

POLITECNICO DI MILANO
Scuola di Ingegneria dei Processi Industriali
Corso di Laurea Specialistica in Ingegneria Elettrica
Dipartimento di Elettrotecnica



**MATRIX CONVERTER:
CONTROLLO IN CORRENTE
E
ANALISI IN REGIME DEFORMATO**

Relatore: Prof. Gabrio Superti Furga

Tesi di Laurea Specialistica di:
Simone Barcellona
Matr. 751001

Anno Accademico 2010-2011

Indice

Prefazione	5
Capitolo 1: Caratteristiche del Matrix Converter	7
1.1 Introduzione	7
1.2 Topologia del Matrix Converter	8
1.3 Topologia degli interruttori bidirezionali	10
1.4 Vantaggi e svantaggi del Matrix Converter	13
1.5 Principio di funzionamento	13
1.5.1 Tensione di uscita	14
1.5.2 Corrente e fattore di potenza di ingresso	15
1.5.3 Filtro di ingresso	15
1.6 Problema delle commutazioni	17
1.6.1 Commutazione a 4 step	17
1.6.2 Misura della direzione della corrente	18
1.6.3 Commutazione a 2 step	18
1.7 Protezione del Matrix Converter	20
1.8 Confronto tra Matrix Converter e Back-To-Back Converter	21
1.9 Indirect Matrix Converter	25
Capitolo 2: Strategie di Controllo	27
2.1 Introduzione	27
2.2 Modulation Duty Cycle Matrix	28
2.2.1 Metodo di Alesina-Venturini (AV)	29
2.2.2 Metodo Optimum Alesina-Venturini (Optimum AV)	30
2.3 Space Vector Modulation (SVM)	30
2.3.1 Tecnica SVM	31
2.4 Metodo del New Duty Cycle Space Vector	36
2.5 Strategia di modulazione generalizzata	39
2.6 Confronto delle diverse strategie	42
2.6.1 Alesina-Venturini (AV)	42
2.6.2 Optimum Alesina-Venturini	43
2.6.3 Tecnica SVM	44

2.7 Metodo del Singular Value Decomposition (SVD)	46
2.8 Altre strategie di modulazione	47
2.9 Conclusioni	48
Capitolo 3: Comportamento del Matrix Converter in condizioni anomale.....	49
3.1 Introduzione	49
3.2 Compensazione istantanea $p-q$	50
3.2.1 Analisi trifase	51
3.2.2 Istantaneous $p-q$ Theory.....	53
3.2.3 Analisi armonica	56
3.3 Strategie di compensazione applicabili al Matrix Converter	63
3.4 Modulazione dinamica del fattore di potenza di ingresso.....	64
3.4.1 Analisi del sistema trifase dissimmetrico	64
Capitolo 4: Controllo HCC-SVM del Matrix Converter	71
4.1 Introduzione	71
4.2 Schema circuitale	71
4.3 Strategia di Controllo	75
4.3.1 Stadio Raddrizzatore (VSR)	77
4.3.2 Stadio Invertitore (VSI)	82
4.3.3 Sistema di controllo finale	88
Capitolo 5: Risultati delle simulazioni	91
5.1 Introduzione	91
5.2 Parametri del sistema.....	92
5.3 Regime Sinusoidale	93
5.3.1 Stadio Raddrizzatore (VSR) non controllato.....	94
5.3.2 Stadio Raddrizzatore (VSR) controllato con la modulazione statica del fattore di potenza	106
5.3.3 Altre simulazioni con differenti frequenze di uscita e fattori di potenza di carico	117
5.4 Regime deformato.....	152
5.4.1 Carico squilibrato o deformato	152
5.4.1.1 Carico squilibrato con l'aggiunta dell'armonica -1 ($f_o = 90$ Hz)	154
5.4.1.2 Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica +3 ($f_o = 90$ Hz)	165
5.4.1.3 Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica -3 ($f_o = 90$ Hz)	176

5.4.1.4 Carico squilibrato con l'aggiunta dell'armonica -1 ($f_0 = 30$ Hz)	187
5.4.1.5 Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica +2 ($f_0 = 30$ Hz)	197
5.4.1.6 Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica -5 ($f_0 = 30$ Hz)	207
5.4.1.7 Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica +7 ($f_0 = 30$ Hz)	217
5.4.2 Tensione di ingresso dissimmetrica o deformata	227
5.4.2.1 Tensione di ingresso dissimmetrica con l'aggiunta dell'armonica -1.....	228
5.4.2.2 Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica +2.....	237
5.4.2.3 Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica +3.....	246
5.4.2.4 Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica -3	255
5.4.2.5 Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica -5	264
5.4.2.6 Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica +7.....	273
5.4.3 Tensione di ingresso dissimmetrica e carico squilibrato.....	282
5.4.4 Carico deformato che assorbe correnti ad onda quadra	293
Conclusioni.....	303
Bibliografia	305

Prefazione

Obiettivo generale di questo lavoro è quello di presentare un nuovo convertitore statico che effettua una conversione diretta AC-AC. Questo è il Matrix Converter, ovvero Convertitore a Matrice.

In particolare nel Capitolo 1 viene mostrato il principio di funzionamento e la topologia del circuito elettrico che lo costituisce. Il Matrix Converter è costituito da interruttori bidirezionali sia in tensione che in corrente che al momento non esistono come componenti unici, ma devono essere realizzati mediante l'utilizzo di più dispositivi unidirezionali. Seguono, quindi, le varie topologie di realizzazione di questi interruttori bidirezionali. A differenza di altri convertitori il Matrix Converter non è provvisto di vie di ricircolo per la corrente durante le varie commutazioni, e quindi, nasce la problematica di come controllare questi interruttori al fine di non avere cortocircuiti o strappi di corrente. Vengono in proposito riportati vari metodi di commutazione. Alla fine del primo capitolo viene effettuato un confronto tra il Matrix Converter e il classico convertitore Back-To-Back sottolineando vantaggi e svantaggi di entrambi.

