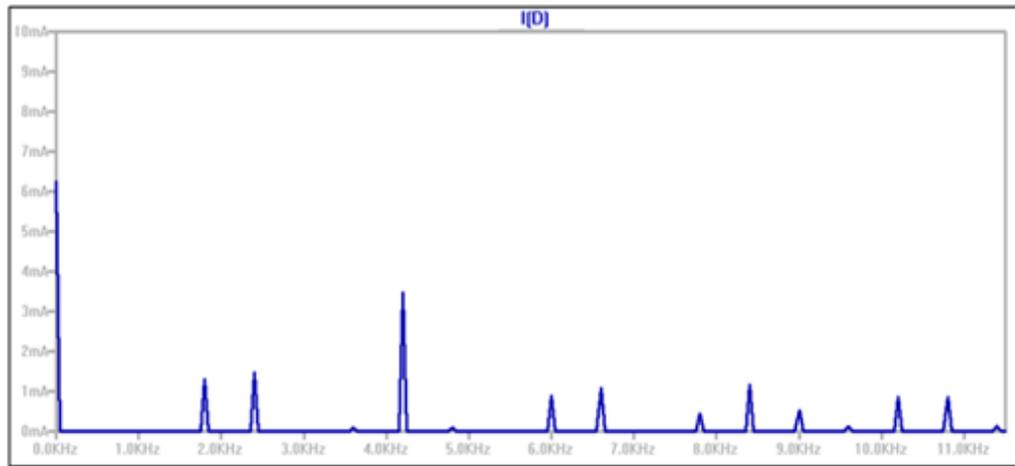


Fig. 3.10 Spettro della corrente i_d ottenuta con PWM sinusoidale originale e carico motore connesso a triangolo, $m_f=21$, $m_a=0.8$

Ancora una volta gli spettri sono composti da “isole” di armoniche centrate attorno a m_f e multipli: al crescere della frequenza, le isole sono caratterizzate da un numero maggiore di componenti spettrali ma di ampiezza minore, proprio come accade negli spettri di tensione in uscita dall'inverter. Le prime armoniche di distorsione si trovano a $m_f \pm 3$ e $2m_f$.

Tornando allo studio della corrente nel dominio del tempo è interessante mettere in evidenza come, all'interno di un periodo, sono presenti $2 \cdot m_f$ impulsi: nel caso rappresentato in figura 3.8 è quindi possibile contarne esattamente 84 (sono rappresentati 2 periodi), a gruppi di 2 fra 2 buchi di tipo diverso. Facendo tendere l'indice di modulazione di frequenza ad un valore estremamente elevato (si è impostato $m_f = 72$) e mantenendo fisso l'indice di

modulazione d'ampiezza si ottiene, nel dominio del tempo, una corrente molto "bella" che ricalca la cresta di un'onda sinusoidale, come mostrato in figura 3.11. I vantaggi che si ottengono aumentando l'indice di modulazione di frequenza, consistono nello spingere a frequenze elevate le prime armoniche indesiderate: in questo caso, le prime tre armoniche sono a 6.9 kHz, 7.5 kHz e 14.4 kHz. Non si hanno invece variazioni apprezzabili del valore rms della forma d'onda di corrente e della componente continua al crescere di m_f .

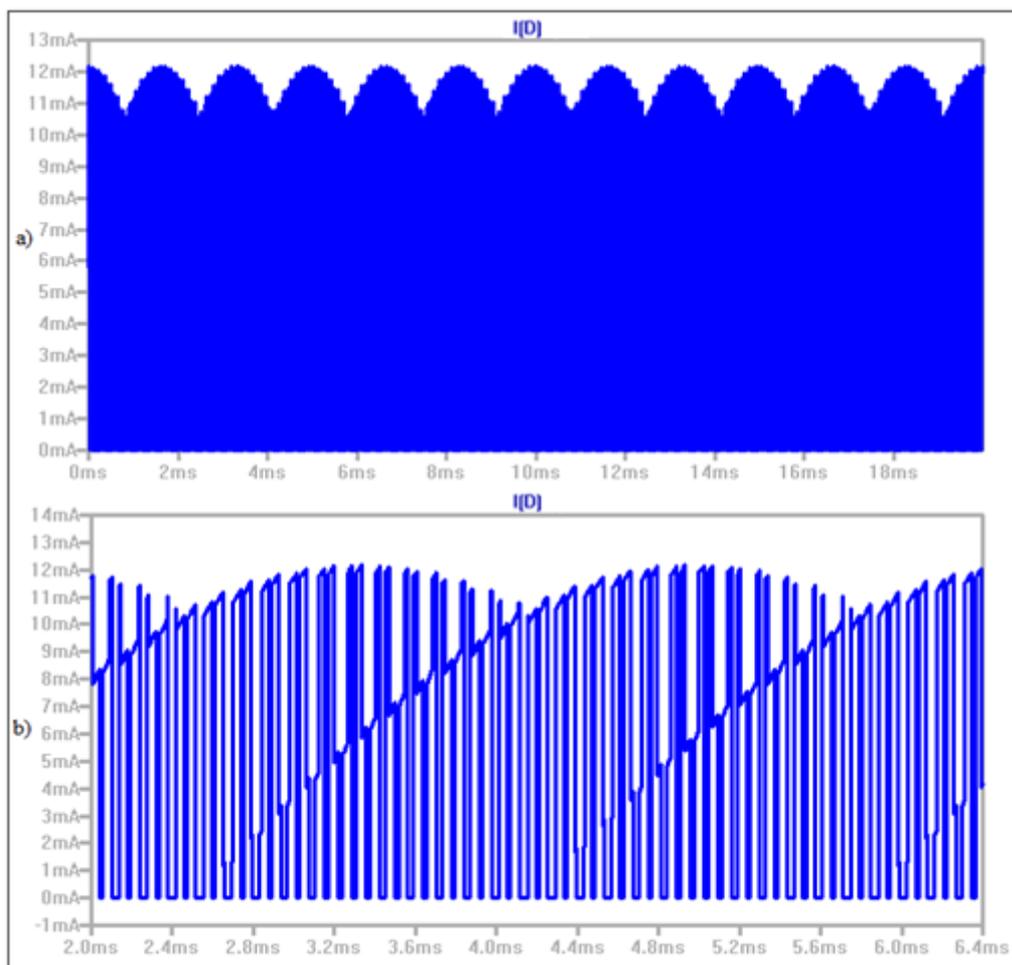


Fig. 3.11 a) Corrente i_a ottenuta con PWM sinusoidale originale $m_f=72$, $m_a=0.8$ b) Zoom temporale della forma d'onda sopra riportata

Aumentando invece l'indice di modulazione d'ampiezza si ottiene un aumento del valore della componente utile della corrente (quella DC). Impostando il valore massimo consentito in zona lineare ($m_a = 1$) e mantenendo inalterato l'indice di modulazione di frequenza ($m_f = 21$), si ottiene un aumento del 56%

del valore efficace della componente utile rispetto al caso precedente. In Tabella 3.2 sono riportati i risultati derivanti dalle simulazioni.

	$m_f = 21$	$m_f = 21$	$m_f = 72$
	$m_a = 0.8$	$m_a = 1$	$m_a = 0.8$
$I_{0\ RMS}$	6.25	9.76	6.25

Tabella 3.2 Valore efficace della componente continua espressa in mA

Sfruttando la modulazione PWM con l'iniezione della terza armonica si ottengono risultati del tutto analoghi alla modulazione sinusoidale originale sulla forma d'onda delle correnti nel tempo. La corrente complessiva che circola nei tre rami dell'inverter simulata per $m_a = 0.8$ e $m_f = 21$ è rappresentata in figura 3.12 ed è caratterizzata, ancora una volta, da un numero di impulsi pari a $4 \cdot m_f$.

