



Funzionamento in configurazione alternata dell'azionamento dell'ETR500 Il convertitore 4Q

Dott. Ing. Salvatore Rizzo(*)

Sommario – L'articolo descrive il funzionamento del convertitore di ingresso dei moderni azionamenti di trazione di cui sono equipaggiate le locomotive ed in generale i treni alimentati in corrente alternata (25 kV 50 Hz, 15 kV 16,67 Hz). Questo convertitore consente sia il trasferimento di potenza dalla rete di alimentazione al treno per il funzionamento nello stato di trazione, sia il trasferimento di potenza dai motori di trazione alla rete per il funzionamento nello stato di frenatura elettrica rigenerativa.

Il convertitore è anche noto come 4Q (tensione e corrente di ingresso possono infatti essere entrambe sia positive che negative) ed opera in commutazione forzata; è possibile infatti controllare sia l'accensione che lo spegnimento dei componenti a semiconduttore (GTO nel caso dell'ETR500) consentendo così di avere idealmente la fondamentale della corrente di linea in fase con la tensione di linea.

L'utilizzo della modulazione PWM (di tipo asimmetrico ed unipolare sull'ETR500) ed il ricorso a tecniche di interallacciamento fra i convertitori 4Q a bordo treno (sull'ETR500 ne sono presenti 8), consente di avere un elevato fattore di potenza e consente quindi di ridurre, a parità di potenza attiva assorbita, le perdite energetiche sul sistema di alimentazione.

L'utilizzo di convertitori 4Q va quindi considerato nell'ottica di una politica di riduzione dei consumi energetici che negli ultimi anni in tutti i settori, ed anche nel settore ferroviario, ha avuto un notevole impulso.

Nel presente articolo dopo averne illustrato il principio di funzionamento, si descriveranno i dettagli di applicazione del 4Q sull'ETR500 con il supporto dei risultati di simulazioni (effettuate in ambiente Matlab) e dei rilievi effettuati a bordo treno.

1. Considerazioni generali

Dal punto di vista energetico, uno dei requisiti da rispettare per la progettazione dell'equipaggiamento elettrico di un treno è la riduzione, a parità di potenza attiva, della potenza apparente assorbita dalla rete⁽¹⁾.

Il rapporto fra potenza attiva e potenza apparente, che caratterizza l'assorbimento di energia del treno dalla rete, è definito come *fattore di potenza*.

Per ridurre le perdite e le cadute di tensione prodotte dal treno sulla rete di alimentazione, le norme internazionali (EN50388) richiedono che, in caso di potenze maggiori di 2MW, il fattore di potenza *f_{dp}* sia maggiore di 0,95.

Dal punto di vista analitico

$$f_{dp} = \frac{P_{attiva}}{P_{apparente}} \quad (1)$$

ed in regime permanente, considerando tensione e corrente aventi forme d'onda periodiche e tenendo in conto che il prodotto di una tensione per una corrente avente una frequenza multipla di quella della tensione ha sempre un valore medio nullo, si ha in generale

$$V(t) = \sum_{i=1}^n \sqrt{2} \cdot V_i \cdot \sin(i \cdot \omega \cdot t + \phi_i) \quad (2)$$

$$I(t) = \sum_{i=1}^n \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \sin(i \cdot \omega \cdot t + \theta_i) \quad (3)$$

$$P_{attiva} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t) \cdot I(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{2} \cdot V_i \cdot \sin(i \cdot \omega \cdot t + \phi_i) + \phi_i \right) \cdot \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \sin(i \cdot \omega \cdot t + \theta_i) \right) \cdot dt \quad (4)$$

$$P_{attiva} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T V(t) \cdot I(t) \cdot dt = \sum_{i=1}^n V_i \cdot I_i \cdot \cos(\phi_i - \theta_i) \quad (5)$$

$$P_{apparente} = V_{eff} \cdot I_{eff} \quad (6)$$

Considerando inoltre che la potenza di cortocircuito delle sottostazioni di trazione della rete monofase è molto maggiore rispetto alla potenza apparente assorbita dal treno, è approssimazione lecita considerare la tensione di catenaria sinusoidale e quindi priva di armoniche.

Per le caratteristiche del proprio equipaggiamento elettrico ed in particolare dei convertitori di potenza installati a bordo, il treno rappresenta invece un carico non lineare e la corrente assorbita è quindi caratterizzata da armoniche di corrente.

Ne deriva che essendo

$$V(t) = \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (7)$$

$$P_{attiva} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T \sqrt{2} \cdot V \cdot \sin(\omega \cdot t) \cdot \left(\sum_{i=1}^n \sqrt{2} \cdot I_i \cdot \sin(i \cdot \omega \cdot t + \theta_i) \right) \cdot dt = V \cdot I_1 \cdot \cos(\theta_1) \quad (8)$$

(*) TRENITALIA/DISQS.

(1) La potenza apparente *S* è definita come il prodotto dei valori efficaci della tensione e della corrente di linea, mentre la potenza attiva è definita come il valore medio in un periodo della potenza istantanea assorbita dalla linea.

la potenza attiva assorbita dal treno è dovuta esclusivamente alla componente fondamentale della corrente⁽²⁾.

La potenza apparente può invece essere espressa tramite la seguente equazione:

$$P_{apparente} = V \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^n I_i^2} = \sqrt{P_1^2 + Q_1^2 + D^2} \quad (9)$$

dove P_1 e Q_1 sono rispettivamente la potenza attiva e reattiva dovute alla fondamentale della corrente, mentre D rappresenta la potenza deformante associata alle armoniche di corrente.

Dalle equazioni precedenti è evidente che le armoniche della corrente assorbita dalla linea non comportano un aumento della potenza attiva, ma solo un incremento della potenza apparente e quindi rispetto al caso di corrente sinusoidale si ha una riduzione del fattore di potenza che in definitiva può essere espresso come:

$$fp = \frac{P_{attiva}}{P_{apparente}} = \frac{V \cdot I_1 \cdot \cos \theta_1}{V \cdot I_1 \cdot \sqrt{\sum_{i=1}^n I_i^2}} = \cos(\theta_1) \cdot \frac{I_1}{\sqrt{\sum_{i=1}^n I_i^2}} = \cos(\theta_1) \cdot FF \quad (10)$$

ove θ_1 è l'angolo di sfasamento fra la fondamentale della corrente e la tensione di linea⁽³⁾, mentre FF detto fattore di forma è un indice della riduzione del fattore di potenza dovuto alla presenza di armoniche di corrente.

Per ottimizzare il fattore di potenza è quindi necessario:

- ridurre lo sfasamento fra la fondamentale della corrente e la tensione di linea;
- massimizzare il fattore di forma.

Il primo obiettivo è ottenibile tramite convertitori a commutazione forzata in cui è possibile comandare sia l'accensione che lo spegnimento dei componenti a semiconduttore ed ottenere quindi, tramite un apposito controllo, una fondamentale della corrente teoricamente in fase con la tensione di linea.

Il secondo obiettivo è invece ottenibile utilizzando componenti a semiconduttore ad elevata frequenza di commutazione che consentono l'utilizzo di tecniche di modulazione a larghezza di impulso.

In tal caso l'aumento della frequenza delle armoniche di corrente rende agevole il filtraggio delle stesse tramite l'utilizzo di trasformatori con tensioni di cortocircuito V_{cc} elevate.

L'utilizzo di tecniche di controllo attive che realizzano l'interallacciamento dei controlli dei convertitori di ingresso

so a bordo treno consente inoltre di aumentare ulteriormente la frequenza delle prime armoniche di corrente.

I convertitori a commutazione naturale consentono invece di controllare solo l'angolo di accensione dei semiconduttori e quindi non consentono di regolare la fase fra corrente e tensione di linea.

In tal caso inoltre, non potendo attuarsi la compensazione di potenza reattiva tramite il controllo della fase della corrente, è necessario limitare la tensione di cortocircuito dei trasformatori di potenza in modo da non aumentare la potenza reattiva associata alla fondamentale di corrente.

Nel presente articolo ci focalizzeremo quindi sui convertitori a commutazione forzata (noti anche come convertitori 4Q) utilizzati nello stadio di ingresso degli azionamenti dei moderni mezzi di trazione operanti con alimentazione in corrente alternata.

In particolare se ne descriveranno il principio di funzionamento e l'applicazione sull'ETR500.

2. Principio di funzionamento

Uno schema semplificato di un azionamento di trazione di rotabili moderni funzionanti in corrente alternata è rappresentato nelle figg. 1 e 2, ove è evidenziato il convertitore 4Q e la realizzazione dei rispettivi interruttori statici.

Ogni interruttore statico è realizzato tramite un diodo ed un GTO in antiparallelo, il convertitore opera quindi nei quattro quadranti di tensione e corrente (la corrente e la tensione di ingresso del convertitore possono quindi essere entrambe positive e negative) e consente quindi sia il trasferimento di potenza dalla rete di alimentazione al treno per il funzionamento nello stato di trazione, sia il trasferimento di potenza dal treno alla rete di alimentazione per il funzionamento nello stato di frenatura elettrica rigenerativa⁽⁴⁾.

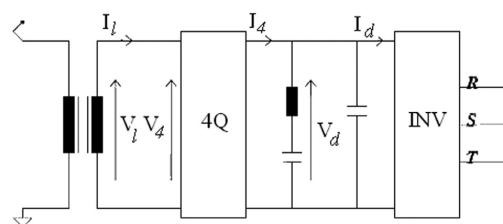


Fig. 1 - Schema semplificato di un modulo di trazione.

L'ingresso del convertitore 4Q è collegato al secondario del trasformatore di linea e fornisce in uscita la tensione continua per l'inverter di trazione.

⁽²⁾ La componente fondamentale è la componente avente frequenza pari a 50 Hz.

⁽³⁾ Il fattore di potenza, come noto, coincide con il coseno dell'angolo di sfasamento fra tensione e corrente solo in caso di regime sinusoidale. In presenza di armoniche non è definibile un angolo di sfasamento tra tensione e corrente.

⁽⁴⁾ Per frenatura elettrica rigenerativa si intende lo stato di funzionamento in cui il treno trasferisce potenza dai motori alla linea. Si distingue dallo stato di frenatura elettrica reostatica in quanto in quest'ultimo caso l'energia dei motori viene dissipata nei reostati di frenatura che sono circuitualmente in parallelo alla barra continua ("DC-link").

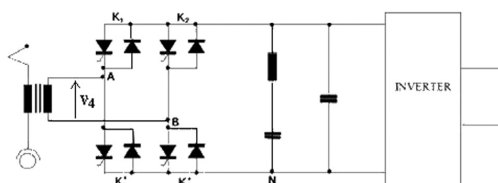


Fig. 2 - Realizzazione degli interruttori del 4Q.

Se visto con ingresso lato invertire di trazione, il convertitore 4Q può essere considerato come un invertire monofase in ponte che a partire da una tensione continua V_d sul circuito intermedio (denominato anche "DC-Link" o barra continua) genera una tensione sinusoidale V_4 .

Il convertitore può quindi essere pilotato dal controllo secondo i principi di regolazione propri di un invertire monofase controllato in corrente al fine di soddisfare i seguenti requisiti di progetto:

- 1) tensione stabilizzata sul circuito intermedio;
- 2) corrente quasi sinusoidale assorbita dalla linea;
- 3) $\cos(\theta)^{(5)}$ prossimo ad 1.

Nel circuito equivalente semplificato di fig. 3, ove le grandezze elettriche sono riportate al secondario del trasformatore, il convertitore 4Q può essere rappresentato come un generatore sincrono che lavora in parallelo alla rete generando una opportuna tensione sinusoidale V_4 , mentre il trasformatore di trazione può essere schematizzato con un circuito equivalente in cui compare l'impedenza serie riportata al secondario composta da una parte induttiva L ed una parte resistiva R .

Questa schematizzazione semplificata è giustificata dal fatto che, normalmente, un trasformatore costruito per impiego in un convertitore 4Q possiede una impedenza di corto circuito molto elevata (tipicamente 20 - 25%)⁽⁶⁾ ed è quindi possibile trascurarne l'impedenza di magnetizzazione.