Nel Capitolo 2 viene riportato lo stato dell'arte mostrando le varie tecniche di controllo e approcci teorici che si sono succeduti negli anni. Due grossi diversi approcci matematici sono stati considerati in passato, e cioè il *Modulation Duty Cycle Matrix (MDCM)* e lo *Space Vector Modulation (SVM)*. Un'altra suddivisione che riguarda il tipo di controllo del Matrix Converter è quella che distingue un controllo di tipo *diretto* da quello *indiretto*. Il primo controlla il convertitore nel suo insieme così com'è di fatto, mentre il secondo suddivide il controllo del convertitore come se fosse a due stadi, uno raddrizzatore e l'altro invertitore. In questa maniera è possibile applicare al Matrix Converter i controlli dei classici convertitori.

Nel capitolo 3 viene riportata una trattazione matematica che riguarda due metodi di compensazione di Nabae-Akagi della potenza attiva ed immaginaria istantanee che mettono in relazione il contenuto armonico della corrente di uscita con quello della corrente di ingresso di un convertitore generico, fornendo una formulazione matematica che prevede quali armoniche si hanno nella corrente di ingresso in funzione della potenza in uscita e della tensione di ingresso. Questa trattazione viene qui estesa al Matrix Converter, il quale, come sarà visto, potrà ricadere in uno o nell'altro dei metodi di compensazione di Nabae-Akagi in funzione delle condizioni di lavoro. Gli scopi principali di questa tesi sono due: il primo è quello di presentare ed analizzare un particolare sistema di controllo in corrente del Matrix Converter, il quale viene descritto nel Capitolo 4. Si tratta in realtà di un controllo ibrido in corrente ad isteresi che si basa sullo Space Vector Modulation, denominato, appunto, *Hysteresis Current Control Space Vector Modulation (HCC-SVM)*; il secondo scopo è quello di analizzare il comportamento del Matrix Converter in regime deformato secondo l'analisi matematica svolta nel Capitolo 3, implementando il sistema di controllo riportato nel Capitolo 4 in Matlab/Simulink e verificando mediante simulazioni sia il funzionamento del suddetto controllo in condizioni normali sia i risultati previsti dalla teoria in condizioni deformate.

Nel Capitolo 6 vengono, appunto, riportate diverse simulazioni in proposito.

Capitolo 1

Caratteristiche del Matrix Converter

1.1 Introduzione

Con lo sviluppo dell'elettronica di potenza, in particolare nel settore degli azionamenti e in quello del filtraggio attivo, sono fortemente utilizzati i convertitori AC-DC e DC-AC. I primi sono i ponti raddrizzatori a diodi oppure controllati a tiristori. I secondi sono gli inverter che possono essere a tensione o corrente impressa, rispettivamente Voltage Source Inverter (VSI) e Current Source Inverter (CSI). Molto importante è la trasformazione AC-AC che può essere indiretta (AC-DC-AC) o diretta. La prima vede una trasformazione dell'energia a doppio stadio. Lo scopo di questa soluzione è quella di effettuare complessivamente una trasformazione AC-AC generalmente a tensione e frequenza variabile o comunque di ottenere grandezze di uscita, pur sempre alternate, ma con valori di tensione e frequenza diversi da quelli d'ingresso se si è nel campo degli azionamenti, oppure, per assorbire le armoniche di tensione e/o corrente se si è nel campo del filtraggio attivo. In ogni caso il primo stadio vede una trasformazione della tensione di ingresso da alternata a continua, mentre il secondo stadio vede la trasformazione della tensione continua nuovamente in alternata con valori di tensione e frequenza voluti. Il secondo stadio è costituito generalmente da un inverter, mentre il primo stadio è costituito da ponti raddrizzatori oppure da un altro inverter nella ben conosciuta configurazione detta Back-To-Back. Caratteristica principale di questi convertitori è la presenza di elementi reattivi di accumulazione costituente il D.C. link che può essere un condensatore o un induttore o anche entrambi.

La conversione AC-AC diretta è a singolo stadio e non richiede la presenza di questi elementi di accumulo. In particolare si hanno i regolatori di tensione, che regolano solo l'ampiezza della tensione di uscita (parzializzatori), i cicloconvertitori, che ne regolano ampiezza e frequenza, quest'ultima, però, può essere solo minore di quella in ingresso, e recentemente oggetto di studio in questo campo sono i cosiddetti Matrix Converter, ovvero Convertitori a Matrice, i quali possono regolare sia l'ampiezza che la frequenza delle grandezze di uscita in maniera molto più versatile e la frequenza può essere anche superiore di quella di ingresso.

In particolare i Matrix Converter possono essere di diverso tipo: si hanno Matrix Converter detti Single Fase che presentano in ingresso e in uscita una sola fase, oppure quelli denominati Two Fase To Single Fase, ossia presentano in ingresso due fasi e in uscita una sola, Three Fase To Single Fase, presentano tre fasi di ingresso e una sola di uscita, ed infine, quello che sarà oggetto di studio in questo lavoro, è quello chiamato Three Fase To Three Fase che presenta tre fasi di ingresso e tre di uscita. In particolare con il termine Matrix Converter sarà inteso quest'ultimo.

1.2 Topologia del Matrix Converter

Fondamentalmente un Matrix Converter è composto da nove interruttori bidirezionali, come mostrato in Fig. 1.1, dove ogni punto della matrice rappresenta un collegamento tra i terminali di uscita e i terminali di ingresso formando appunto una matrice 3X3. Come si vede meglio nel circuito completo di Fig. 1.2 di fatto ogni fase di uscita è collegata, per mezzo del rispettivo interruttore bidirezionale, ad ogni fase di ingresso. Il convertitore è in genere alimentato nel lato d'ingresso da una sorgente di tensione trifase mentre il lato di uscita è collegato ad un carico induttivo. I condensatori nel lato di ingresso e le induttanze nel lato di uscita, rappresentati nello schema di Fig. 1.2, sono intrinsecamente necessari per imprimere, rispettivamente, in ingresso le tensioni e in uscita le correnti. Le loro dimensioni sono inversamente proporzionali alla frequenza di lavoro del Matrix Converter.