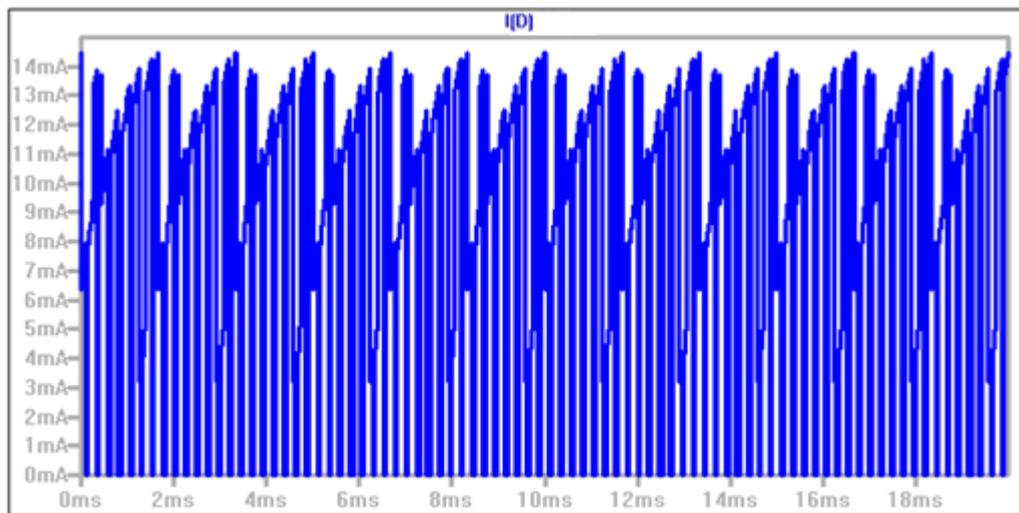


Fig. 3.12 Corrente i_a con iniezione della terza armonica, $m_f=21$, $m_a=0.8$.

Anche in questo caso un aumento dell'indice di modulazione di frequenza comporta lo spostamento delle armoniche indesiderate ad una frequenza maggiore, mentre un aumento dell'indice di modulazione d'ampiezza porta ad un aumento del valore della componente DC (quella utile per estrarre potenza). Lo spettro della corrente complessiva di figura 3.12, è rappresentato in figura 3.13: si può osservare per quanto riguarda l'ampiezza delle armoniche una riduzione in quelle di ordine minore, e un aumento in quelle di ordine maggiore. Si osserva anche la comparsa di armoniche che nel caso di PWM sinusoidale originale non erano significative.

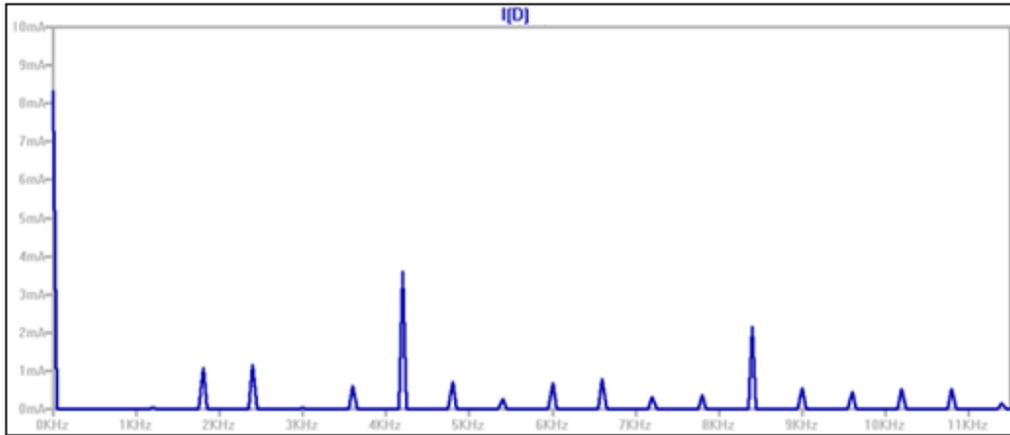


Fig. 3.13 Spettro della corrente sul lato DC ottenuta con iniezione della terza armonica

In Tabella 3.3 sono riepilogati i valori efficaci delle armoniche espresse in mA dei due spettri analizzati in figura 3.10 e 3.13, ottenuti con $m_a = 0.8$ e $m_f = 21$.

Ordine Armonica	Sinusoidale originale	Iniezione terza armonica
Fond	6.25	8.32
$m_f - 9$	0	0
$m_f - 3$	1.31	1.08
$m_f + 3$	1.46	1.16
$m_f + 9$	0	0
$2m_f - 6$	0.07	0.59
$2m_f$	3.47	3.60
$2m_f + 6$	0.09	0.71
$3m_f - 9$	0	0.26
$3m_f - 3$	0.88	0.67
$3m_f + 3$	1.07	0.78
$3m_f + 9$	0	0.32
$4m_f - 6$	0.46	0.37
$4m_f$	1.16	2.16
$4m_f + 6$	0.56	0.56

Tabella 3.3 Ampiezza delle armoniche espresse in mA

3.6 Distorsione nel lato DC

Anche nel DC Link è possibile calcolare la distorsione presente nelle forme d'onda di corrente avendo in tale maniera un'informazione sulla bontà dello spettro. La distorsione in ingresso all'inverter, valutata in corrente, può essere

scritta ancora come l'equazione (3.22), ovvero mediante il rapporto fra il valore efficace di tutte le armoniche di disturbo (AC) e il valore della componente utile che in questo caso coincide con la componente continua, rappresentate in figura 3.14. In questo caso la distorsione prende il nome di ondulazione (ripple).

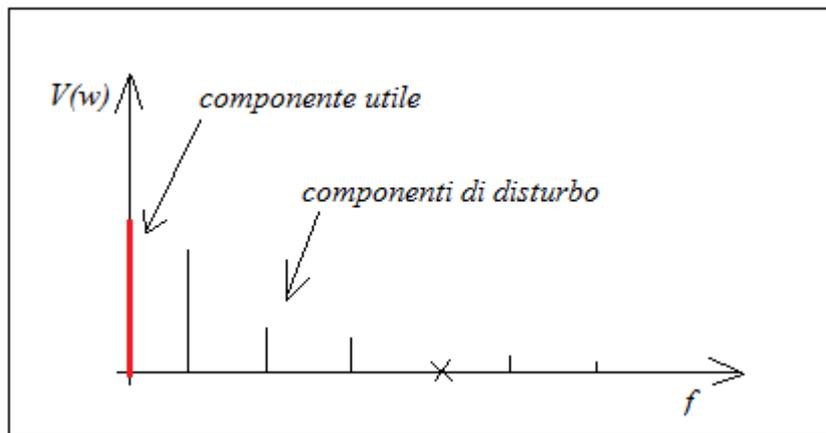


Figura 3.14 Distorsione armonica nel lato DC

La distorsione può essere espressa come:

$$DF = \sqrt{\frac{I_{RMS}^2 - I_0^2}{I_0^2}} \quad (3.26)$$

I risultati ai quali si giunge impostando $m_a = 0.8$ e $m_f = 21$ sono rappresentati in Tabella 3.4: anche nel caso della ripple della corrente nel lato DC si ha un miglioramento con l'introduzione della terza armonica.