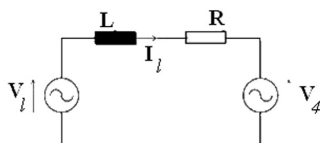


Fig. 3 - Convertitore 4Q come generatore di tensione sincrono con la tensione di linea.

2.1. Generazione dei riferimenti per la tensione V_4

Trascurando la resistenza equivalente del trasformatore R e riferendoci alle componenti fondamentali delle

grandezze elettriche, la relazione fra la tensione di linea V_l (riportata al secondario del trasformatore), la tensione V_4 generata dall'invertire e la corrente di linea I_l (anche essa riportata al secondario del trasformatore) è fornita dalla seguente equazione (fig. 4 per la relativa rappresentazione fasoriale):

$$\vec{V}_l = \vec{V}_4 + j \cdot \omega \cdot L \cdot \vec{I}_l \quad (11)$$

e quindi affinché la fondamentale della corrente e la fondamentale della tensione di linea siano in fase è necessario sfasare V_4 rispetto a V_l di un angolo pari a

$$\varphi = \arctan\left(\frac{L \cdot \omega \cdot I_l}{V_l}\right) \quad (12)$$

e realizzare una tensione V_4 che abbia un modulo pari a

$$V_4 = \sqrt{V_l^2 + (L \cdot \omega \cdot I_l)^2} \quad (13)$$

mentre la corrente I_l è funzione del punto di funzionamento del treno e può essere determinata dal valore medio della corrente assorbita dai convertitori a valle del convertitore 4Q⁽⁷⁾:

$$I_l = V_d \cdot \frac{I_d}{V_l} \quad (14)$$

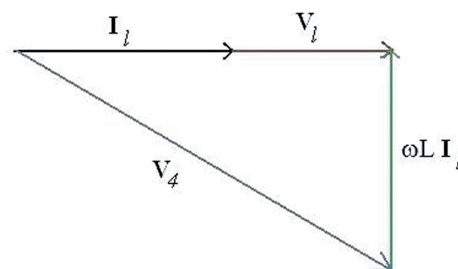


Fig. 4 - Rappresentazione fasoriale delle grandezze elettriche.

Dallo schema di fig.5 è evidente come sia necessario per il controllo del convertitore 4Q un sistema capace di riconoscere fase, frequenza e modulo della tensione di linea.

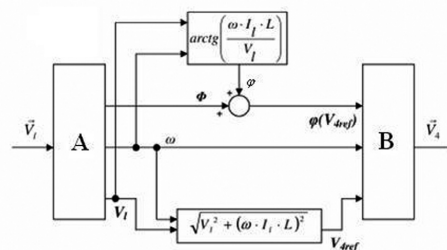


Fig. 5 - Schema di principio del controllo di un convertitore 4Q.

⁽⁵⁾ θ è lo sfasamento fra fondamentale della corrente e fondamentale della tensione di linea.

⁽⁶⁾ Nel caso dell'ETR500 la V_{cc} del trasformatore è del 25%.

⁽⁷⁾ Nel caso dell'ETR500 oltre all'invertire di trazione il 4Q alimenta anche un chopper per l'alimentazione dei servizi ausiliari di treno.

2.2. Modulazione PWM

Come riportato in precedenza, al fine di ottenere una tensione V_4 atta a garantire il soddisfacimento dei requisiti di progetto, il convertitore 4Q viene controllato come un inverter monofase in ponte ed il pilotaggio dei semiconduttori è attuato mediante la tecnica di modulazione a larghezza di impulso (PWM)⁽⁸⁾ in modo da spingere in alto la frequenza delle prime armoniche di corrente che possono quindi essere più facilmente filtrate, contribuendo così ad aumentare il fattore di potenza fdp .

In base al principio di tale tecnica, per ottenere una tensione di uscita $V(t)$ che approssimi l'andamento della tensione sinusoidale desiderata $U_{\text{mod}}(t)$, si divide il periodo T della tensione $U_{\text{mod}}(t)$ in intervalli di uguale durata T_s e si regola l'apertura e la chiusura degli interruttori statici in modo che in ogni intervallo il valore medio della $V(t)$ sia uguale al valore medio di $U_{\text{mod}}(t)$.

In particolare la $U_{\text{mod}}(t)$ si approssima tanto meglio quanto più piccolo è T_s rispetto al periodo della sinusoide che si vuole ottenere (il cui valore nell'intervallo T_s può così essere considerato costante).

Gli istanti di accensione e spegnimento dei semiconduttori possono essere determinati in base all'intersezione fra una forma d'onda sinusoidale detta *modulante* ed una forma d'onda triangolare detta *portante*.

La durata degli impulsi di accensione sarà proporzionale al valore medio della tensione che si vuole approssimare nell'intervallo di tempo T_s .

È evidente che per utilizzare tale tecnica di modulazione è necessario utilizzare semiconduttori che abbiano una frequenza di commutazione molto più alta della frequenza di uscita V_4 ⁽⁹⁾.

I parametri caratteristici della modulazione PWM sono:

- indice di modulazione in ampiezza

$$r = \frac{U_{\text{mod}}}{U_p} \quad (15)$$

- indice di modulazione in frequenza

$$p = \frac{1}{f_{\text{mod}} \cdot T_s} = \frac{f_p}{f_{\text{mod}}} \quad (16)$$

ove U_{mod} è il valore massimo della modulante sinusoidale, U_p è il valore massimo della portante triangolare e f_{mod} e f_p sono rispettivamente la frequenza della modulante e della portante.

Al fine di ottenere la tensione V_4 desiderata, di ampiezza $V_{4\text{max}}$ e sfasata di φ rispetto alla tensione di linea, si

può definire una modulante sinusoidale avente lo stesso periodo della tensione di linea con

- valore massimo
- $$U_{\text{mod}} = r \cdot U_p = \left(\frac{V_{4\text{max}} \cdot U_p}{V_d} \right) \quad (17)$$

- sfasamento rispetto alla tensione di linea pari a φ ; (18)

ed una portante avente valore massimo U_p e le cui caratteristiche saranno specificate in seguito.

Qualsiasi sia la tecnica di modulazione usata (nel seguito ne saranno illustrate alcune) gli interruttori $K1$ e $K1'$ ($K2$ e $K2'$) di fig. 2 sono movimentati in modo complementare. Si otterrà quindi una tensione V_4 la cui fondamentale ha valore massimo pari a $r \cdot V_d$ che sarà sempre minore di V_d ; il raddrizzatore così pilotato funzionerà quindi da elevatore di tensione e non da abbassatore di tensione.

Utilizzando anche la relazione precedente si avrà che

$$V_d = \left(\frac{V_l \cdot \sqrt{2}}{r} \right) \cdot \sqrt{1 + (L \frac{\omega \cdot I_l}{V_l})^2} \quad (19)$$

Caratteristica propria della tecnica di modulazione PWM è che nello spettro di frequenza le armoniche della tensione V_4 possono essere classificate in famiglie ed all'interno di ogni famiglia lo spettro armonico è simmetrico rispetto alla frequenza centrale.

In generale si avrà:

- famiglia 1 : frequenza centrale $p \cdot f_{\text{mod}}$; (20)

- famiglia 2 : frequenza centrale $2 \cdot p \cdot f_{\text{mod}}$; (21)

- famiglia k : frequenza centrale $k \cdot p \cdot f_{\text{mod}}$; (22)

ove p è l'indice di modulazione.

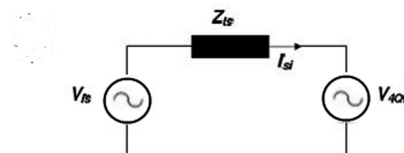


Fig. 6 - Circuito equivalente semplificato per la componente fondamentale.

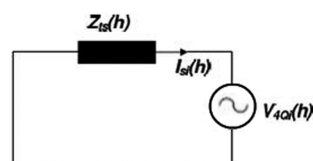


Fig. 7 - Circuito equivalente semplificato per le armoniche successive.

Le armoniche di corrente sui secondari del trasformatore sono facilmente ottenibili considerando il circuito equivalente alle varie frequenze (figg. 6 e 7):

$$I_{si}(h) = \frac{V_{4o}(h)}{Z_{ls}(h)} \quad (23)$$

per cui le armoniche di corrente in ingresso al convertito-

⁽⁸⁾ Pulse-width modulation.

⁽⁹⁾ Per gli inverter ad onda quadra la frequenza di commutazione dei semiconduttori è pari alla frequenza della tensione di uscita dell'inverter, per gli inverter modulati PWM la frequenza di commutazione dei semiconduttori è maggiore della frequenza della tensione di uscita dell'inverter.

re saranno dovute alle corrispondenti armoniche della tensione V_4 generata dal 4Q.

L'ampiezza delle componenti armoniche della corrente di catenaria è indipendente, in prima approssimazione, dall'ampiezza della fondamentale (soprattutto per quanto concerne i primi ordini di armoniche) e quindi, in definitiva, dalla potenza sviluppata dal treno.

2.2.1. Modulazione bipolare

Nel caso di modulazione bipolare, gli interruttori dei 2 rami vengono comandati in modo dipendente.

In particolare gli interruttori $K_1 - K_2$, e gli interruttori $K_1' - K_2'$ vengono comandati a coppie (fig. 8) e la tensione $V_4 = V_{ab}$ può assumere i seguenti valori:

$$\bullet V_4 = V_d \text{ se } K_1 \text{ e } K_2' \text{ sono in stato ON;} \quad (24)$$

$$\bullet V_4 = -V_d \text{ se } K_2 \text{ e } K_1' \text{ sono in stato di ON.} \quad (25)$$

Tale tecnica di modulazione è detta bipolare in quanto la tensione di uscita oscilla fra $+V_d$ e $-V_d$ sia nel periodo in cui la modulante è positiva sia nel periodo in cui la modulante è negativa.

Gli istanti di accensione sono determinati dall'intersezione della portante di tipo triangolare U_p di frequenza f_p e della modulante sinusoidale U_{mod} .

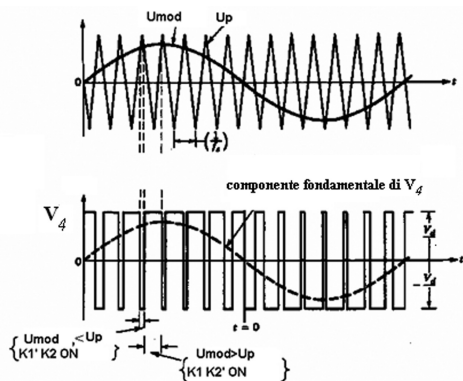


Fig. 8 - Modulazione bipolare.

$$\text{Se } U_p > U_{mod} \text{ } K_1' \text{ e } K_2 \text{ vengono pilotati nello stato ON e si ha } V_4 = -V_d. \quad (26)$$

$$\text{Se } U_p < U_{mod} \text{ } K_1 \text{ e } K_2' \text{ vengono pilotati nello stato ON e si ha } V_4 = V_d. \quad (27)$$

Lo sviluppo in serie di Fourier della tensione di uscita V_4 mostra che, in caso di p intero e dispari, sono presenti solo componenti armoniche dispari classificabili nelle seguenti famiglie:

$$\bullet \text{ famiglia 1: armoniche alla frequenza } f_p, f_p \pm 2 \cdot K \cdot f_{mod} \quad (28)$$

$$\bullet \text{ famiglia 2: armoniche alla frequenza } 2 \cdot f_p \pm (2 \cdot K + 1) \cdot f_{mod} \quad (29)$$

e così via.

2.2.2. Modulazione unipolare

Nel caso di modulazione unipolare, considerando la fig. 9, gli interruttori di ogni ramo del convertitore sono comandati in modo indipendente.

Si hanno quindi i seguenti possibili stati di funzionamento:

$$\bullet V_4 = V_d \text{ se } K_1 \text{ e } K_2 \text{ sono in stato di ON;} \quad (30)$$

$$\bullet V_4 = 0 \text{ se } K_1' \text{ e } K_2' \text{ sono in stato di ON;} \quad (31)$$

$$\bullet V_4 = -V_d \text{ se } K_1' \text{ e } K_2 \text{ sono in stato di ON;} \quad (32)$$

$$\bullet V_4 = 0 \text{ se } K_1 \text{ e } K_2 \text{ sono in stato di ON.} \quad (33)$$

La tensione di uscita può assumere quindi i valori V_d , 0 e $-V_d$.