Con i nove interruttori bidirezionali costituenti il Matrix Converter si possono teoricamente assumere 512 (2^9) diverse combinazioni di stati di commutazione. Ma non tutte possono essere utilmente impiegate. Indipendentemente dal metodo di controllo utilizzato, la scelta delle combinazioni da utilizzare deve essere conforme a due regole di base. Infatti, tenendo conto che l'ingresso è a tensione impressa mentre l'uscita è a corrente impressa:

- non devono essere mai chiusi due interruttori che collegano due fasi differenti di ingresso alla medesima fase di uscita per evitare cortocircuiti lato ingresso;
- non deve mai essere disconnessa una fase di uscita per evitare circuiti aperti lato uscita e quindi sovratensioni provocate dalle induttanze presenti.

Da un punto di vista pratico queste norme implicano che uno e soltanto un interruttore bidirezionale per fase di uscita, deve essere acceso in qualsiasi istante. Con questo vincolo di fatto le combinazioni possibili scendono a 27.

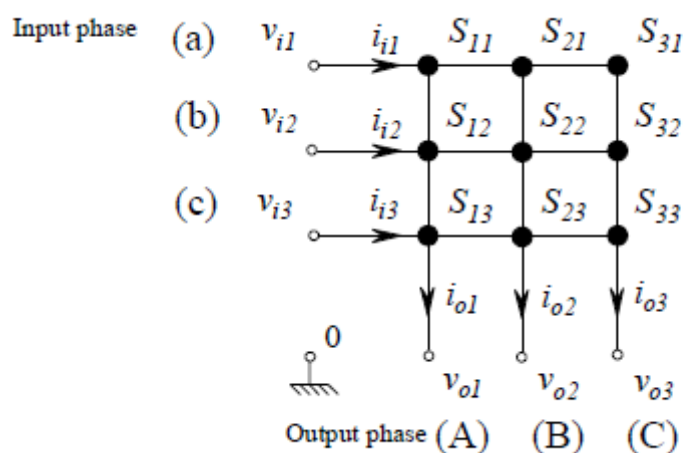


Figura 1.1 Matrix Converter

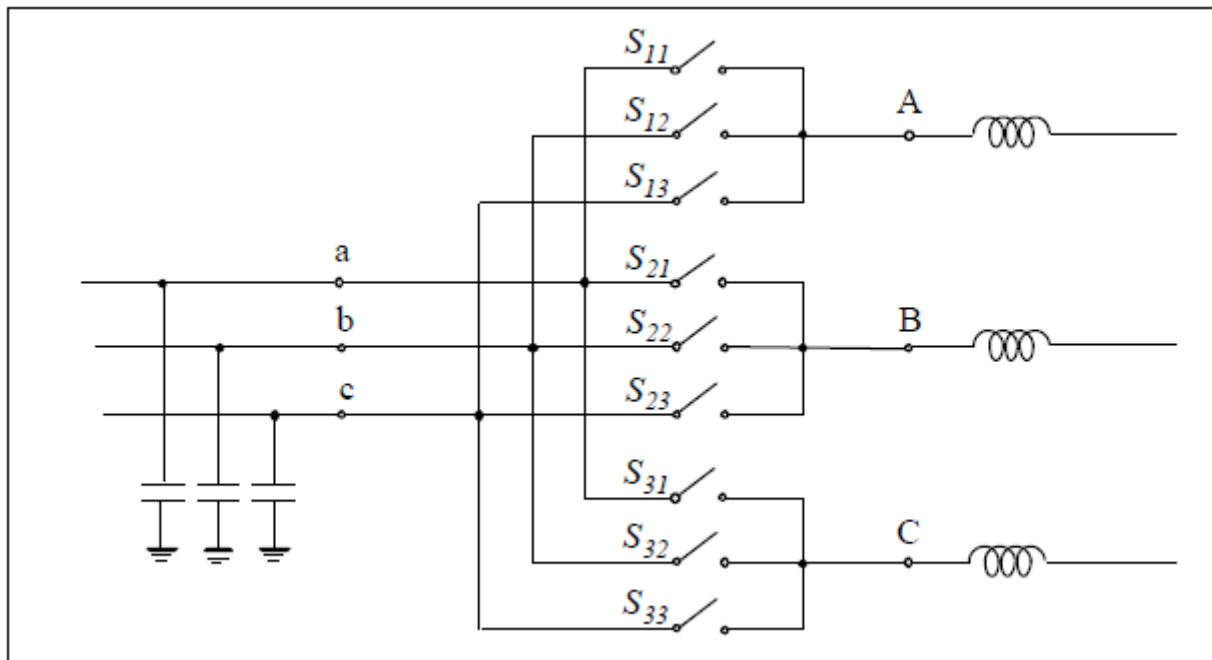


Figura 1.2 Matrix Converter con i condensatori di ingresso e le induttanze di uscita

Sono di seguito riportate le relazioni matematiche che legano le grandezze istantanee di uscita con quelle di ingresso attraverso le Switching Function del Matrix Converter:

$$\begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ v_{o3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i1} \\ v_{i2} \\ v_{i3} \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{i1} \\ i_{i2} \\ i_{i3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{o1} \\ i_{o2} \\ i_{o3} \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

dove

$$S_{hk} = 0,1; \quad h = 1,2,3 \quad k = 1,2,3. \quad (1.3)$$

Al fine di rispettare i due vincoli sopra citati, le Switching Function devono soddisfare le tre condizioni seguenti:

$$S_{11} + S_{12} + S_{13} = 1 \quad (1.4)$$

$$S_{21} + S_{22} + S_{23} = 1 \quad (1.5)$$

$$S_{31} + S_{32} + S_{33} = 1. \quad (1.6)$$

1.3 Topologia degli interruttori bidirezionali

Il Convertitore a Matrice, come già detto, richiede l'utilizzo di nove interruttori bidirezionali in grado di bloccare la tensione e condurre la corrente in entrambe le direzioni. Sfortunatamente non esistono tutt'ora interruttori di questo tipo. Per cui bisogna ricorrere all'utilizzo di interruttori unidirezionali per costruire una cella bidirezionale del tipo richiesto. Essenzialmente si hanno tre tipi di celle:

- Diode Bridge Arrangement;
- Common Emitter anti parallel IGBT, Diode Pair;
- Common Collector anti parallel IGBT, Diode Par.