	<i>Sinusoidale originale</i>	<i>Iniezione terza armonica</i>
<i>DF</i>	79.7	64.5

Tabella 3.4 Distorsione nel lato DC, $m_f=21$, $m_a=0.8$

4. Modulazione PWM e blanking

La trattazione eseguita fino ad ora ha illustrato un funzionamento del tutto ideale, non considerando gli effettivi comportamenti dei dispositivi nel mondo reale. Nell'inverter, in particolare, sono state considerate istantanee le commutazioni degli switch, garantendo quindi l'accensione di un solo dispositivo per volta all'interno di ciascun leg. In realtà, i tempi di apertura e di chiusura degli switch non sono nulli e può verificarsi la situazione in cui entrambi sono parzialmente chiusi e, quindi, parzialmente in conduzione: questa condizione, detta "shoot through", può causare la generazione di picchi di corrente molto elevati che si chiudono sulla sorgente DC.

Forme d'onda più realistiche, con ritardi in accensione e spegnimento, sono riprodotte riducendo lo *Slew Rate* del comparatore che si occupa del confronto fra i segnali di controllo e la portante triangolare. In tale maniera, è possibile realizzare una rampa di salita e di discesa non perfettamente verticali (dell'ordine dei μs) per le correnti dello switch, riproducendo la non istantanea apertura e chiusura dello stesso. Per la trattazione di seguito illustrata, si assume:

- connessione a triangolo del carico;
- motore trifase rappresentato tramite resistore e induttore di equazione (1.22);
- $m_f = 15$;
- $m_a = 0.8$.

Nel circuito di figura 4.1 è rappresentato il carico collegato all'inverter trifase tramite una connessione a triangolo. Avendo ipotizzato un'impedenza di 100Ohm e una fase di 30° , ognuno dei tre avvolgimenti del motore è rappresentato da un resistore di 86 Ohm e da un induttore di 86mH.

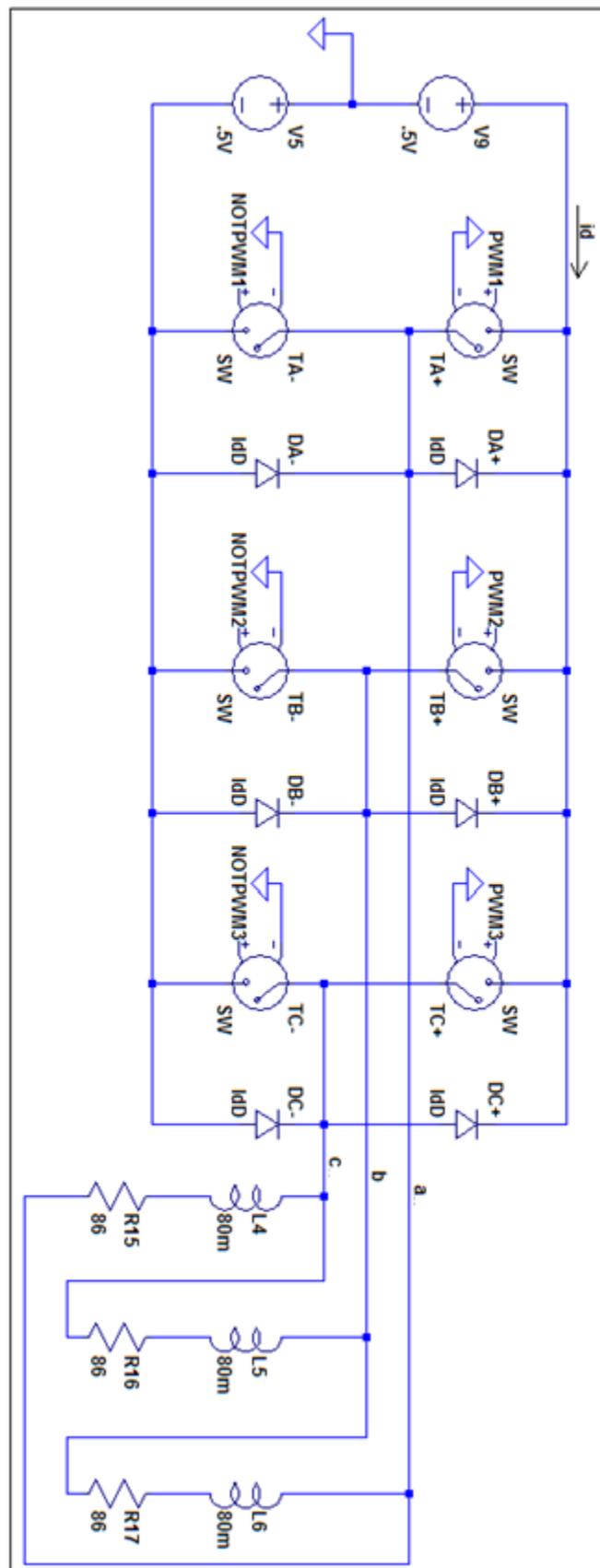


Fig. 4.1 Inverter trifase con carico motore connesso a triangolo

Soffermandosi su un singolo leg dell'inverter di figura 4.1 (le medesime osservazioni possono essere fatte sugli altri due leg), si può affermare che la corrente in uscita sul ramo A è fornita, in condizione di tempistiche ideali, interamente dai due switch T_{A+} e T_{A-} : in figura 4.2 è mostrato l'andamento delle correnti $I_{T_{A+}}$ e $I_{T_{A-}}$ circolanti nei due interruttori.

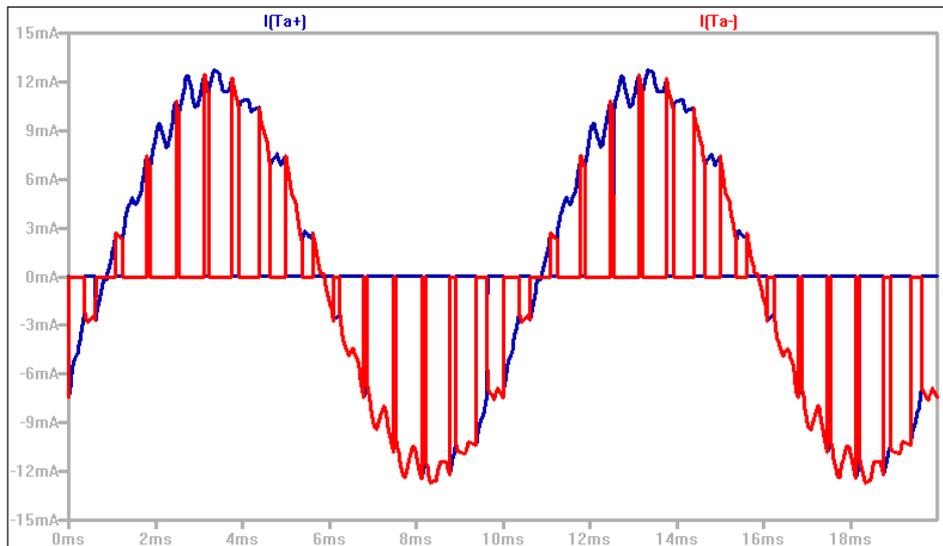


Fig. 4.2 Corrente in uscita da un leg dell'inverter trifase nel caso ideale

È possibile effettuare uno zoom dell'andamento ideale della corrente al fine di notare come l'apertura e la chiusura degli switch sia effettivamente istantanea e non vi sia simultanea conduzione: in figura 4.3 a) sono mostrati i segnali di pilotaggio degli switch, derivanti dal comparatore che si occupa del confronto fra il segnale di controllo e il segnale triangolare; il segnale V_{PWM1} è dato in ingresso allo switch T_{A+} mentre il segnale $V_{NOTPWM1}$ allo switch T_{A-} . In figura b) sono rappresentate le correnti dello switch che presentano tempi nulli nelle commutazioni.