La modulazione viene detta unipolare in quanto la tensione di uscita V_4 varia fra V_d e 0 (nel periodo in cui la modulante U è positiva) e fra $-V_d$ e 0 (nel periodo in cui la modulante è negativa).

Gli istanti di accensione e di spegnimento degli interruttori dei 2 rami sono determinati dalla intersezione della portante triangolare U_p con 2 modulanti di tipo sinusoidale uguali in modulo, ma in opposizione di fase (fig. 9).

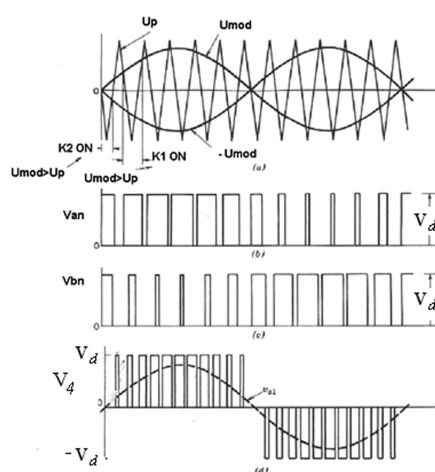


Fig. 9 - Modulazione unipolare.

$$\text{Se } U_p < U_{mod} \text{ si ha } V_{an} = V_d \text{ e } K_1 \text{ è pilotato nello stato ON;} \quad (34)$$

$$\text{Se } U_p > U_{mod} \text{ si ha } V_{an} = 0 \text{ e } K_1 \text{ è pilotato nello stato OFF;} \quad (35)$$

$$\text{Se } U_p < -U_{mod} \text{ si ha } V_{bn} = V_d \text{ e } K_2 \text{ è pilotato nello stato ON;} \quad (36)$$

Se $U_p > -U_{mod}$ si ha $V_{bn} = 0$ e K2 è pilotato nello stato OFF;

(37)

ed in sintesi lo stato del convertitore è tale che

$$V_4 = V_d \text{ se } (U_{mod} > -U_{mod}) \text{ e } (-U_{mod}) < U_p < (U_{mod}); \quad (38)$$

$$V_4 = -V_d \text{ se } (U_{mod} < (-U_{mod})) \text{ e } (U_{mod}) < U_p < (-U_{mod}); \quad (39)$$

$$V_4 = 0 \text{ negli altri casi.} \quad (40)$$

La frequenza di commutazione dei semiconduttori di ogni ramo è f_p come nel caso della modulazione bipolare, ma la tensione di uscita V_4 presenta, a pari valore di U_p , U_{mod} , f_p , f_{mod} un numero di impulsi doppio e quindi un minor contenuto armonico (fig.10).

Lo sviluppo in serie di Fourier della tensione di uscita V_4 mostra anche in questo caso la presenza di famiglie di armoniche, ma utilizzando la modulazione unipolare la famiglia 1 si trova centrata intorno alla frequenza $2 \cdot f_p$, la seconda famiglia intorno alla $4 \cdot f_p$ e così via.

Anche in questo caso si ha solo la presenza di armoniche dispari. Nel dettaglio, indicando con f_{mod} la frequenza della modulante e con f_p la frequenza della portante,

$$\begin{aligned} &\bullet \text{ famiglia 1: armoniche alla frequenza} \\ &\quad 2 \cdot f_p \pm K \cdot f_{mod}; \end{aligned} \quad (41)$$

$$\begin{aligned} &\bullet \text{ famiglia 2: armoniche alla frequenza} \\ &\quad 4 \cdot f_p \pm K \cdot f_{mod}; \end{aligned} \quad (42)$$

Con la modulazione unipolare si realizza quindi una frequenza virtuale di commutazione doppia rispetto a quella dei semiconduttori.

Ulteriore vantaggio della modulazione unipolare è che la sequenza di commutazione è tale che la transizione da uno stato all'altro è realizzata tramite commutazione di un solo semiconduttore, contribuendo così a ridurre le perdite di commutazione.

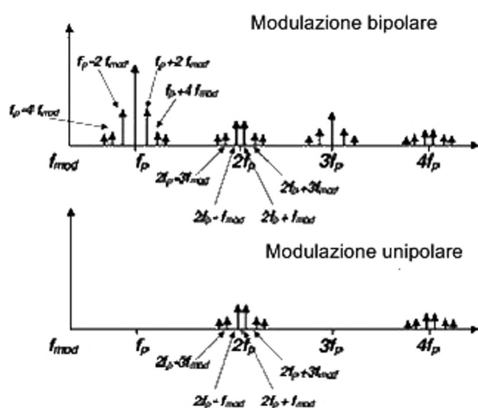


Fig. 10 - Contenuto armonico in base al tipo di modulazione.

2.2.3. Considerazioni sullo sfasamento fra portante e modulante

Nel caso considerato precedentemente la portante e la modulante non sono fra di loro sfasate.

In tal caso se l'indice di modulazione in frequenza p è dispari si ha, oltre ad una antisimmetria rispetto a $\frac{T}{2}$, anche una simmetria rispetto a $\frac{T}{4}$.

Nello spettro della tensione di uscita V_4 saranno presenti quindi solo armoniche dispari con componenti in seno ed in particolare lo sviluppo in serie sarà della forma

$$V_4 = \sum_{n=1}^{\infty} V_{4n} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t + f_n) \text{ con } f_n = 0, \pi; \quad (43)$$

Nel caso in cui si abbia uno sfasamento γ fra la portante e la modulante, avremo sempre l'antisimmetria della V_4 rispetto a $\frac{T}{2}$, ma non avremo più la simmetria rispetto a $\frac{T}{4}$, per cui lo sviluppo armonico sarà del tipo $V_4 = \sum_{n=1}^{\infty} V_{4n} \cdot \sqrt{2} \cdot \sin(n \cdot \omega \cdot t + f_n)$ con $f_n \neq 0, \pi$;

Per p sufficientemente elevato, la fondamentale della tensione V_4 è in fase con la modulante U_{mod} , mentre le armoniche centrate sulla frequenza $m \cdot p \cdot f_{mod}$ (con m pari) hanno $f_n = -m \cdot p \cdot \gamma$.

2.2.4. Modulazione simmetrica e asimmetrica

L'implementazione digitale della tecnica PWM descritta comporta la discretizzazione dell'onda modulante.

La sinusoide di riferimento (modulante) sarà quindi rappresentata tramite dei valori discreti e si può scegliere se rappresentarla all'interno del periodo della portante tramite un solo campione o tramite due campioni.

Nel caso in cui il campionamento venga effettuato con una frequenza pari alla frequenza della portante la modulazione è detta simmetrica e in tal caso la modulante viene campionata ad intervalli di tempo pari a T_s .

Nel caso in cui il campionamento venga effettuato con una frequenza doppia rispetto alla frequenza della portante la modulazione è detta asimmetrica (fig.11), in tal caso la modulante viene campionata ogni $\frac{T_s}{2}$ e gli impulsi di accensione non sono simmetrici rispetto a $\frac{T_s}{2}$.

In caso di modulazione asimmetrica si dimostra che i tempi di accensione e spegnimento per i semiconduttori sono i seguenti (fig.12):

$$\begin{aligned} &\text{Interruttore K1:} \\ &\bullet \text{ ON al tempo } t_1 = \frac{T_s}{4} \cdot \left(1 - \frac{U_{mod}(a)}{U_p}\right); \end{aligned} \quad (44)$$

⁽¹⁰⁾ Evidentemente si riesce in tal caso ad approssimare meglio la sinusoide di riferimento.

⁽¹¹⁾ Si consideri che il rapporto $\frac{U_{mod}}{U_p} = \frac{V_4}{V_d} = \delta$; è il duty cycle che caratterizza la modulazione.

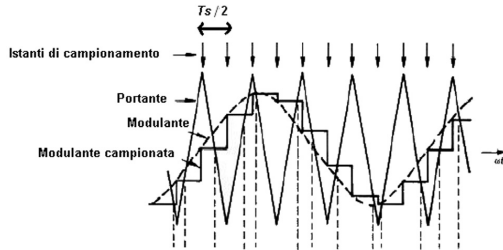


Fig. 11 - Modulazione asimmetrica.

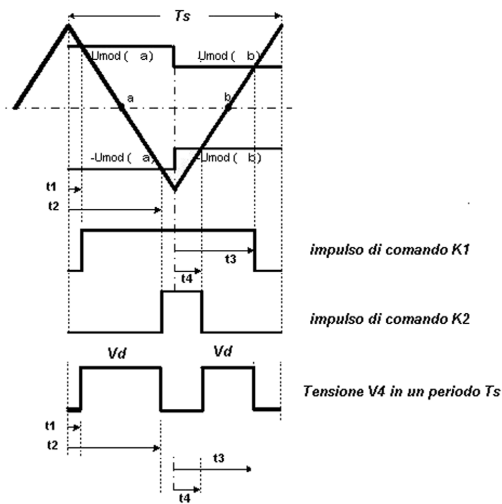


Fig. 12 - Impulsi di comando dei rami del convertitore in caso di modulazione asimmetrica.

- OFF al tempo $t_3 = \frac{T_s}{4} \cdot (1 + \frac{U_{mod}(b)}{U_p})$; (45)

Interruttore K2 :

- ON al tempo $t_2 = \frac{T_s}{4} \cdot (1 + \frac{U_{mod}(a)}{U_p})$; (46)

- OFF al tempo $t_4 = \frac{T_s}{4} \cdot (1 - \frac{U_{mod}(b)}{U_p})$; (47)

ove T_s è il periodo di commutazione, $U_{mod}(a)$ è il valore della modulante campionato nel primo $\frac{T_s}{2}$, $U_{mod}(b)$ è il valore della modulante campionato nel secondo $\frac{T_s}{2}$.

La tensione di uscita V_d nel periodo T_s è caratterizzata da 2 impulsi di larghezza differente

- 1° impulso di larghezza $\frac{T_s}{2} \cdot (\frac{U_{mod}(a)}{U_p})$, simmetrico rispetto a $\frac{T_s}{4}$; (48)

- 2° impulso di larghezza $\frac{T_s}{2} \cdot (\frac{U_{mod}(b)}{U_p})$, simmetrico rispetto a $(\frac{T_s}{4} + \frac{T_s}{2})$. (49)

Nel caso di modulazione simmetrica $U_{mod}(a) = U_{mod}(b) = U_{mod}$, gli impulsi di accensione dei semiconduttori sono simmetrici rispetto a $\frac{T_s}{2}$ e di larghezza $\frac{T_s}{2} \cdot \frac{U_{mod}}{U_p} = \frac{T_s}{2} \cdot \frac{V_d}{V_d}$ (figg. 13 e 14).

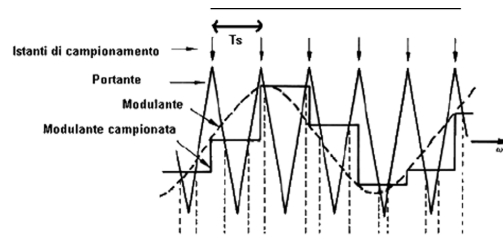


Fig. 13 - Modulazione simmetrica.

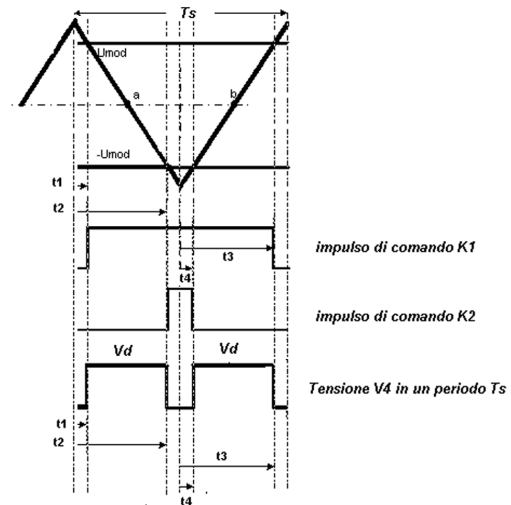


Fig. 14 - Impulso di comando dei rami del convertitore in caso di modulazione simmetrica.