Diode Bridge Arrangement

Questo interruttore bidirezionale è costituito da un IGBT al centro di un ponte a diodi monofase, come mostrato in Fig. 1.3. Il vantaggio principale è che entrambe le direzioni della corrente sono a carico dello stesso interruttore unidirezionale, quindi, un solo segnale di comando è richiesto per la commutazione della cella. Per contro, le perdite di conduzione sono relativamente elevate, in quanto ci sono tre dispositivi in serie in ogni percorso di conduzione. La direzione della corrente attraverso l'interruttore non può essere controllata. Di fatto questa soluzione non viene utilizzata.

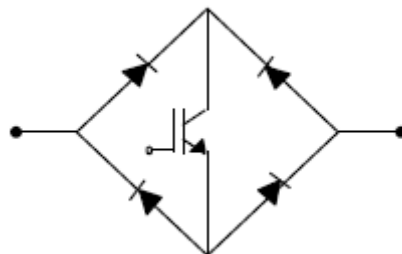


Figura 1.3 Diode Bridge Arrangement

Common Emitter anti parallel IGBT, Diode Pair

Questo interruttore bidirezionale è costituito da due diodi e due IGBT collegati in anti parallelo, come mostrato nella Fig. 1.4. I diodi sono inclusi per fornire la capacità di blocco in conduzione inversa. E' possibile controllare in modo indipendente la direzione della corrente. Le perdite di conduzione sono ridotte in quanto solo due dispositivi alla volta conducono la corrente. Lo schema di connessione completa della disposizione a emettitore comune è riportata in Fig. 1.5. Il principale vantaggio di questa soluzione è che i due IGBT possono essere pilotati rispetto allo stesso punto, cioè l'emettitore comune, che può essere considerato come il riferimento locale per la cella bidirezionale. D'altra parte, ogni interruttore bidirezionale richiede un alimentatore isolato, in modo da garantire un corretto funzionamento, e quindi, un totale di nove alimentatori isolati sono necessari. Gli alimentatori devono essere isolati perché quando un interruttore bidirezionale

è attivato, l'emettitore comune assume il potenziale di una fase di ingresso. Pertanto, non è possibile utilizzare per tutti gli interruttori bidirezionali lo stesso riferimento.

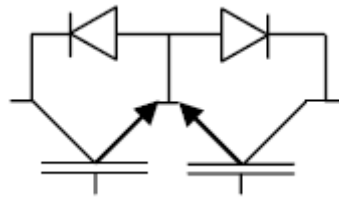


Figura 1.4 Common Emitter anti parallel IGBT, Diode Pair

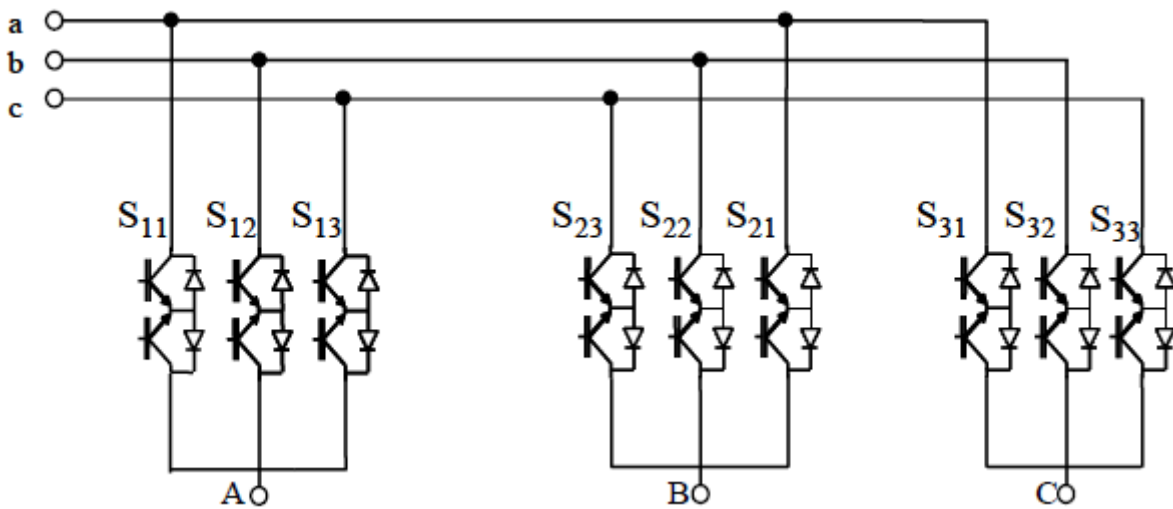


Figura 1.5 Circuito elettrico completo che utilizza la Common Emitter Arrangement

Common Collector anti parallel IGBT, Diode Pair

Questa disposizione riportata in Fig. 1.6 è simile alla precedente, ma gli IGBT sono disposti a collettore comune. Le perdite di conduzione sono le stesse della configurazione a emettitore comune, ma in questo caso, solo sei alimentatori isolati per il comando sono necessari. Infatti, tre IGBT hanno l'emettitore collegato alla medesima fase di ingresso. Questo punto comune può essere considerato come riferimento locale. Inoltre, altri tre IGBT hanno l'emettitore collegato alla medesima fase di uscita. Ancora una volta, questo punto può essere utilizzato come riferimento locale, che deve essere, però, isolato da quello precedente. Lo schema di collegamento completo è mostrato in Fig. 1.7. Tuttavia questa disposizione non è fattibile in un sistema pratico in quanto l'induttanza tra le celle di commutazione può causare problemi. Pertanto, la configurazione a emettitore comune è in genere preferita per creare l'interruttore bidirezionale.