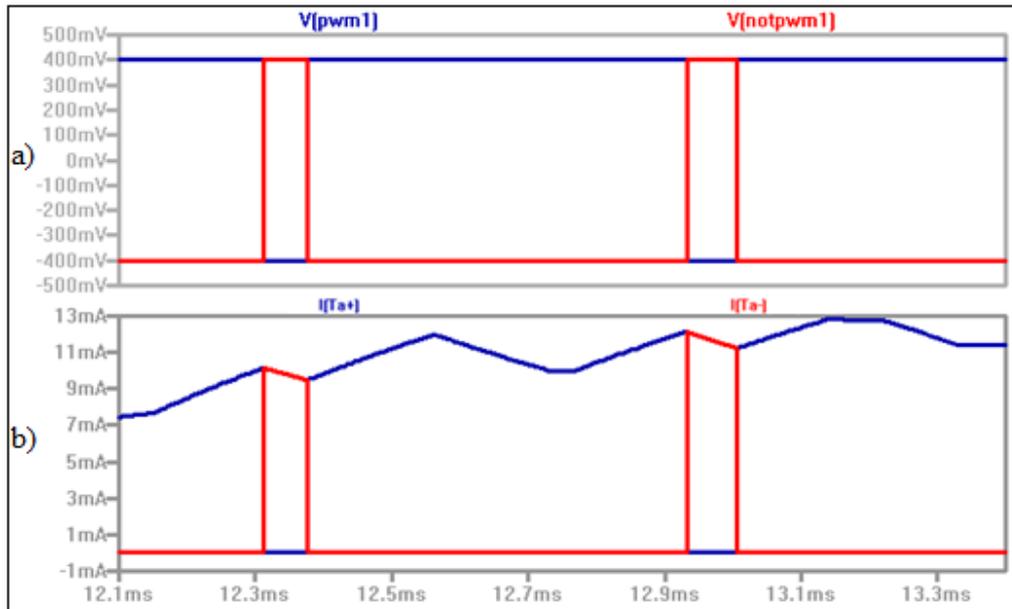


Fig. 4.3 a) Segnali di pilotaggio degli switch
b) Corrente nel ramo di uscita

Lo studio di un caso più simile alla realtà avviene con l'introduzione del blanking: la commutazione degli switch non è più istantanea, ma diventa soggetta ad una rampa di discesa della corrente, nel caso in cui l'interruttore si apre, o di salita, nel caso in cui si chiude. In figura 4.4 a) sono riproposti i segnali di pilotaggio degli switch, soggetti questa volta alla riduzione dello slew rate. In figura b) è mostrata la corrente attraverso T_{A+} e T_{A-} : è possibile osservare come vi sia un picco molto elevato durante i transitori degli interruttori, assai più elevata della corrente che normalmente transita quando lo switch è chiuso. In realtà, per ottenere questo comportamento più realistico dagli interruttori ideali usati in LTSpice per simulare i transistor, è stato necessario non solo rallentare la commutazione del segnale di controllo imponendo uno slew rate all'uscita dei comparatori, ma anche modificare il valore della soglia degli interruttori ideali in modo da squilibrare lo stato dell'interruttore verso la conduzione per livelli intermedi della tensione di comando.

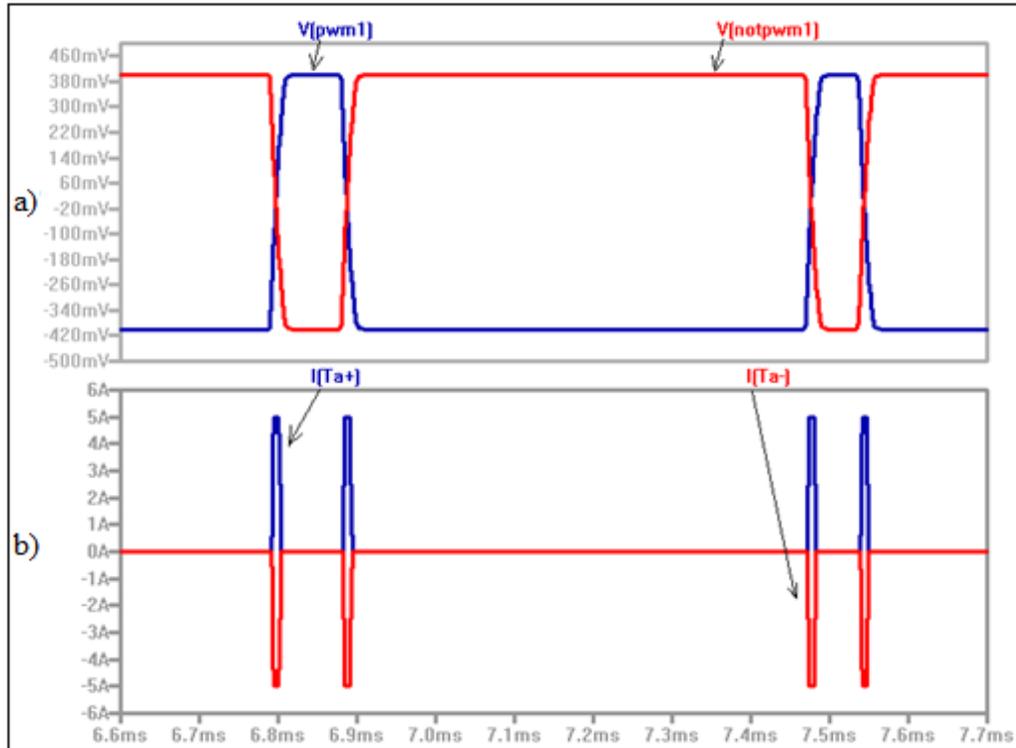


Fig. 4.4 a) Segnali di pilotaggio degli switch
b) Corrente nel ramo di uscita

Al fine di evitare lo shoot through nella realtà è necessario, per ragioni di sicurezza, inserire un *tempo morto* (*dead time*), detto anche *interlock delay* o *dwell time*: durante questo lasso temporale, che deve essere sufficientemente maggiore del tempo di commutazione, entrambi gli switch sono aperti e la tensione di ogni singolo ramo dipende dal segno della corrente nello stesso.

Per introdurre il tempo morto è stata inserita una soglia asimmetrica negli switch ideali, esattamente nel senso contrario a quello utilizzato in precedenza per evidenziare il problema del shoot through. Le forme d'onda ottenute sono mostrate in figura 4.5: in figura a) è rappresentata la corrente circolante sul ramo d'uscita A dell'inverter. Analizzando quanto accade nel tratto messo in evidenza dal rettangolo, in figura b) si nota come la rampa di salita della corrente di un interruttore non interseca la rampa di discesa dell'altro interruttore, e viceversa; non c'è shoot through. Nel breve lasso temporale in cui entrambi gli switch sono aperti la corrente fluisce attraverso uno dei due diodi di *free wheeling* posti in antiparallelo agli interruttori: se la corrente I_a è positiva come nel suddetto caso, il diodo D_{A-} è in conduzione, mentre il diodo

D_{A+} è interdetto, come evidenziato in figura c). La tensione fase-neutro in uscita sul ramo dell'inverter nel momento in cui gli interruttori sono aperti dipende dal verso della corrente: siccome si ha corrente positiva, la tensione è negativa, come mostrato in figura d).