2.2.5. Considerazioni sull'interallacciamento dei convertitori

Come detto precedentemente è possibile spingere ulteriormente in alto la frequenza della prima armonica della corrente di linea interallacciando fra di loro i convertitori 4Q.

Nel caso di due convertitori 4Q disposti come in fig. 15, questo si ottiene sfasando la portante del secondo convertitore di $\frac{T_s}{4}$.

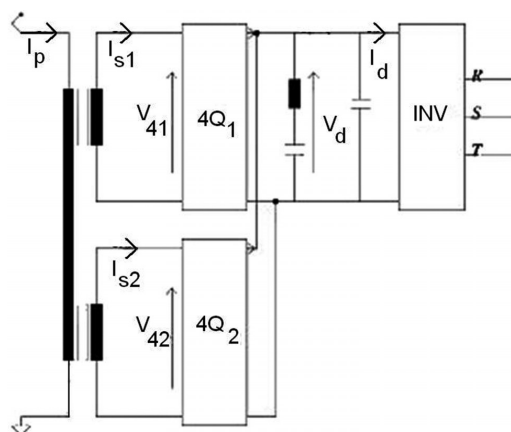


Fig. 15 - Convertitori 4Q appartenenti ad uno stesso convertitore di trazione.

Le armoniche della corrente secondaria dei due convertitori 4Q appartenenti alla prima famiglia ($2 \cdot f_p \pm K \cdot f_{mod}$) sono in questo caso in opposizione di fase e la loro somma vettoriale è quindi nulla al primario.

In particolare la fase per la prima famiglia di armoniche generata dal convertitore $4Q_1$ è pari a 0, mentre la fase di quelle relative al convertitore $4Q_2$ è $\pi^{(12)}$, mentre le fondamentali delle correnti sono fra di loro in fase.

Indicata con $I_{si}(h_{if})$ una generica armonica di corrente secondaria appartenente alla prima famiglia e relativa al convertitore i e con $I_p(h_{if})$ la corrispondente armonica di corrente al primario, si ha infatti

$$I_{s1}(h_{if}) = -\frac{V_{41}(h_{if})}{Z_B(h_{if})} \quad (50)$$

$$I_{s2}(h_{if}) = -\frac{V_{42}(h_{if})}{Z_B(h_{if})} \quad (51)$$

$$I_p(h_{if}) = \frac{n_2}{n_1} \cdot (I_{s2}(h_{if}) + I_{s1}(h_{if})) = -\frac{n_2}{n_1} \cdot \left(\frac{V_{41}(h_{if})}{Z_B(h_{if})} + \frac{V_{42}(h_{if})}{Z_B(h_{if})} \right) = 0 \quad (52)$$

Da queste equazioni si evidenzia quindi come l'opposizione di fase delle armoniche della prima famiglia generate dai due convertitori ne determini la cancellazione al primario.

Allo stesso modo la concordanza di fase⁽¹³⁾ delle armoniche di corrente appartenenti alla seconda famiglia gene-

rate dai due convertitori fa sì che al primario si veda la somma delle due.

Essendo di frequenza molto più elevata, queste armoniche sono più facilmente eliminabili con l'utilizzo di trasformatori con elevata tensione di cortocircuito V_{cc} .

Nel caso di quattro convertitori interallacciati, le armoniche presenti in linea saranno quelle della 4° famiglia e dei suoi multipli, mentre tutte le altre famiglie saranno cancellate perché a risultante nulla.

In generale nel caso di modulazione unipolare e N convertitori 4Q interallacciati, indicando con f_{mod} la frequenza della modulante e con f_p la frequenza della portante, le armoniche più significative presenti nello spettro della corrente al primario del trasformatore sono quelle a frequenza $2 \cdot N \cdot f_p \pm K \cdot f_{mod}$ ed a frequenza $4 \cdot N \cdot f_p \pm K \cdot f_{mod}$.

Con la modulazione unipolare e la tecnica dell'interallacciamento si realizza quindi una frequenza virtuale di commutazione pari a $2 \cdot N$ volte quella di commutazione dei semiconduttori.

3. Applicazione del convertitore 4Q su ETR500

Il convertitore 4Q trova applicazione sui moderni mezzi di trazione funzionanti in corrente alternata, ad esempio E402B, E403, ETR470, ETR500, ETR600.

Ci focalizzeremo di seguito sull'applicazione del convertitore sulle locomotive E404 dell'ETR500, di cui in fig. 16 si riporta lo schema elettrico dei circuiti di alta tensione, mentre in fig. 17 si riporta lo schema elettrico dell'alimentazione di trazione.

Per maggiori dettagli circa il funzionamento dell'equipaggiamento elettrico di locomotiva si rimanda a [1].

Ogni locomotiva dell'ETR500 ha due convertitori di trazione indipendenti ed ogni convertitore di trazione, nella configurazione a 25 kV 50 Hz, ha il proprio stadio di ingresso realizzato tramite due convertitori 4Q in parallelo che raddrizzano la tensione disponibile ai secondari del trasformatore principale fornendo in uscita, sul circuito intermedio, una tensione continua (2400 V) per il funzionamento dell'inverter di trazione.

I due 4Q appartenenti allo stesso convertitore di trazione sono fra di loro interallacciati ed in generale sono interallacciati tutti i 4Q dei convertitori disponibili delle due locomotive, in modo che le prime armoniche di corrente significative in linea siano centrate intorno a 4000 Hz (prima famiglia) e 8000 Hz (seconda famiglia).

3.1. Architettura e implementazione del controllo del 4Q

Lo schema a blocchi relativo al controllo di due 4Q appartenenti ad uno stesso convertitore di trazione è riportato in fig. 18.

⁽¹²⁾ In base a quanto riportato al paragrafo 2.2.3 la fase delle armoniche della prima famiglia generate dal convertitore $4Q_2$ è $f_n = -m \cdot p \cdot \gamma$, da cui $f_n = -2 \cdot p \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{4} = -p \cdot \pi = \pi$ se p è dispari.

⁽¹³⁾ In questo caso la fase delle armoniche della seconda famiglia generate dal convertitore $4Q_2$ è $f_n = -m \cdot p \cdot \gamma$, da cui $f_n = -4 \cdot p \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{4} = -2 \cdot p \cdot \pi = 0$.

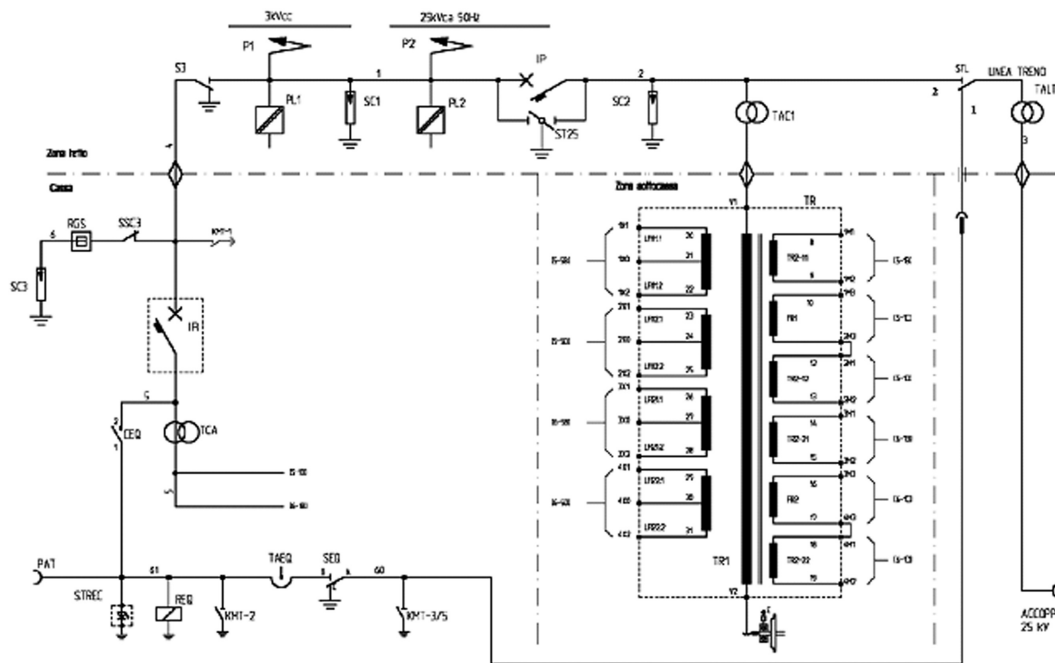


Fig. 16 - Schema elettrico dei circuiti di alta tensione della locomotiva dell'ETR500.

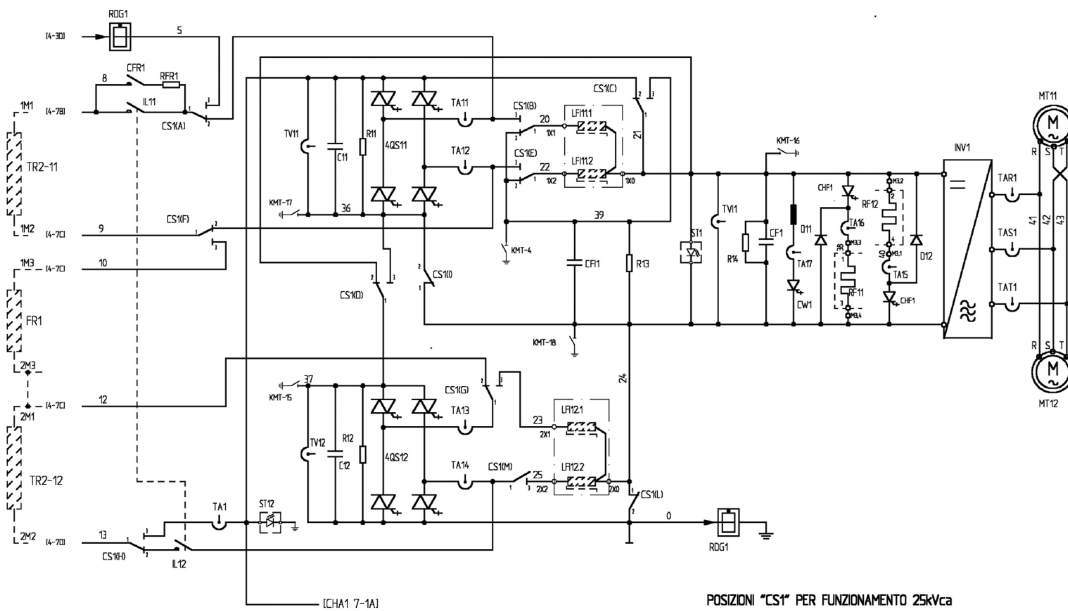


Fig. 17 - Schema elettrico dell'azionamento di trazione.

Si identificano i seguenti moduli fondamentali:

1. Un regolatore della tensione di circuito intermedio;
2. Un regolatore di corrente per ogni corrente assorbita dai 2 secondari del trasformatore;
3. Due modulatori PWM, uno per ogni convertitore 4Q, che generano gli impulsi di commutazione dei GTO;
4. Un blocco denominato DFT che, applicando la trasformata discreta di Fourier, filtra la componente fondamentale della tensione di linea e delle correnti secondarie e ne fornisce una rappresentazione in un riferimento rotante d - q sincrono con la tensione di linea⁽¹⁴⁾;
5. Un blocco denominato PLL (Phase Locked Loop) che realizza l'aggancio di fase con la tensione di linea, rileva la frequenza di funzionamento e genera i sincronismi per il funzionamento del controllo e l'interallacciamento dei convertitori.