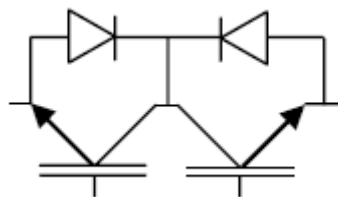


Figura 1.6 Common Collector anti parallel IGBT, Diode Pair

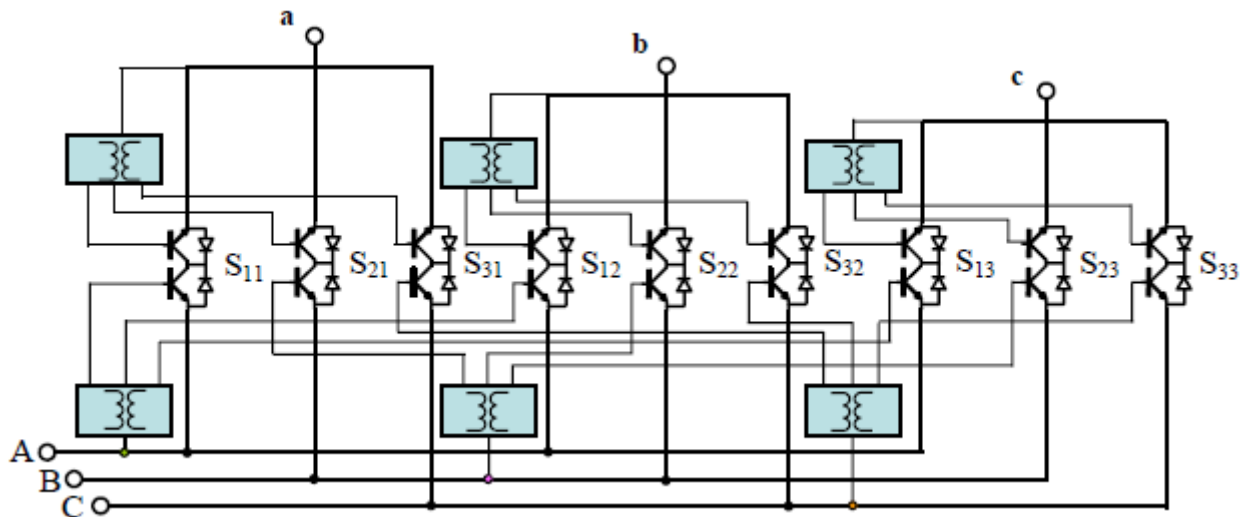


Figura 1.7 Circuito elettrico completo che utilizza la *Common Collector Arrangement*

Da un punto di vista commerciale vale la pena osservare che numerosi produttori hanno già prodotto dei moduli di potenza integrati per il Matrix Converter. La soluzione tradizionale è costituita da un modulo di potenza singolo contenente gli interruttori corrispondenti a una gamba del convertitore. Tuttavia, è possibile trovare anche moduli che contengono tutta la fase di alimentazione del convertitore stesso.

Un'altra interessante soluzione proposta dalla International Rectifier è rappresentata in Fig. 1.8. In questo caso, ogni modulo contiene tre IGBT collegati ad una fase di ingresso e tre IGBT collegati alla fase di uscita corrispondente. La disposizione di Fig. 1.8 è particolarmente adatta per la configurazione a collettore comune e consente una semplificazione del circuito di controllo, in quanto ogni modulo di potenza richiede solo due alimentatori isolati per il controllo degli interruttori.

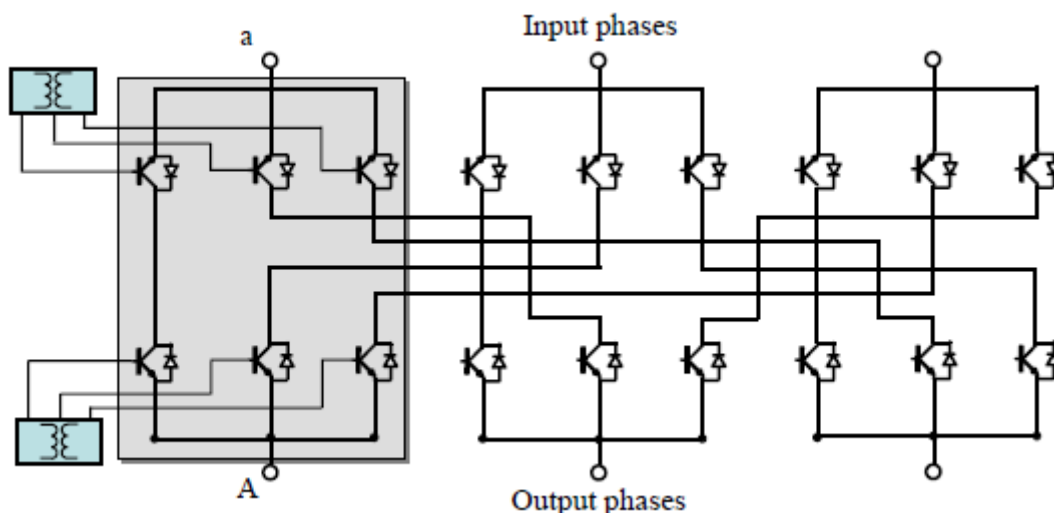


Figura 1.8 Schema di un circuito elettrico che utilizza moduli prodotti dalla International Rectifier Corporation

1.4 Vantaggi e svantaggi del Matrix Converter

Il Matrix Converter possiede di per se dei grossi vantaggi anche rispetto ad altre soluzioni di conversione statica dell'energia, in particolare del convertitore Back-To-Back con il quale sarà fatto nel paragrafo 1.7 un confronto, ma anche alcuni svantaggi.

Vantaggi:

- Il Matrix Converter fornisce la conversione diretta AC-AC eliminando così la necessità di elementi reattivi di accumulo di energia;
- I componenti del D.C. link sono ingombranti e la loro eliminazione può ridurre drasticamente la dimensione e l'ingombro del sistema di conversione dell'energia e aumenta l'affidabilità dovuta alla mancanza di manutenzione del D.C. link stesso;
- L'eliminazione del D.C. link offre l'opportunità di integrare tutte le celle degli interruttori statici del Matrix Converter all'interno di un unico modulo. Quest'ultimo può essere realizzato come un circuito integrato di potenza riducendo i costi. Inoltre, il circuito integrato può anche includere circuiti di protezione e di conseguenza aumenta l'affidabilità, fornisce modularità e soprattutto riduce le dimensioni e il peso;
- Il Matrix Converter offre un intrinseco funzionamento sui quattro quadranti;
- Il Matrix Converter, inoltre, fornisce il controllo indipendente della tensione di uscita in ampiezza, frequenza e fase, e del controllo del fattore di potenza di ingresso;
- Il Matrix Converter genera correnti e tensioni sinusoidali in uscita e offrendo la possibilità di controllare il fattore di potenza di ingresso può ridurre il contenuto armonico presente nella corrente di ingresso fino ad essere sinusoidale e avere un sistema rifasato.