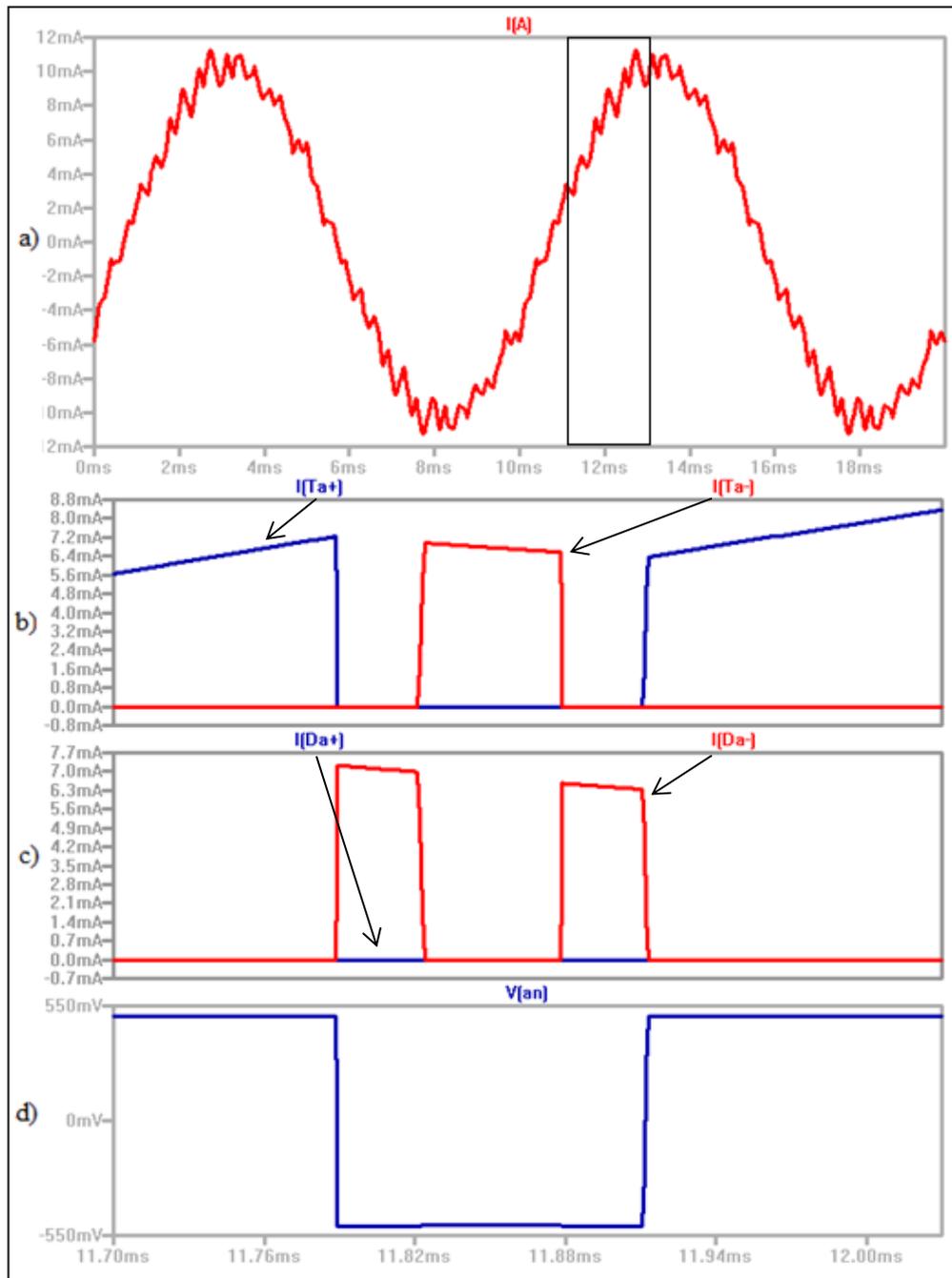


Fig. 4.5 Introduzione del dead time: lasso temporale con correnti positive

Per completezza in figura 4.6 è eseguito uno “zoom” temporale sulle forme d’onda nel caso di corrente negativa sul ramo d’uscita dell’inverter: in figura

a), che rappresenta la corrente sul ramo A dell'inverter, è evidenziato l'intervallo temporale oggetto di studio. Le correnti nei due switch, mostrate in figura b), hanno in questo caso verso opposto rispetto al precedente: sono negative. In figura c) sono mostrate le correnti nei diodi: in tale situazione è il diodo D_{A+} a condurre, mentre il diodo D_{A-} è interdetto per tutto il tempo di funzionamento a corrente negativa. In ultimo, in figura d), è mostrata la tensione fase-neutro V_{AN} : poiché si ha una corrente negativa, durante il lasso temporale in cui entrambi gli switch sono aperti la tensione è positiva.