I blocchi sono eseguiti da un Digital Signal Processor (DSP) con i seguenti tempi di ciclo dipendenti dalla frequenza di commutazione f_s dei semiconduttori (frequenza che è pari a 250 Hz nel caso dell'ETR500):

- Regolatore di tensione: $\frac{1}{4 \cdot f_s} = 1 \text{ ms}$; (53)

- Regolatore di corrente: $\frac{1}{2 \cdot f_s} = 2 \text{ ms}$; (54)

- Modulatore PWM : $\frac{1}{2 \cdot f_s} = 2 \text{ ms}$; (55)

- DFT e PLL : $\frac{1}{4 \cdot f_s} = 1 \text{ ms}$. (56)

Il significato delle principali grandezze utilizzate dal controllo è specificato di seguito:

- I_d : corrente di ingresso all'inverter;
- I_{s1} : corrente al secondario 1 del trasformatore;
- I_{s2} : corrente al secondario 2 del trasformatore;
- V_L : tensione di linea riportata al secondario del trasformatore;
- R_t : resistenza equivalente del trasformatore riportata al secondario;
- L_t : induttanza equivalente del trasformatore riportata al secondario;
- X_t : reattanza equivalente del trasformatore riportata al secondario e calcolata alla frequenza nominale (50 Hz);
- V_d : tensione della barra intermedia a corrente continua ("DC Link");

⁽¹⁴⁾ Nel riferimento rotante d - q, la componente lungo l'asse d di una generica grandezza elettrica è detta diretta, mentre quella lungo l'asse q è detta in quadratura.

- $V_{d \text{ ref}}$: valore di riferimento per la tensione del "DC Link";
- V_{d1}, V_{d2} : componenti della tensione V_d nel riferimento rotante d - q;
- V_{Ld}, V_{Lq} : componenti della tensione V_L nel riferimento rotante d - q⁽¹⁵⁾;
- I_{s1d}, I_{s1q} : componenti della corrente I_{s1} nel riferimento rotante d - q;
- I_{s2d}, I_{s2q} : componenti della corrente I_{s2} nel riferimento rotante d - q;
- $I_{s1d \text{ ref}}, I_{s1q \text{ ref}}$: valore di riferimento per le componenti della I_{s1} nel riferimento rotante d - q;
- $I_{s2d \text{ ref}}, I_{s2q \text{ ref}}$: valore di riferimento per le componenti della I_{s2} nel riferimento rotante d - q.

L'esecuzione dei task relativi al regolatore di corrente e

modulatore PWM del 4Q₂ è sfasata di $\frac{T_s}{4} = 1 \text{ ms}$ rispetto a quella dei corrispondenti relativi al 4Q₁ in modo da realizzare l'interallacciamento.

3.2. Moduli fondamentali del sistema di controllo

3.2.1. Regolatore della tensione di circuito intermedio

Scopo di questo regolatore è quello di mantenere costante la tensione del "DC Link" al variare del carico e, in seconda istanza, della tensione di linea.

Viene quindi controllato lo scostamento della tensione misurata sul circuito intermedio (V_d) da quella imposta come riferimento ($V_{d \text{ ref}}$), la tensione V_d viene tuttavia preliminarmente filtrata mediante un filtro passa basso per eliminare le oscillazioni dovute alle commutazioni del convertitore.

Il regolatore di tensione fornisce in uscita i valori di riferimento, nel riferimento rotante d - q, per la corrente secondaria del trasformatore.

La componente in quadratura I_{sq} della corrente che il convertitore deve complessivamente assorbire dal secondario è posta a zero per garantire che la corrente sia in fase con la tensione di linea ed ottimizzare il fattore di potenza $\cos \phi$.

Il riferimento per la componente diretta I_{sd} è invece la somma di due contributi.

Il primo contributo tiene conto del valore che I_{sd} assume quando a regime la V_d coincide con la $V_{d \text{ ref}}$ ed è pari a $\frac{2 \cdot V_{d \text{ ref}} \cdot I_{d \text{ ref}}}{V_L}$.

Il secondo contributo deriva dall'azione di un regolatore standard di tipo Proporzionale Integrato (PI) e corri-

⁽¹⁵⁾ La componente in quadratura della tensione di linea è regolata dal controllo a zero come si vede dallo schema in fig. 18.

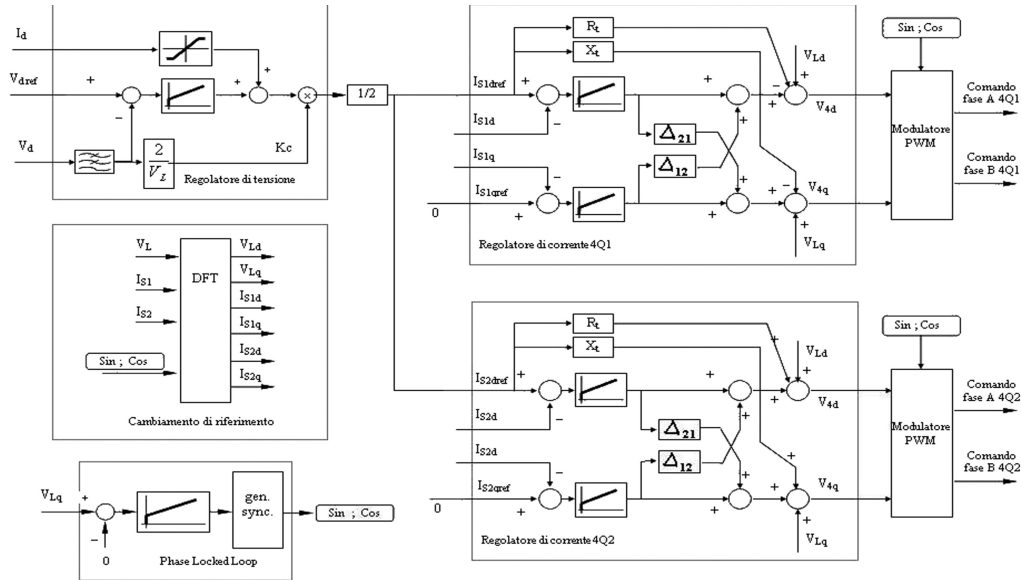


Fig. 18 - Schema a blocchi controllo 4Q di un convertitore di trazione.

sponde alla quota di corrente che il secondario del trasformatore deve assorbire per compensare lo scarto fra il riferimento della tensione del circuito intermedio ed il valore misurato.

3.2.2. Regolatore della corrente del secondario del trasformatore

Per ciascun secondario del trasformatore è presente un regolatore della corrente assorbita che ha l'obiettivo di garantire che il carico venga equamente distribuito.

Nel dominio di Laplace, rappresentando le grandezze elettriche nel riferimento rotante (assi d e q) con una velocità angolare ω pari alla pulsazione della tensione di linea, le equazioni che governano il circuito sono le seguenti:

$$\bar{V}_l - \bar{V}_4 = R_l \bar{I}_s + jX_l \bar{I}_s + L_l s \bar{I}_s \quad (57)$$

dove si è posto $X_l = \omega L_l$.

Il controllo deve regolare la componente diretta ed in quadratura della corrente ai secondari in modo che $I_{sq} = 0$ e $I_{sd} = I_{sdref}$ ove I_{sdref} è dipendente dal punto di funzionamento ed è calcolato dall'anello di regolazione più esterno relativo alla tensione del circuito intermedio.

Posto

$$\bar{V}_l = \bar{V}_{ld} + j \bar{V}_{lq} \quad (58)$$

$$\bar{V}_4 = \bar{V}_{4q} + j \bar{V}_{4d} \quad (59)$$

$$\bar{I}_s = \bar{I}_{sd} + j \bar{I}_{sq} \quad (60)$$

si hanno le seguenti equazioni:

$$V_{ld} - V_{4d} = R_l I_{sd} - X_l I_{sq} + s L_l I_{sd} \quad (61)$$

$$V_{lq} - V_{4q} = R_l I_{sq} + X_l I_{sd} + s L_l I_{sq} \quad (62)$$

Per regolare⁽¹⁷⁾ le componenti della corrente secondaria (I_s), essendo ovviamente la tensione di linea imposta dall'esterno, si deve agire sulla tensione V_4 generata lato alternata dal convertitore 4Q.

Tenendo in conto che sia la I_{sd} che la I_{sq} dipendono da entrambe le componenti della tensione V_4 , è necessario ricorrere ad una rete di disaccoppiamento per regolare que-

(16) Nella equazione (57) il secondo ed il terzo termine al secondo membro rappresentano la trasformata di Laplace, nel riferimento rotante d-q, della derivata nel tempo della grandezza $L_l \cdot i_s(t)$. In particolare con il terzo termine si tiene conto del fatto che il fasore tramite cui si rappresenta la corrente $i_s(t)$ in regime transitorio si muove con una velocità angolare diversa da quella del riferimento rotante. In regime sinusoidale permanente si ha invece $s = 0$ (si veda anche la nota successiva) in quanto il fasore è sincrono con il riferimento rotante.

(17) Rappresentando le grandezze elettriche in un riferimento rotante sincrono con la tensione di linea, in condizioni di regime sinusoidale permanente con frequenza pari a quella caratteristica della linea, correnti e tensioni sono grandezze costanti. In tal modo si semplifica il controllo.

ste grandezze in maniera indipendente.

chi), sia una matrice diagonale.

3.2.2.1. Sintesi della rete di disaccoppiamento

Si riporta di seguito una possibile tecnica per la sintesi dei parametri della rete di disaccoppiamento.

La relazione fra la tensione V_d e la corrente secondaria I_s può essere rappresentata tramite le seguenti equazioni:

$$\begin{pmatrix} V_{4d} \\ V_{4q} \end{pmatrix} = [F(s)] \begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{pmatrix} \quad (63)$$

$$\begin{pmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{pmatrix} = [G(s)] \begin{pmatrix} V_{4d} \\ V_{4q} \end{pmatrix} \quad (64)$$

ove $G(s)$ ed $F(s)$ sono matrici di trasferimento e

$$[G(s)] = [F(s)]^{-1} = \begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} \\ G_{21} & G_{22} \end{pmatrix} \quad (65)$$

$$G_{11} = G_{22} = \frac{R_t + s \cdot L_t}{R_t^2 + (s \cdot L_t)^2 + 2 \cdot s \cdot R_t \cdot L_t + X_t^2} \quad (66)$$

$$G_{12} = -G_{21} = \frac{X_t}{R_t^2 + (s \cdot L_t)^2 + 2 \cdot s \cdot R_t \cdot L_t + X_t^2} \quad (67)$$

Il controllore della corrente secondaria (fig. 19) può essere invece rappresentato tramite la matrice di trasferimento $[R_p(s)]$ che può essere posta nella forma

$$[R_p(s)] = [\Delta(s)] \cdot [R(s)] \quad (68)$$

dove $[\Delta(s)]$ è la matrice di trasferimento relativa alla rete di disaccoppiamento

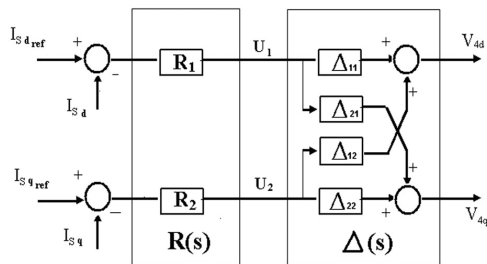


Fig. 19 - Schema a blocchi del controllore della corrente secondaria con rete di disaccoppiamento.

ed $[R(s)]$ è una matrice diagonale tale che

$$[R(s)] = \begin{pmatrix} R_1(s) & 0 \\ 0 & R_2(s) \end{pmatrix} \quad (69)$$

Per rendere fra di loro indipendenti gli anelli di regolazione delle componenti diretta ed in quadratura di I_s è necessario che $G_d(s)$, prodotto delle matrici $G(s)$ e $\Delta(s)$ (fig.20 la relativa rappresentazione tramite schema a bloc-

(18) Il "duty cycle" può infatti essere variato, nel caso di modulazione asimmetrica, con un ritardo medio di $\frac{T_s}{4}$, mentre nel caso di modulazione simmetrica il ritardo medio è pari a $\frac{T_s}{2}$

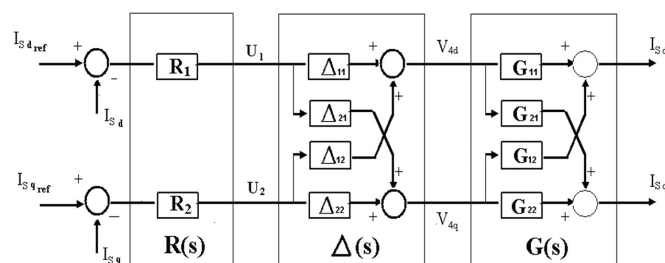


Fig. 21 - Schema a blocchi complessivo sistema di controllo e regolatore.