Svantaggi:

- Alto numero di interruttori unidirezionali con conseguenti maggiori perdite di conduzione;
- La mancanza del D.C. link conduce a un forte accoppiamento tra ingresso e uscita del Matrix Converter;
- Basso rapporto massimo tra tensione di ingresso e uscita limitato a circa l'86% che si abbassa ulteriormente in condizioni di disturbi nella tensione di rete.

1.5 Principio di funzionamento

Il Matrix Converter è, come già detto, un convertitore AC-AC a singolo stadio. Essendo ogni fase di uscita collegata, tramite una cella bidirezionale, a ciascuna fase di ingresso, è possibile con tecniche di modulazione apposite inseguire dei riferimenti di corrente o tensione di uscita a seconda del tipo di inseguimento che si vuole.

E' possibile quindi, ad esempio, inseguire dei riferimenti di corrente sinusoidale e bilanciata per un motore oppure inseguire dei riferimenti di tensione simmetrica e sinusoidale su condensatori di appoggio in parallelo ad un carico generico trifase equilibrato o, generalmente, squilibrato e/o

deformato. Segue quindi una corrente di uscita che dipende dalle condizioni di carico pur rimanendo la tensione sul carico simmetrica e sinusoidale.

Qualunque sia il tipo di controllo scelto è interessante notare che, non essendoci elementi di accumulo, il Matrix Converter, a meno delle perdite, impone che la potenza istantanea trifase assorbita dal carico in uscita sia uguale a quella in ingresso. Di questo aspetto matematico si discuterà in maniera approfondita nel capitolo 3. Quella che invece è libera di essere controllata è la potenza immaginaria in ingresso tramite il fattore di potenza di ingresso. Questo aspetto è molto importante, perché, a pari condizioni di carico e quindi a pari potenza attiva istantanea, il contenuto armonico della corrente in ingresso dipende proprio dal controllo del fattore di potenza, oltre che dalle condizioni di carico e della tensione di rete, come sarà visto in seguito. Quindi oltre ad una strategia di controllo che inseguia determinati riferimenti di uscita per ottenere le grandezze lato carico desiderate, bisognerà adottare anche una strategia per la modulazione della corrente di ingresso del Matrix Converter, per fare sì che questa presenti un basso contenuto armonico con fattore di potenza più vicino possibile all'unità, e almeno sotto certe condizioni di carico e di rete, risultare sinusoidale ed equilibrata.

1.5.1 Tensione di uscita

Dal momento che nessun componente di accumulo di energia è presente tra il lato di ingresso e quello di uscita del Matrix Converter, le tensioni di uscita devono essere ottenute direttamente dalle tensioni di ingresso. In particolare la forma d'onda della tensione di uscita è prodotta dal campionamento della forma d'onda della tensione di ingresso. La frequenza di switching deve essere molto superiore ad entrambe le frequenze di ingresso e uscita, e la durata di ogni campione viene controllata in modo tale che il valore medio della forma d'onda di uscita all'interno di ogni periodo di switching segua la forma d'onda di uscita desiderata. Come conseguenza del collegamento diretto tra ingresso e uscita, in ogni istante, le tensioni di uscita devono stare all'interno dell'inviluppo delle tensioni di ingresso. Nell'ambito di questo vincolo, la tensione di uscita massima che il Matrix Converter è in grado di generare senza entrare nel campo della sovrarmodulazione, è pari a 0,86 volte la massima tensione di ingresso: questo è un limite intrinseco del Matrix Converter che, come verrà dimostrato nel Capitolo 2, vale per ogni legge di controllo.

Entrando nella gamma della sovrarmodulazione, accettando così una certa quantità di distorsione nelle tensioni di uscita e nelle correnti di ingresso, è possibile ottenere un più elevato rapporto di trasferimento di tensione.

In Fig. 1.9 vengono mostrate la forma d'onda della tensione di uscita di un Matrix Converter e la forma d'onda della tensione uscita di un inverter tradizionale a tensione impressa (VSI). La tensione di uscita di un VSI può assumere solo due distinti valori fissati, quelli del polo positivo e di quello negativo del D.C. link. Nel caso del Matrix Converter le tensioni di uscita possono assumere uno dei tre valori delle tensioni di ingresso e il loro valore è variabile nel tempo. Questo fatto conduce ad avere una diminuzione del contenuto armonico nelle tensioni di uscita.