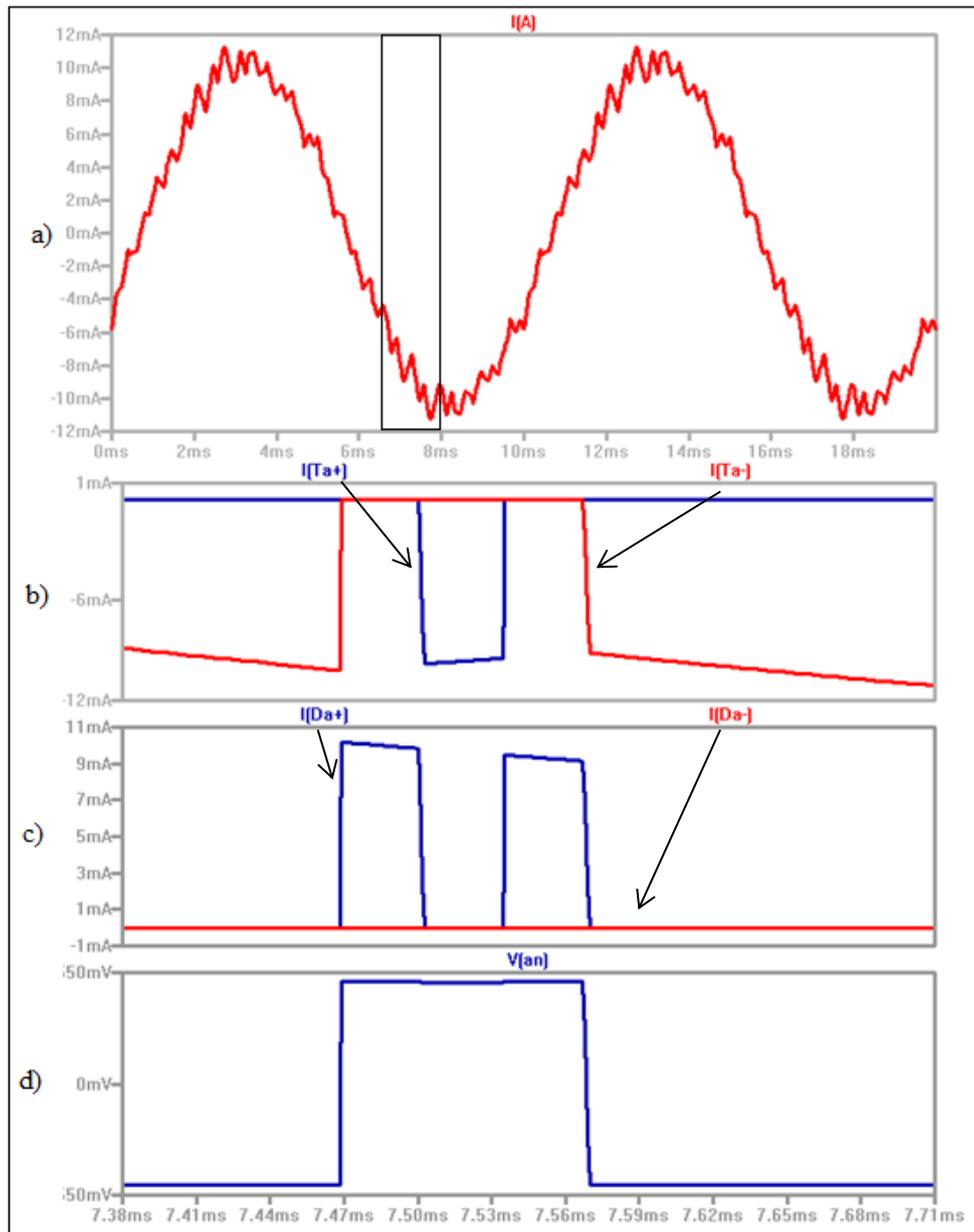


Fig. 4.6 Introduzione del dead time: lasso temporale con correnti negative

Durante il tempo morto la tensione fase-neutro in uscita dall'inverter trifase risente della caduta di tensione sui diodi entrati in conduzione: in figura 4.7 è possibile notare come, nell'andamento della tensione V_{AN} , sono presenti dei piccoli "salti" in corrispondenza dei tratti soggetti all'introduzione del tempo morto. Ricordando che il segno della tensione fase-neutro durante questa fase dipende dal verso della corrente I_a , si avranno "salti" positivi a fronte di correnti negative e "salti" negativi per correnti positive.

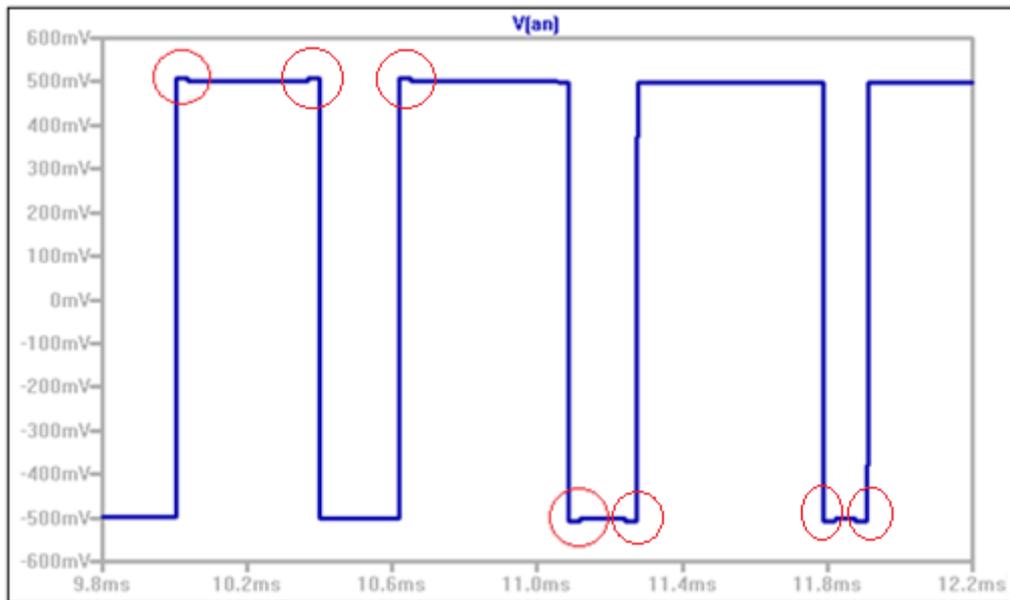


Fig. 4.7 Messa in risalto della tensione di soglia dei diodo durante il tempo morto

Eseguendo un'analisi in frequenza del segnale di tensione fase-neutro V_{AN} si ottiene quanto riportato in figura 4.8: gli spettri sono ancora una volta costituiti da “isole” di armoniche centrate attorno alla frequenza m_f e multipli, disponendosi sempre secondo l'equazione (2.10); le “isole” sono composte da un numero maggiore di armoniche di distorsione ma con ampiezza minore al crescere della frequenza. A differenza degli spettri ottenuti senza l'introduzione del tempo morto si può notare la comparsa di armoniche a bassa frequenza (300 Hz, 500 Hz, 700 Hz, 900 Hz, ...) apparentemente molto dannose e difficili da filtrare.

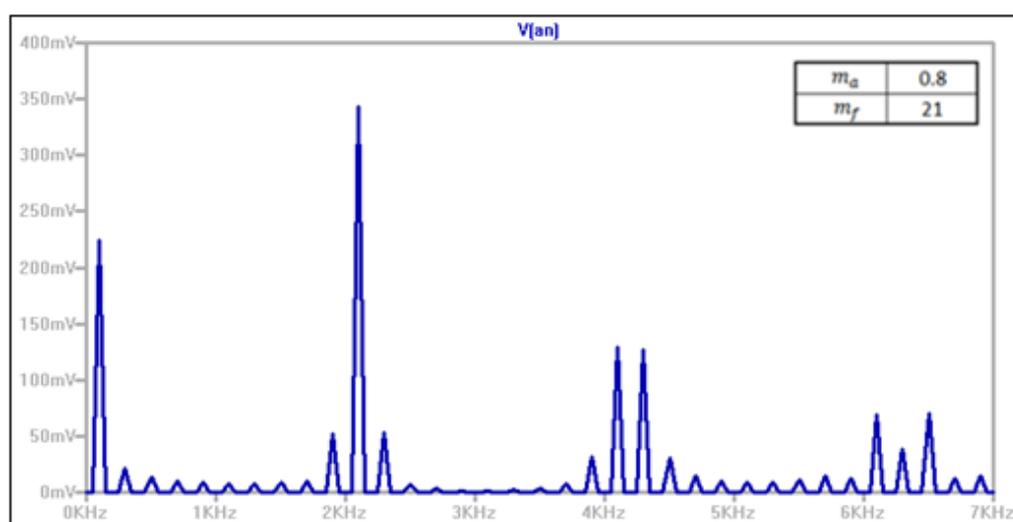


Fig. 4.8 Spettri della tensione fase-neutro con introduzione del tempo morto

I miglioramenti nello spettro fase-fase analizzati nella trattazione del Capitolo 2 permangono anche con l'introduzione dei tempi morti. In figura 4.9 è proposto lo spettro della tensione V_{AB} : le armoniche subiscono le stesse variazioni riportate in Tabella 2.4, migliorando quindi sia il valore efficace dell'armonica fondamentale, sia riducendo la distorsione in uscita. La benefica cancellazione delle armoniche triple con indice m_f multiplo di 3 si conserva anche a valle dell'introduzione della non idealità del blanking. Ponendo attenzione alla parte di spettro a bassa frequenza, è possibile notare l'assenza delle componenti a 300 Hz (la più dannosa), a 900 Hz e a 1500 Hz. Le armoniche che sopravvivono (500 Hz, 700 Hz, 1100 Hz, 1300 Hz) subiscono, come tutte le altre rimanenti, un aumento proporzionale a $\sqrt{3}$. In Tabella 4.1

sono riassunti i dati ottenuti dalle simulazioni relativi alle armoniche a bassa frequenza.