(72)

Fig. 20 - Schema a blocchi del sistema da controllare con rete di disaccoppiamento.

Quindi

(70)

e posto $\Delta_{11} = \Delta_{22} = 1$ la condizione di matrice diagonale è soddisfatta se

Si ottiene quindi

(71)

e se si tiene conto anche dal ritardo introdotto dalla modulazione PWM nella regolazione di corrente⁽¹⁸⁾, si ha

⁽¹⁹⁾ In questo caso il primo contributo (che tiene conto del valore che V_{d1} assume quando a regime la I_{sq} è pari a 0) è pari a $V_{Lq} - X_r' I_{sd}$.
⁽²⁰⁾ Analoghe considerazioni valgono per l'anello di regolazione relativo alla I_{sd} .

Lo schema a blocchi relativo a sistema di controllo e sistema da controllare di fig. 21 può quindi essere semplificato e rappresentato tramite due anelli di regolazione indipendenti, con le stesse caratteristiche, per la componente diretta e la componente in quadratura della corrente sul secondario del trasformatore (fig. 22), in cui i regolatori R_1 ed R_2 sono due regolatori standard di tipo Proporzionale Integrale (PI).

Per la rappresentazione finale dello schema di controllo della corrente secondaria del trasformatore (fig.18) si consideri che il valore di riferimento per la componente diretta della tensione V_d è, come nel caso della I_{sd} , la somma di due contributi.

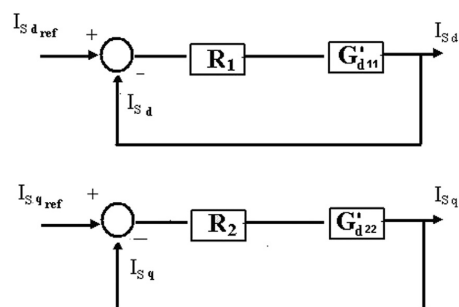


Fig. 22 - Schema a blocchi complessivo con anelli di regolazione indipendenti.

Il primo contributo tiene conto del valore che V_{d1} assu-

⁽²¹⁾ È possibile dimostrare che la rapidità di regolazione per variazioni delle grandezze perturbatrici è tanto minore quanto maggiore è il parametro T_i del regolatore PI.
⁽²²⁾ Questa condizione può ritenersi soddisfatta, da quanto riscontrato in letteratura, se $T > 7 \cdot \frac{T_s}{4}$.

me quando a regime la I_{sd} coincide con la I_{sdref} ed è pari a $V_{Ld} - R_f \cdot I_{sd}$.

Il secondo contributo deriva invece dall'azione del regolatore standard di tipo Proporzionale Integrato (PI) e si attiva per compensare lo scarto fra il riferimento ed il valore misurato della I_{sd} . Analoghe considerazioni possono essere fatte per la $V_{4q}^{(19)}$.

3.2.2.2. Sintesi del regolatore PI

Di seguito si riporta una possibile tecnica per la sintesi dei parametri dei regolatori PI degli anelli di corrente.

Con riferimento all'anello relativo alla $I_{sd}^{(20)}$, si consideri che la funzione di trasferimento relativa al sistema da controllare, pari a $\frac{1}{a}$, può essere semplificata prendendo in considerazione i primi termini dello sviluppo in serie di Taylor della funzione $e^{-sT/4}$.

Ne risulta quindi che la funzione di trasferimento può essere semplificata prendendo

(73)

e considerata la funzione di trasferimento del regolatore PI

(74)

la funzione di trasferimento complessiva ad anello aperto del sistema controllato è pari a

(75)

Definendo i parametri del regolatore in base al metodo del "modulo ottimo" (OM), si ha

(76)

e la funzione di trasferimento ad anello aperto si riduce a

(77)

la cui risposta in frequenza, per la parte relativa al modulo, può essere rappresentata tramite il diagramma asintotico di Bode di fig. 23.

Applicando il metodo del modulo ottimo, lo zero del

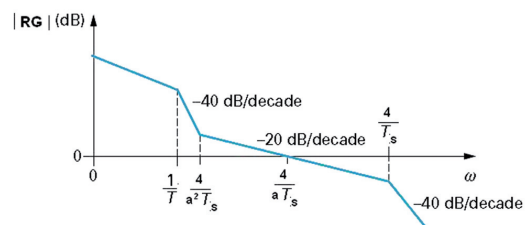


Fig. 24 - Diagramma asintotico di Bode per il modulo (OS).

TABELLA 1

PARAMETRI CARATTERISTICI
DEL SISTEMA REGOLATO IN FUNZIONE DI a

a	K_p	T_i	F_{cr}	$T_{i(MO)}$	$T_i/T_{i(MO)}$	f_d/f_{cr}	φ margine di fase
2	0.539	0.0040	79.5 hz	0.032	0.1250	3.14	40.5°
4	0.2695	0.0160	39.5 hz		0.5002	6.28	69.1°
6	0.1797	0.0360	26.1 hz		1.1254	9.42	81.9°
8	0.1347	0.0640	19.3 hz		2.0007	12.56	90.2°
16	0.0674	0.2560	9.9 hz		8.0030	25.12	114°

regolatore compensa la costante di tempo dominante del sistema () e si ottiene una pendenza di -20db/decade in un intorno ampio della frequenza di crossover; si garantisce così la stabilità del sistema regolato.

Essendo tuttavia la costante di tempo dominante del sistema elevata, la conseguenza della compensazione apportata è una lenta risposta del sistema ai disturbi presenti nell'anello di regolazione⁽²¹⁾.

Nei casi in cui la costante di tempo dominante del sistema è molto maggiore del ritardo introdotto dalla modulazione PWM⁽²²⁾ una delle tecniche più note in letteratura per la sintesi del regolatore è quella dell'"ottimo simmetrico" (OS). L'applicazione di questa tecnica comporta un diagramma di Bode, per la parte relativa al modulo, simmetrico rispetto alla frequenza di crossover⁽²³⁾ (fig. 24) e con una pendenza di -20db/decade in un intorno ampio di questa frequenza, garantendo la stabilità del sistema regolato.

⁽²³⁾ Maggiore è la frequenza di crossover, più è rapida la risposta del sistema.

⁽²⁴⁾ L'anello di regolazione interno deve essere sufficientemente più rapido di quello esterno.

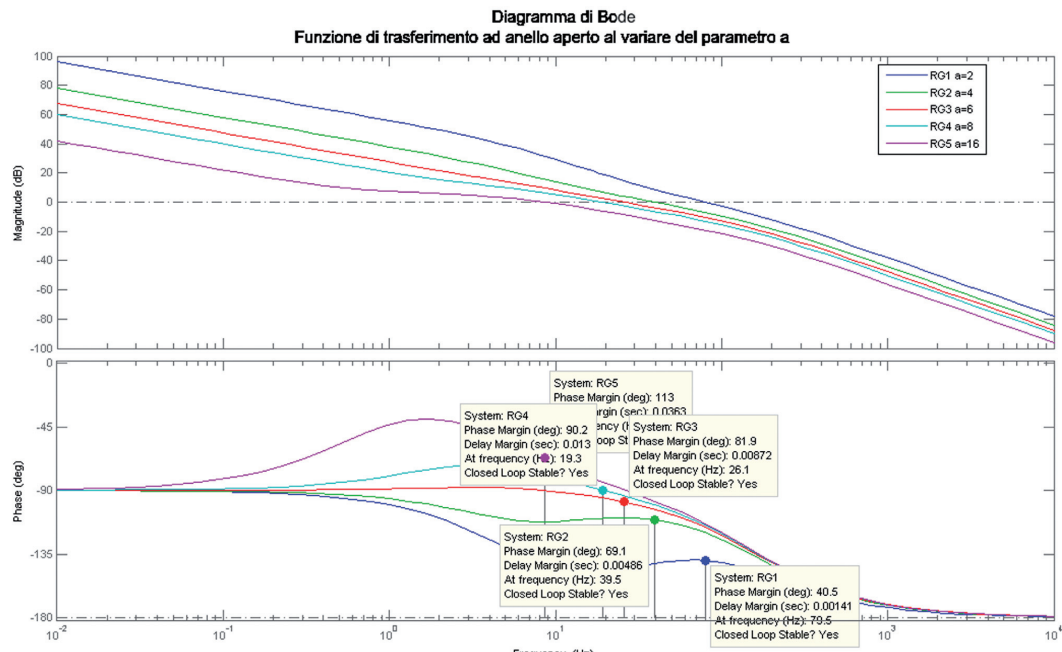


Fig. 25 - Diagramma di Bode della risposta in frequenza in funzione di a (OS).

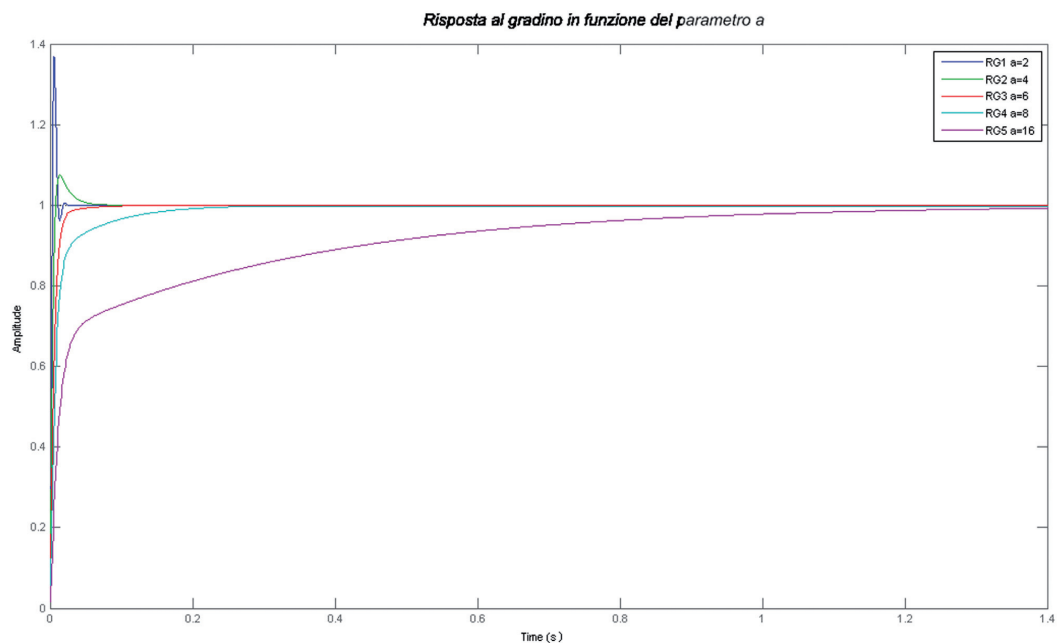


Fig. 26 - Risposta indiciale del sistema per variazioni del riferimento (OS).

Fig. 23 - Diagramma asintotico di Bode per il modulo (OM).

I parametri del regolatore PI possono essere selezionati in funzione di una variabile a su cui è possibile agire per ottenere le caratteristiche più opportune per il sistema regolato:

(78)

Nel nostro caso la variabile a deve essere scelta in modo da raggiungere un buon compromesso fra la necessità di avere, oltre alla stabilità del sistema,

- una frequenza di crossover sufficientemente minore della frequenza di commutazione dei GTO in modo da minimizzare gli effetti dei disturbi indotti dalla modulazione PWM sulla regolazione;
- una risposta rapida a seguito di variazioni a gradino del riferimento, anche in modo da poter separare le dinamiche relative all'anello di regolazione della corrente da quelle relative all'anello esterno deputato alla regolazione della tensione del circuito intermedio⁽²⁴⁾;
- una risposta più rapida (rispetto al caso del modulo ottimo) alle variazioni delle grandezze perturbatrici presenti nell'anello di regolazione.