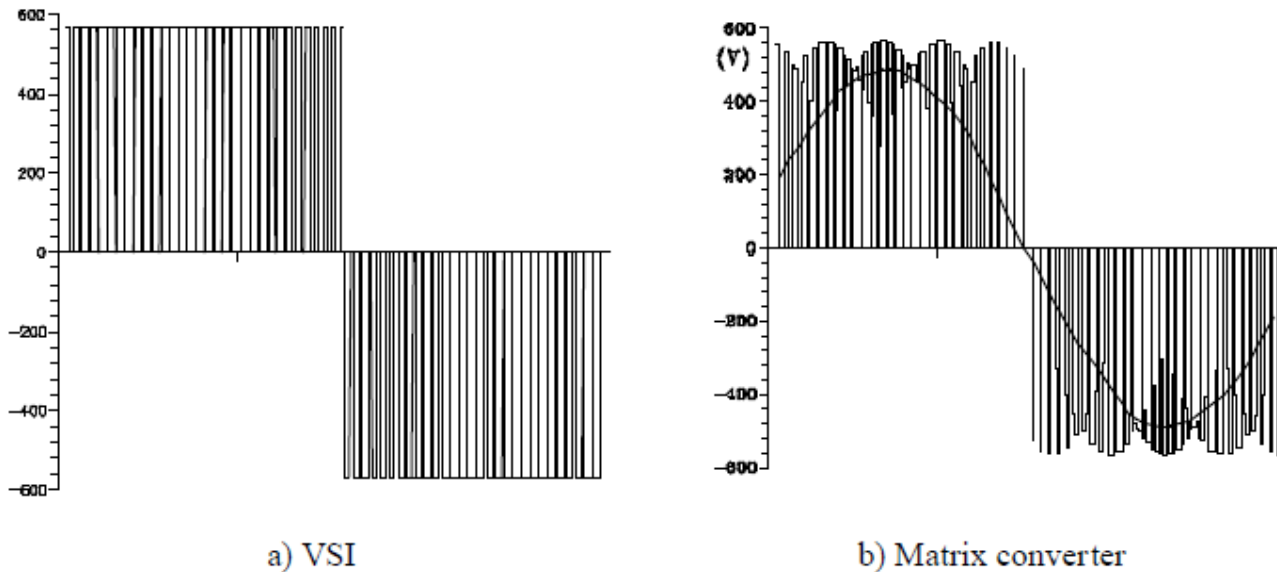


Figura 1.9 Forme d'onda di tensione generate da un VSI e da un Matrix Converter

1.5.2 Corrente e fattore di potenza di ingresso

Allo stesso modo per le tensioni di uscita, le correnti di ingresso sono generate direttamente dalle correnti di uscita. In particolare la corrente in ingresso al Matrix Converter, ragionando nel dominio di Park, può essere scomposta in una componente attiva che trasporta la potenza attiva istantanea richiesta dal carico e da una componente immaginaria. La componente attiva di corrente non può essere controllata, poiché non vi è alcun elemento di accumulo di energia, mentre la componente immaginaria può essere liberamente controllata al fine di avere in ingresso al Matrix Converter una corrente con il più basso contenuto armonico, e nel particolare caso di carico equilibrato e tensione di ingresso sinusoidale e simmetrica, la corrente di ingresso può diventare sinusoidale. Di fatto ciò che è controllabile è il fattore di potenza di ingresso, ovvero lo sfasamento tra la tensione e la corrente di ingresso. In ogni caso, la corrente di ingresso è discontinua e quindi è necessario un filtro passa basso, almeno ad alta frequenza, al fine di ridurre la distorsione armonica della corrente in ingresso a un livello accettabile.

Le prestazioni del Matrix Converter, in termini di correnti di ingresso, rappresentano un significativo miglioramento rispetto alle correnti di ingresso di un tradizionale convertitore a doppio stadio composto da un ponte raddrizzatore e da un inverter VSI, il cui spettro armonico mostra un alto contenuto armonico alle basse frequenze. Questo fatto rappresenta un'interessante caratteristica del Matrix Converter.

1.5.3 Filtro di ingresso

Il filtro di ingresso, riportato in Fig. 1.10, ha la caratteristica fondamentale di evitare variazioni significative della tensione di ingresso del Matrix Converter e di filtrare le correnti di ingresso che, come già detto, essendo discontinue, generano del contenuto armonico in rete che influisce anche sulla tensione di ingresso stessa andando ad incidere negativamente sul funzionamento complessivo del Matrix Converter.

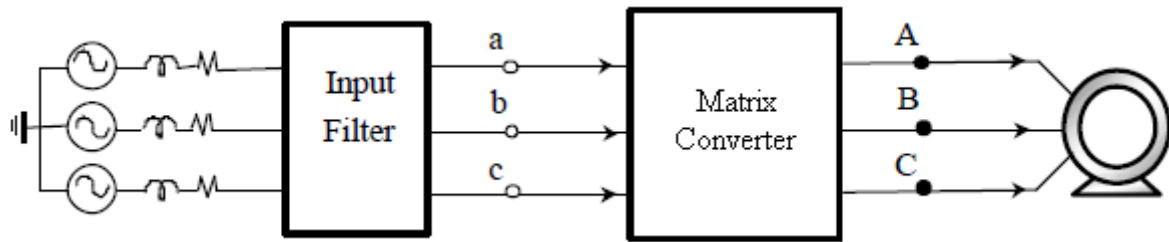


Figura 1.10 Esempio di Matrix Converter con filtro di ingresso e pilotante un motore

Si possono avere diverse tipologie di filtro. In Fig. 1.11 ne sono riportate tre:

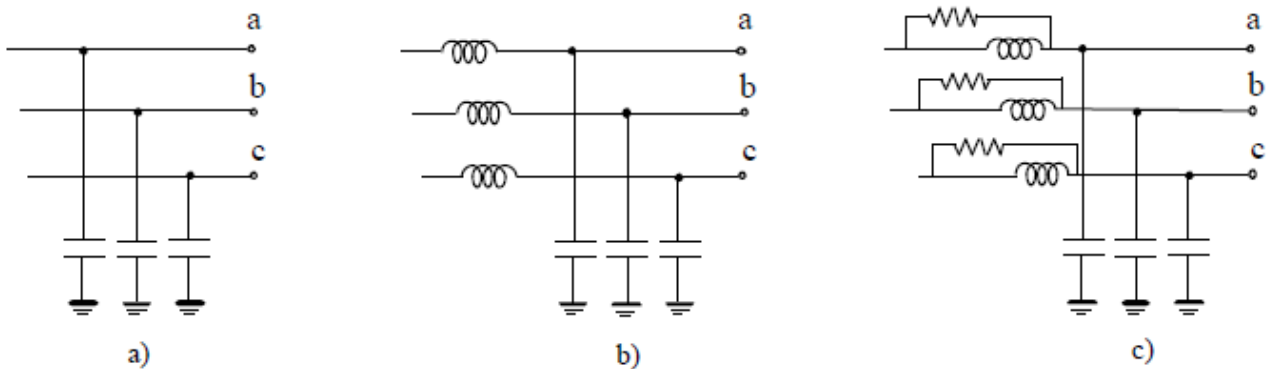


Figura 1.11 a) Condensatori a stella o triangolo; b) Filtro L-C; c) Filtro L-C con resistenze di smorzamento

In generale, la progettazione di un filtro di ingresso per convertitori statici di potenza deve soddisfare tre requisiti principali:

- 1) attenuazione del rumore di commutazione;
- 2) avere un basso angolo di sfasamento tra la tensione e la corrente di ingresso del filtro;
- 3) garantire la stabilità complessiva del sistema.

Il primo requisito è generalmente dettato da norme di controllo della EMI: il filtro deve ridurre la distorsione armonica della corrente di ingresso al di sotto dei valori dati.