	$\frac{(\widehat{V}_{AN})_h \text{ rms}}{V_d}$	$\frac{(\widehat{V}_{AB})_h \text{ rms}}{V_d}$
300Hz	22.03	0
500Hz	13.31	22.98
700Hz	10.09	17.44
900Hz	8.67	0
1100Hz	8.11	13.96
1300Hz	7.88	13.57
1500Hz	8.60	0

Tabella 4.1 Valore efficace normalizzato espresso in mV delle armoniche a bassa frequenza

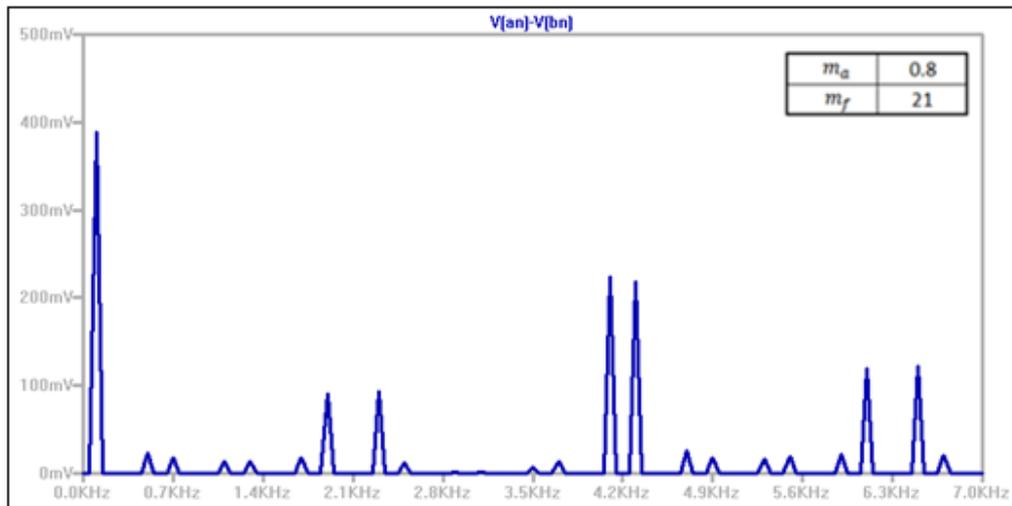


Fig. 4.9 Tensione concatenata con introduzione del tempo morto

Per studiare dettagliatamente il contributo di distorsione proveniente dall'introduzione del blanking time ci mettiamo con $m_f = 15$ (periodo $T_c = 666.7 \mu s$) e valutiamo gli spettri con intervalli di blanking di lunghezza variabile.

L'inserimento della non idealità nella commutazione degli switch e la conseguente introduzione del dead time comportano una riduzione dell'armonica fondamentale rispetto al caso ideale. Il tempo morto, a causa

dello slew rate e della soglia asimmetrica negli switch ideali, ha una durata di 32 μs che corrisponde al 4.8% di T_c . Nelle prime due colonne di tabella 4.2 è mostrato il valore efficace dell'armonica fondamentale della tensione concatenata (V_{AB}) nel caso ideale e nel caso di tempo morto con dead time al 4.8% di T_c , al variare del coefficiente di modulazione d'ampiezza.

m_a	$\frac{(\widehat{V}_{LL})_1, rms}{V_d}$ tecnica PWM sinusoidale originale	$\frac{(\widehat{V}_{LL})_1, rms}{V_d}$ con dead time al 4.8% di T_c	$\frac{(\widehat{V}_{LL})_1, rms}{V_d}$ con dead time al 2.5% di T_c
0.1	61.09	/	19.78
0.2	122.19	46.86	82.28
0.3	183.29	109.32	145.05
0.4	244.27	173.05	207.66
0.5	305.47	236.26	268.12
0.6	366.41	299.17	328.82
0.7	427.51	360.98	390.01
0.8	488.58	421.90	450.85
0.9	549.71	484.16	513.48
1.0	610.83	563.33	585.02

Tabella 4.2 Confronto dell'armonica utile fra modulazione PWM sinusoidale nel caso ideale, nel caso quasi reale con dead time del 4.8% di T_c e nel caso quasi reale con dead time del 2.5% di T_c espressa in mV

Dalla Tabella 4.2 si osserva la riduzione del valore efficace dell'armonica fondamentale come previsto ed inoltre, impostando l'indice di modulazione d'ampiezza $m_a = 0.1$, non si ottiene una componente fondamentale rilevante. L'introduzione del blanking time determina un problema nel controllo per bassi valori di tensione e la perdita di linearità. L'aumento del tempo morto comporta una riduzione più rilevante nel valore efficace della componente fondamentale della tensione in uscita.

Variando la soglia che rende asimmetrici gli switch ideali, è possibile fissare il tempo morto a 17 μs rispetto ai 32 μs precedenti. Lasciando inalterato l'indice di modulazione di frequenza, il tempo morto corrisponde in tal caso al 2.5% di T_c . Simulando il circuito in LTSpice sotto tali condizioni e facendo variare l'indice di modulazione d'ampiezza in zona lineare, si ottengono i valori efficaci dell'armonica fondamentale della tensione concatenata V_{AB} rappresentati nella terza colonna della tabella 4.2: è possibile osservare come una riduzione del tempo morto ha comportato un aumento del valore efficace

della componente utile in uscita rispetto al caso di dead time al 4.8% di T_c , pur rimanendo inferiore rispetto al caso ideale.

È possibile ricorrere alla distorsione per effettuare una ulteriore analisi sul degrado subito dallo spettro a causa dell'introduzione del tempo morto: applicando la (3.24) al variare dell'indice di modulazione d'ampiezza in zona lineare e con $m_f = 15$, si ottengono le curve rappresentate nel grafico 4.1.

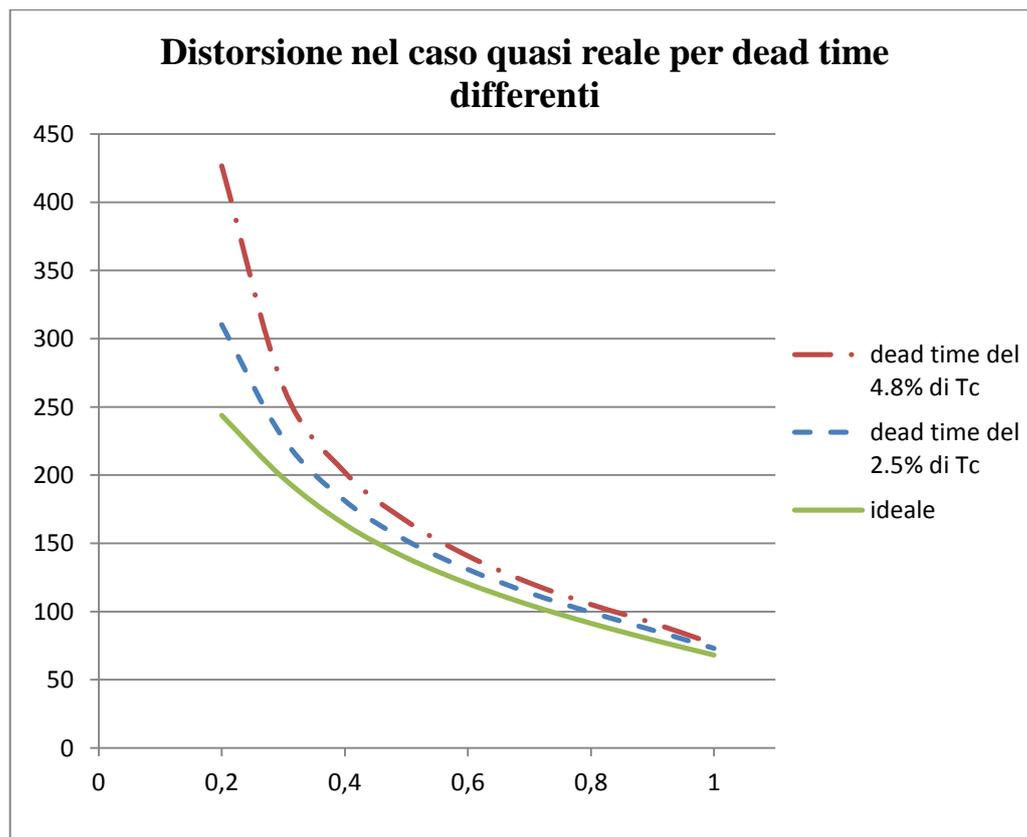


Grafico 4.1 Confronto della distorsione nella PWM sinusoidale originale nel caso ideale e nel caso quasi reale con due diversi dead time

Si evidenzia come, a causa della riduzione dello slew rate dei comparatori e della soglia asimmetrica per gli switch ideali, la distorsione sia aumentata rispetto al caso ideale: tale aumento è minore per indici di modulazione d'ampiezza grandi (al limite con la zona di sovr modulazione) e maggiore per valori di m_a piccoli dove assume valori enormi. La quasi impossibilità di poter pilotare il motore con indici di modulazione d'ampiezza piccoli impedisce un funzionamento a basse velocità dello stesso.