In base a quanto riportato in tabella 1 ed ai risultati descritti tramite i diagrammi delle figg. 25 e 26 è possibile concludere che un accettabile compromesso è ottenuto per $a=4$, nel cui caso la funzione di trasferimento del sistema regolato ad anello aperto si riduce a

(79)

La sintesi dei parametri dei 2 regolatori di tipo Proporzionale Integrato può essere eseguita evidentemente utilizzando anche altre tecniche, ad esempio tecniche che si basano su rilievi sperimentali delle caratteristiche dinamiche del sistema da regolare (ZIEGLER-NICHOLS, etc).

⁽²⁵⁾ La DFT di questa grandezza viene effettuata per poter attivare la protezione del primario del trasformatore e rilevare un cortocircuito anche durante le fasi di magnetizzazione.

⁽²⁶⁾ 240 campioni acquisiti ogni periodo della tensione di linea ed una frequenza di campionamento pari a 12 khz.

Ad ogni modo i parametri K_p e T_i determinati a progetto devono essere evidentemente considerati come un riferimento e necessitano di essere affinati durante la fase di messa a punto per tenere conto, oltre che di tutte le semplificazioni che vengono introdotte nella fase di modellazione, anche degli ulteriori requisiti che risultano vincolanti per l'omologazione del rotabile (ad esempio il rispetto dei limiti delle correnti armoniche).

Le prestazioni del regolatore dovranno quindi essere verificate nei differenti punti di funzionamento e nelle differenti configurazioni di esercizio.

3.2.3. PLL (Phase Locked Loop o anello ad aggancio di fase)

Il blocco software in oggetto realizza un anello ad aggancio di fase (Phase Locked Loop) e svolge un ruolo fondamentale per il funzionamento del controllo in quanto governa tutte le tempificazioni interne al sistema ed assicura il sincronismo del controllo con la tensione di linea. L'ingresso a questo blocco è costituito dalla componente in quadratura della tensione di linea calcolata dal blocco DFT, componente mantenuta a zero da un regolatore Proporzionale Integrato (PI) in modo che nel riferimento rotante $d-q$ la componente diretta della tensione V_{Ld} rappresenti l'intero fasore della tensione V_L .

La frequenza di questa tempificazione base viene aumentata o diminuita al fine di compensare l'errore di fase che è stato rilevato e mantenere quindi il sistema agganciato.

Il blocco in oggetto rileva inoltre la frequenza della tensione di linea e tramite le funzioni \cos e \sin definisce la posizione dell'asse d e q del riferimento rotante in cui sono rappresentate le grandezze utilizzate dal controllo.

3.2.4. Discrete Fourier Transform (DFT)

Il modulo DFT implementa tutte le procedure che consentono la trasformazione delle grandezze sinusoidali nella loro rappresentazione nel riferimento rotante $d-q$.

Tale operazione è basata sulla trasformata discreta di Fourier.

In ingresso al modulo DFT sono inviate la tensione di linea riportata al secondario del trasformatore, la corrente nel primario del trasformatore⁽²⁵⁾ e la corrente nei secondari del trasformatore.

Le grandezze in ingresso vengono campionate ed inviate al modulo DFT ogni $\frac{T_s}{48}$ ⁽²⁶⁾ e vengono passate quindi direttamente all'algoritmo DFT senza nessun filtraggio, l'azione operata da un algoritmo DFT è di per sé infatti

⁽²⁷⁾ I valori corrispondenti a $(\Psi(n))$ e $\sin(\Psi(n))$ sono estratti dalle tabelle del seno e del coseno che il controllo elabora sulla base delle informazioni in uscita dal modulo PLL.

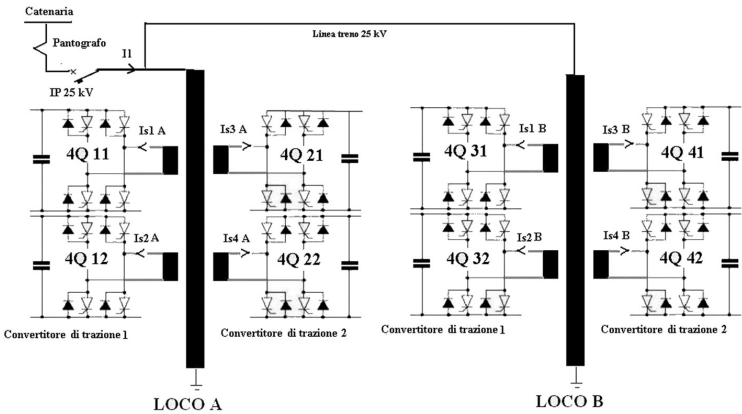


Fig. 28 - Disposizione dei convertitori di trazione e dei 4Q sull'ETR500.

secondario 1;

- componente diretta e in quadratura della corrente al secondario 2.

La DFT viene invece eseguita ogni $\frac{T_s}{4}$ ed ha come periodo di calcolo un intero periodo della fondamentale della tensione di linea.

Gli algoritmi di calcolo implementati nel modulo DFT, con riferimento ad esempio alla tensione di linea, sono i seguenti:

(27)

(80)

(81)

una azione filtrante che risulta sufficientemente insensibile al rumore presente sulle grandezze acquisite.

(82)

Il riferimento temporale per il calcolo della DFT è quello generato dal blocco PLL che mantiene tutto il sistema agganciato alla tensione di linea.

(83)

- In uscita da tale modulo abbiamo:
- componente diretta e in quadratura della tensione di linea riportata al secondario;
 - componente diretta e in quadratura della corrente al primario;
 - componente diretta e in quadratura della corrente al

dove N è il numero di campioni acquisiti all'interno di un periodo della tensione di linea.

3.2.5. Modulatore PWM

Il modulatore PWM provvede a generare gli impulsi di commutazione dei GTO dei convertitori 4Q in base alla tensione V_4 che il 4Q deve generare lato alternata.

In fig. 27 è mostrato un diagramma di modulazione di un convertitore 4Q in cui sono evidenziati gli istanti di accensione dei GTO, pilotati secondo la tecnica della modulazione PWM unipolare e asimmetrica.

TABELLA 2

INTERALLACCIAMENTO DEI 4Q
DEI CONVERTITORI DI TRAZIONE

Convertitore	4Q	Numero Convertitore	Sfasamento temporale
Convertitore 1 Locomotiva A	4Q 11 - A	1	$t = 0$
	4Q 12 - A		$t = \frac{T_s}{4}$
Convertitore 2 Locomotiva A	4Q 21 - A	2	$t = \frac{T_s}{2}$
	4Q 22 - A		$t = \frac{T_s}{2} + \frac{T_s}{4}$
Convertitore 1 Locomotiva B	4Q 31 - B	3	$t = \frac{T_s}{8}$
	4Q 32 - B		$t = \frac{T_s}{4} + \frac{T_s}{8}$
Convertitore 2 Locomotiva B	4Q 41 - B	4	$t = \frac{T_s}{2} + \frac{T_s}{8}$
	4Q 42 - B		$t = \frac{T_s}{2} + \frac{T_s}{4} + \frac{T_s}{8}$

(28) La tensione V_4 è rappresentata con una scala differente.
(29) I grafici sono il risultato di simulazioni eseguite utilizzando Simulink.

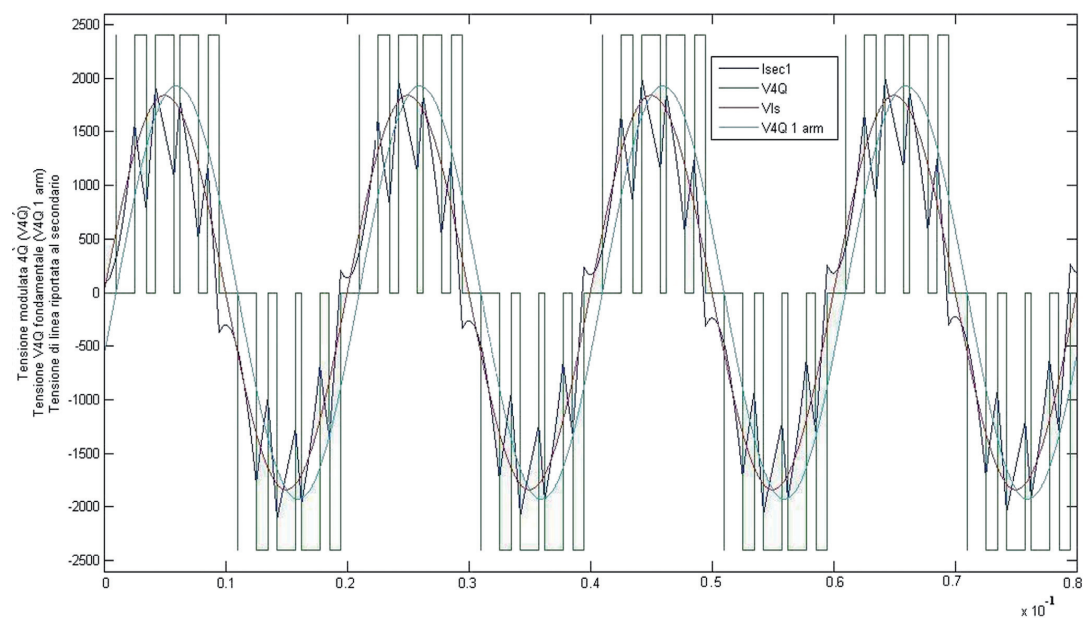


Fig. 30 - Forme d'onda tipiche di un singolo convertitore 4Q.

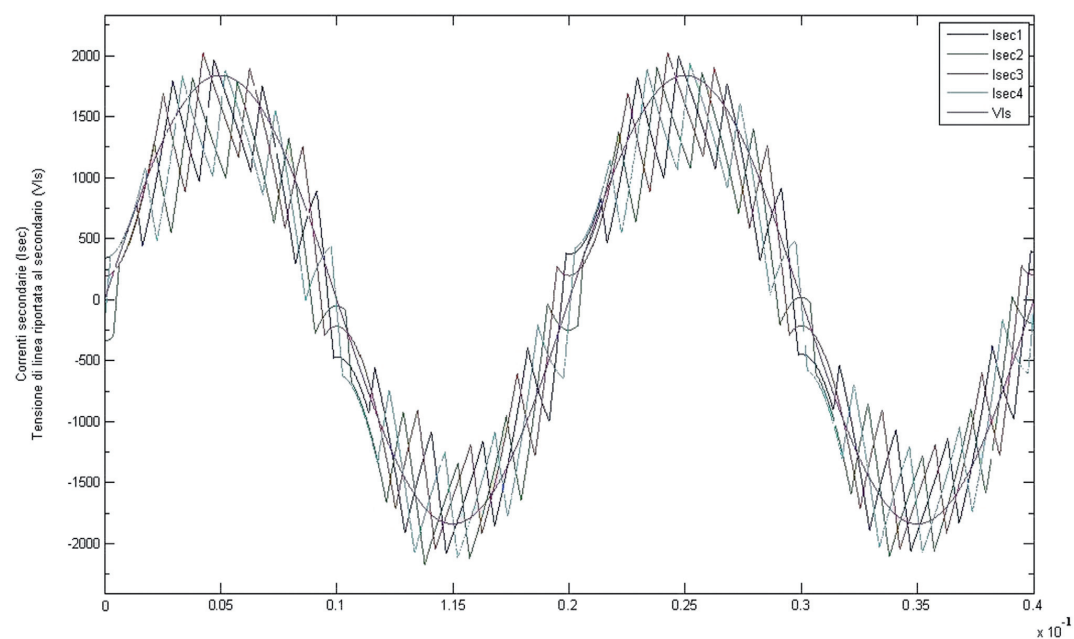


Fig. 31 - Forme d'onda delle correnti di ingresso di 4 convertitori 4Q interallacciati.

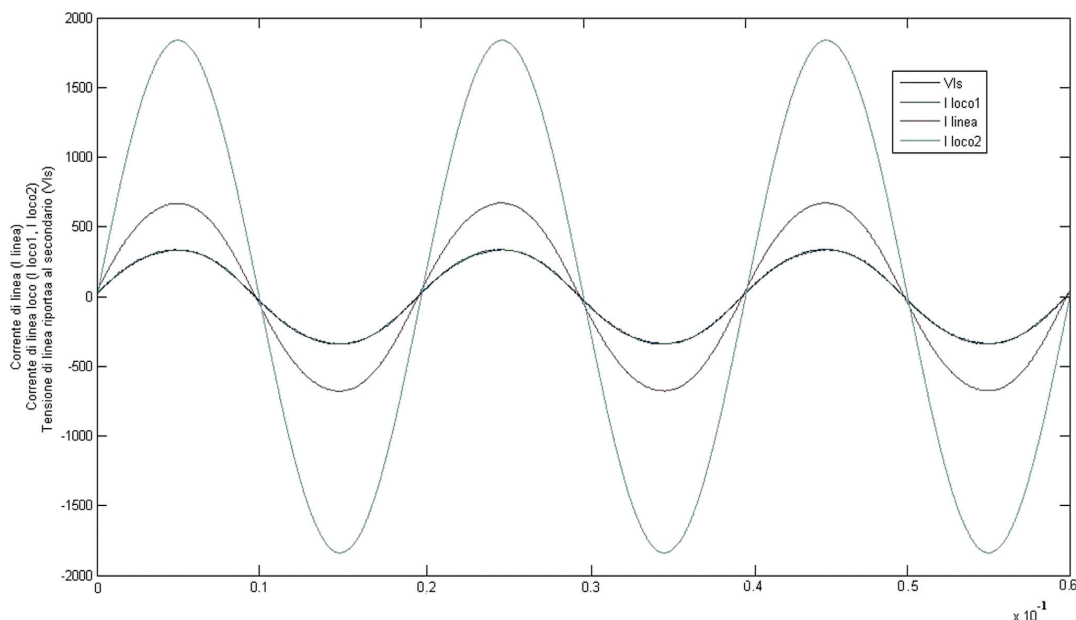


Fig. 32 - Corrente di linea e corrente al primario del trasformatore delle 2 locomotive.

Fig. 27 - Diagramma di modulazione del convertitore 4Q.

Il duty cycle che caratterizza la modulazione è pari a:

$$(84)$$

ove V_4 è il riferimento per il valore medio della tensione lato alternata del 4Q nell'intervallo di tempo di durata $\frac{T_s}{2}$.

I tempi di accensione e di spegnimento dei GTO sono desumibili dalle equazioni (44) e (45) per il ramo 1 e (46) e (47) per il ramo 2.

Nelle equazioni (44) e (46) il duty cycle è calcolato sulla base del valore di V_4 elaborato dal controllo nella prima metà del periodo T_s , mentre nelle equazioni (45) e (47) si tiene conto del valore di V_4 elaborato dal controllo nella seconda metà del periodo T_s .

3.3. Interallacciamento dei 4Q a bordo treno ed armoniche in linea

Come già anticipato, in base ai convertitori di trazione disponibili il controllo provvede a sfasare opportunamen-

te gli istanti di commutazione dei convertitori 4Q in modo da realizzarne l'interallacciamento e da realizzare una frequenza di commutazione virtuale più elevata.

Con riferimento alla fig 28, i dettagli relativi agli sfasamenti nel caso in cui tutti i convertitori siano disponibili sono riportati in tabella 2.

Il numero che identifica il convertitore di trazione è assegnato al Controllo Azionamento dalla Logica di Veicolo al momento della configurazione del rotabile.

Si noti che lo sfasamento fra i controlli dei due 4Q appartenenti allo stesso convertitore di trazione è sempre pari a $\frac{T_s}{4}$, mentre per i 2 convertitori di trazione appartenenti alla stessa locomotiva lo sfasamento è pari a $\frac{T_s}{2}$ e per i convertitori corrispondenti appartenenti alle 2 locomotive lo sfasamento è pari a $\frac{T_s}{8}$.

Riferendoci ai due 4Q appartenenti ad uno stesso convertitore di trazione, la figura 29 mostra i comandi che vengono generati dal controllo per i 4 rami che costituiscono i due convertitori 4Q. Le forme d'onda più marcate in basso sono le risultanti concatenate che vengono applicate sui due secondari del trasformatore e che realizzano la sinusoide V_4 sovrapposta⁽²⁸⁾.

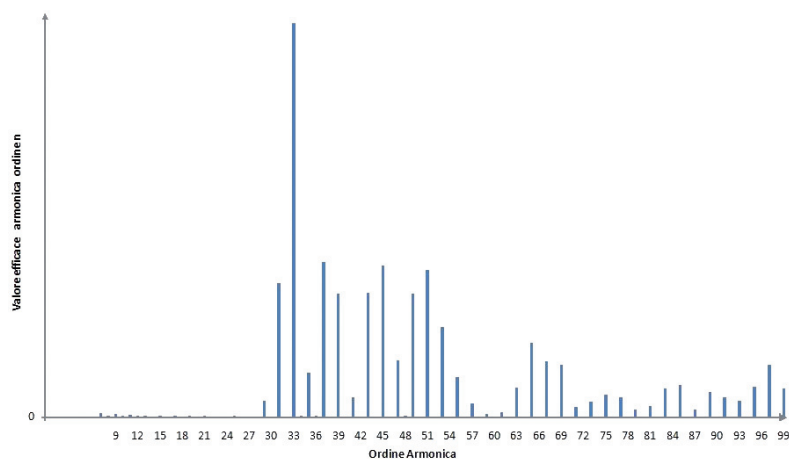


Fig. 33 - Spettro armonico della corrente di linea (convertitori 4Q di locomotiva interallacciati).

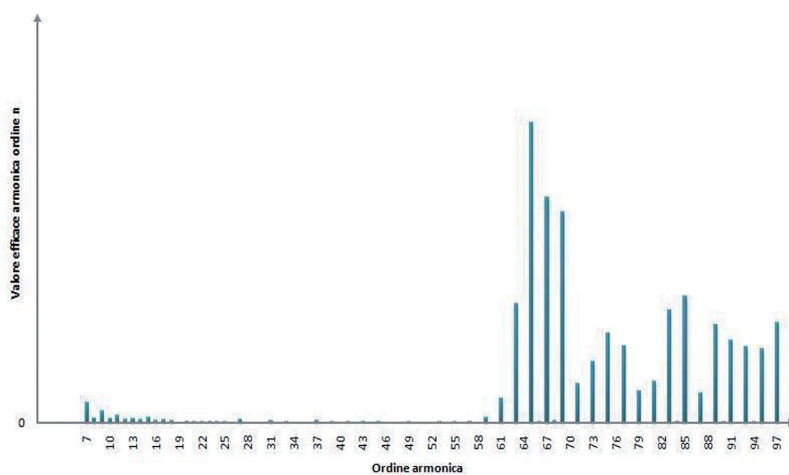


Fig. 34 - Spettro armonico della corrente di linea (convertitori 4Q di treno interallacciati).

Fig. 29 - Diagramma di modulazione dei due 4Q di un convertitore di trazione.

- l'andamento della corrente assorbita da un secondario del trasformatore che alimenta un convertitore 4Q;

Le figg. 30, 31 e 32 riportano rispettivamente⁽²⁹⁾:

⁽³⁰⁾ Si cita ad esempio il progetto Railenergy promosso da UIC e UNIFE.

- l'andamento delle quattro correnti assorbite dai secondari di una locomotiva con i suoi due convertitori di trazione interallacciati;
- l'andamento della corrente al primario del trasformatore delle due locomotive e la risultante corrente in linea nel caso in cui tutti i convertitori di trazione di treno siano interallacciati.

Nel caso in cui tutti gli azionamenti delle due lo-

comotive siano disponibili, si realizza una frequenza virtuale di commutazione f_c pari a 4000 Hz, 16 volte la frequenza di commutazione f_s dei semiconduttori ($f_w = 2 \cdot N_{4Q} \cdot f_s = 16 \cdot 250 \text{ Hz} = 4000 \text{ Hz}$).

La corrente in linea ed al primario dei due trasformatori può essere quindi considerata con buona approssimazione sinusoidale.

Le prime armoniche di corrente significative in linea sono quelle centrate intorno a 4000 Hz (prima famiglia)

Sommaire	Summary	Zusammenfassung
<p>FONCTIONNEMENT EN CONFIGURATION DE COURANT ALTERNATIF DE L'ACTIONNEMENT DU ETR500 - LE CONVERTISSEUR 4Q</p> <p>L'article décrit le fonctionnement du convertisseur d'entrée des modernes systèmes d'actionnement de traction, dont les véhicules ferroviaires sont équipés, et en générale les trains alimentés par courant alternatif (25 kV 50 Hz, 15 kV 16,67 Hz). Ce convertisseur permet le transfert de puissance du réseau d'alimentation au train pour le fonctionnement en traction, ainsi que le transfert de puissance des moteurs de traction vers le réseau pour le fonctionnement en freinage électrique régénératif.</p> <p>Le convertisseur est aussi connu comme "4Q" (tension et courant en entrée pouvant être les deux positives ou négatives) et agit en commutation forcée; il est possible en effet de contrôler l'allumage ainsi que l'extinction des composantes à semi conducteur (GTO dans le cas du ETR500) permettant ainsi d'avoir idéalement la composante fondamentale du courant de ligne en phase avec la tension de ligne.</p> <p>L'emploi de la modulation PWM (de type asymétrique et unipolaire sur l'ETR500) et le recours à des techniques d'entrelacement entre les différents convertisseurs 4Q à bord du train (sur l'ETR500 il y en a 8), permet d'avoir un facteur de puissance élevé et donc de réduire, à parité de puissance active absorbée, les pertes énergétiques sur le système d'alimentation.</p> <p>L'utilisation des convertisseurs 4Q est donc à considérer dans l'optique d'une politique de réduction des consommations énergétiques qui a eu une grande impulsion dans les dernières années, pas seulement dans le secteur ferroviaire.</p> <p>Dans le présent article, après en avoir illustré le principe de fonctionnement du convertisseur 4Q, on en décrira aussi les modalités d'application avec le support des résultats des simulations (réalisées dans l'environnement Matlab) et des mesurages réalisés à bord du train.</p>	<p>ALTERNATE CONFIGURATION OPERATION OF THE ETR500 DRIVE - THE 4Q CONVERTER</p> <p>This paper describes the input converter functioning characteristics of the modern traction drives which the alternate current-supplied rolling stock (25 kV 50 Hz, 15 kV 16,67 Hz) are equipped with. This converter allows both power transfer from power supply grid to train in the traction operation state and power transfer from traction motors to the power supply grid in the electrical regenerative braking operation state. This converter is even known as 4Q (both the input voltage and the input current may be indeed positive or negative) and operates according to a forced switching modality. It is indeed possible to control both the switching on and the switching off of the semiconductor components (GTO in the case of the ETR500) thus allowing to ideally have the 1st harmonic of the line current in phase with the line voltage.</p> <p>The utilization of both the PWM modulation (asymmetric and single-pole type in the case of the ETR500) and specific techniques for interleaving the on-board 4Q converters (ETR500 is equipped with 8 converters) allows to have a high power factor thus reducing the energy losses in the power supply system, being equal the active power demand.</p> <p>The utilization of the 4Q converters has to be then considered in the context of an energy consumption reduction policy that has been receiving for some years a strong impulse in many fields including the railway one.</p> <p>After illustrating the operation principle, this paper describes the application details of the 4Q converter on the ETR500 with the help of simulation results (carried out with Matlab) and onboard measurements.</p>	<p>4QUADRANTENSTELLER DES ETR 500 ZUGS UNTER WECHSELSTROMSPEISUNG</p> <p>Systembeschreibung und Arbeitsweise des 4Q Steller des Hochgeschwindigkeitszuges ETR 500 unter Wechselstromspeisung.</p> <p>Eine asymmetrische PWM und die Anknüpfung von acht 4Qstellern erlauben einen hohen Leistungsfaktor im Speisesystem, sei es in Traktion- sei es in Energierückgewinnung- Zuständen. Das geht im Rahmen einer Politik von Energieverbrauchseinschränkung.</p> <p>Simulationsergebnisse und Resultaten von Feldexperimenten.</p>