Inoltre è possibile osservare come un aumento del tempo morto (dead time del 4.8% di T_c rispetto al dead time del 2.5% di T_c), oltre a determinare una diminuzione del valore efficace della componente fondamentale, comporta un aumento della distorsione sulla tensione concatenata (V_{AB}) in uscita.

Va messo in evidenza come, a parità di durata del dead time, un aumento dell'indice di modulazione di frequenza riduca il periodo della portante e faccia aumentare l'incidenza del blanking nella modulazione. A differenza quindi del funzionamento in condizioni ideali, in cui l'aumento dell'indice m_f porta benefici grazie allo spostamento delle armoniche ad una frequenza maggiore, nel caso quasi-reale ciò non è detto e la frequenza di commutazione deve essere opportunamente scelta in base a un compromesso.

Alla luce dello studio realizzato è possibile affermare come il dead time debba essere sufficientemente lungo affinché non si verifichi un cortocircuito, ma allo stesso tempo debba essere il più corto possibile al fine di salvaguardare il valore efficace della componente utile e di non aumentare la distorsione sopra livelli non tollerabili.

Conclusioni

In questa tesi si è dettagliatamente esaminato il comportamento dell'inverter trifase quando pilotato con tecniche di modulazione analogica. In particolare si è preso in considerazione la tecnica denominata PWM-sinusoidale e, come caso limite, quello di onda quadra piena. Dall'analisi degli spettri prodotti dalla tecnica PWM-sinusoidale si può affermare che la presenza di un sincronismo fra la modulante triangolare e il segnale di controllo è senz'altro auspicabile quando tale convertitore viene impiegato per alimentare un motore asincrono. Nel caso di interruttori ideali e nell'ipotesi di non entrare in sovrarmodulazione la scelta di un particolare indice di modulazione di frequenza non risulta poi così determinante nella determinazione degli spettri dei segnali generati; tuttavia, questioni di equilibratura del comportamento delle fasi sotto ogni condizione, sia in sovrarmodulazione, sia in presenza di blanking, consigliano di adottare indici di modulazione tripli e dispari: i valori più comunemente usati per la tecnica PWM-sinusoidale in applicazioni di pilotaggio di motori trifase sono 9, 15 e 21.

Il principale svantaggio di non voler ricorrere alla sovrarmodulazione consiste in un basso valore dell'ampiezza dell'armonica fondamentale: per recuperare parzialmente tale inconveniente è possibile sfruttare la cancellazione delle terze armoniche nella connessione a triangolo del motore e iniettare delle armoniche triple nella modulante. Con questa tecnica è possibile sfruttare meglio le potenzialità degli interruttori aumentando la potenza utile in uscita senza perdere di linearità nel controllo.

Dall'esame delle distorsioni in uscita e delle correnti in ingresso si è potuto constatare che l'entrata in zona di sovrarmodulazione non è poi così penalizzante come ci si potrebbe a prima vista attendere e, anzi, in pratica la zona di sovrarmodulazione viene ampiamente sfruttata per il pilotaggio dei motori asincroni trifase.

Bibliografia

- [1] *Guida alle soluzioni di automazione – 2010/2011 – Schneider Electric;*
- [2] *Guida Tecnica: Il coordinamento del comando e della protezione motore - Schneider Electric;*
- [3] *Starting and control of three-phase asynchronous motors – Moeller;*
- [4] <http://www.progettazione-impianti-elettrici.it/motori-asincroni-03-09-avviamento-softstarter.php>;
- [5] *Power Electronics: Converters, Applications and Design – Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins;*
- [6] *Elettronica di Potenza: Dispositivi e Circuiti – Muhammad H. Rashid – Volume 1 - 3^a Edizione;*
- [7] *Elettronica di Potenza: Applicazioni – Muhammad H. Rashid – Volume 2 - 3^a Edizione;*
- [8] *State-of-the-Art Carrier PWM Techniques A Critical Evaluation - MICHAEL A. BOOST, STUDENT MEMBER IEEE, AND PHOIVOS D. ZIOGAS, MEMBER IEEE – IEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 24, NO. 2, MARCH/APRIL 1988;*
- [9] *The Use of Harmonic Distortion to Increase the Output Voltage of a Three-Phase PWM Inverter - JOHN A. HOULDSWORTH AND DUNCAN A. GRANT, MEMBER IEEE –IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. IA-20, NO. 5, SEPTEMBER/OCTOBER 1984;*
- [10] *Compensating for dead time degradation of PWM inverter waveforms - IEE PROCEEDINGS, Vol. 137, Pt. B, No. 2, MARCH 1990;*
- [11] http://it.wikipedia.org/wiki/Motore_asincrono;
- [12] *Il motore asincrono trifase – Generalità ed offerta ABB per il coordinamento delle protezioni – Giugno 2008;*

Ringraziamenti

Queste ultime righe desidero dedicarle a tutti coloro che mi hanno accompagnato lungo questo percorso rendendolo, in un modo o nell'altro, meno difficile.

Ringrazio innanzitutto il Prof. Rudi Paolo Paganelli, che con la sua costante disponibilità, il suo aiuto e la sua pazienza mi ha dato la possibilità di approfondire argomenti molto interessanti.

Un grande ringraziamento va ai miei genitori, che hanno reso possibile realizzare questo sogno, che hanno creduto in me, hanno sopportato i miei momenti di nervosismo, mi hanno sostenuto, e mi sono sempre stati vicini. Grazie davvero!

Un grazie va ai miei nonni Agostino e Norma per il loro costante interessamento, a mia nonna Dina e a mio nonno Alfredo, che da lassù sono certo mi abbia accompagnato ed aiutato in ogni scelta.

Un grazie va anche a Riccardo, che con i tresette e i giri in bici ha saputo sempre farmi divertire.

Voglio poi ringraziare i miei amici e compagni di università, Francesco, Antonio, Elia e Matteo, che fra una risata ed una partita a carte hanno alleggerito lunghe giornate di lezione.

Un grazie ai miei amici più importanti fuori dall'università, Mirco, Davide e Andrea; con la loro allegria e costante presenza hanno sempre saputo strapparmi un sorriso.

Vorrei infine ringraziare una persona speciale che mi ha accompagnato in questi ultimi anni. Grazie per la forza che mi hai trasmesso, per essermi stata accanto in momenti difficili, per il tuo amore e per la tua solarità. Senza di te questa salita sarebbe stata molto più lunga e ripida. Grazie di cuore Alessia!

In parte, questa tesi, è anche di tutti voi!

Mattia