Per raggiungere questo risultato, la frequenza di risonanza del filtro deve essere posizionata in maniera tale da non eccitare alcuna componente armonica presente. Se il contenuto armonico della corrente di ingresso è noto, la frequenza di risonanza del filtro deve essere, quindi, posizionata dove non è presente alcuna componente armonica, che di solito è la gamma di frequenza compresa tra la fondamentale e la frequenza di switching. In pratica, a causa della presenza di imperfezioni e asimmetrie nella generazione dei segnali di gate, così come le inesattezze di implementazione del convertitore, alcune armoniche indesiderate di piccola ampiezza potrebbero esistere in questa regione. Se nessun smorzamento è fornito, queste armoniche indesiderate possono essere amplificate dal filtro ad un livello inaccettabile.

Per quanto riguarda il secondo requisito, la presenza di elementi reattivi costituenti il filtro stesso conduce ad avere un assorbimento di potenza reattiva e quindi un abbassamento del fattore di potenza di ingresso. Questo dipende in particolare dalle dimensioni dei condensatori. Pertanto, al fine di mantenere elevato il fattore di potenza, la dimensione dei condensatori deve essere ridotta

al minimo. Tuttavia, la limitazione della dimensione dei condensatori ha diverse implicazioni sul design del filtro. Al fine di soddisfare le specifiche richieste di attenuazione, quindi fissata una certa frequenza di risonanza, gli induttori del filtro aumentano di dimensioni, il che determina il complessivo aumento delle dimensioni del filtro stesso.

Entro i limiti imposti dal Matrix Converter, la componente di corrente dovuta ai condensatori del filtro di ingresso potrebbe essere compensata dal convertitore stesso, ponendo come riferimento per la corrente di ingresso un angolo di sfasamento in ritardo di un certo valore. Ma in questo modo il rapporto massimo di trasferimento di tensione per il convertitore sarebbe notevolmente ridotto. Pertanto, anche per il Matrix Converter, il limite superiore delle capacità del filtro di ingresso è fissato dal minimo accettabile del fattore di potenza della rete.

L'ultimo, ma non meno importante requisito, si riferisce al controllo dell'interazione tra l'impedenza del filtro di ingresso e quella del convertitore. In generale, l'impedenza di uscita del filtro deve essere la più bassa possibile rispetto a quella del convertitore. L'impedenza di uscita del filtro può essere ridotta aumentando le dimensioni dei condensatori del filtro stesso.

Praticamente questo vincolo determina il limite inferiore per il valore dei condensatori.

In conclusione, un design ottimizzato del filtro di ingresso del Matrix Converter è un compito abbastanza difficile.

1.6 Problema delle commutazioni

Il Matrix Converter non presenta diodi di ricircolo, a differenza dei tradizionali convertitori di tensione. Questo rende la commutazione tra gli interruttori un compito difficile, perché la commutazione non potendo essere istantanea, richiederebbe l'introduzione dei tempi morti. Gli interruttori, però, devono essere attivati e disattivati, in modo da evitare, come già detto, cortocircuiti e improvvise interruzioni di corrente. Quindi l'introduzione dei tempi morti diventa un problema. Allora sarebbe necessaria l'introduzione di circuiti di snubber. Molte strategie di commutazione per affrontare queste problematiche, evitando l'utilizzo di circuiti di snubber, sono state già studiate. Di seguito saranno riportate le due più comuni riportate in [1].

1.6.1 Commutazione a 4 step

La soluzione più comune è la cosiddetta *commutazione a 4 step*, che richiede informazioni circa la direzione effettiva della corrente nelle fasi di uscita. La sequenza dei quattro step è mostrata in Fig. 1.12, che si riferisce al caso generale di commutazione da un interruttore bidirezionale "a" ad uno "b".

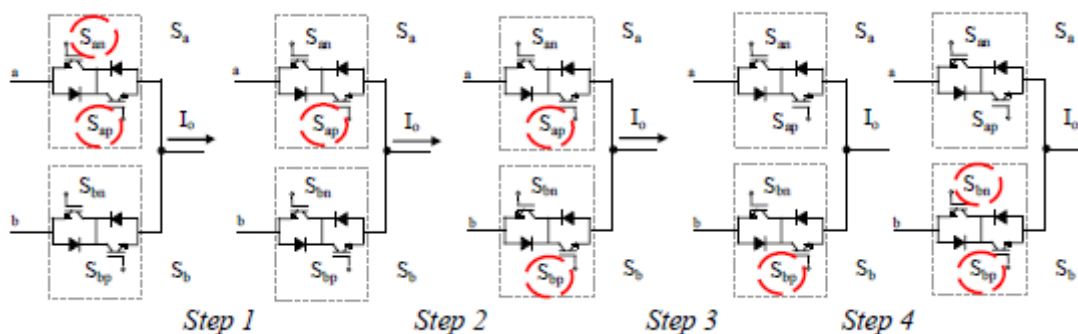


Figura 1.12 Sequenza di commutazione a 4 step

All'inizio, entrambi gli interruttori unidirezionali di "a" sono attivi. Nella primo step, l'interruttore S_{an} , che non sta conducendo la corrente del carico, viene disattivato. Nella secondo step, l'interruttore S_{bp} , che condurrà la corrente, viene attivato. Di conseguenza, entrambi gli interruttori "a" e "b" possono condurre soltanto correnti positive e i corto circuiti vengono così evitati. A seconda della tensione istantanea di ingresso v_{ab} , dopo il secondo step, il diodo in conduzione dell'interruttore "a" è soggetto praticamente a questa tensione. Se $v_{ab} < 0$, allora il diodo è polarizzato inversamente e avviene una commutazione naturale. Altrimenti, se $v_{ab} \geq 0$, avviene una commutazione forzata quando, nel terzo step, l'interruttore S_{ap} viene disattivato. Infine, nel quarto step, l'interruttore S_{bn} , che non stava conducendo, viene attivato per permettere la conduzione di correnti negative. Durante un periodo della tensione di ingresso, la commutazione naturale si manifesta nel 50% di tutte le commutazioni e quindi questa corrente di commutazione viene chiamata di "switching semisoft".

1.6.2 Misura della direzione della corrente

Per misurare le correnti che fluiscono negli interruttori bidirezionali si potrebbero semplicemente utilizzare dei sensori di corrente che misurino le correnti di uscita. Tuttavia per bassi valori di corrente diventa difficile stimarne la direzione corretta, per imprecisioni, offset del sensore di corrente, ecc. Al fine di verificare la direzione della corrente, senza introdurre incertezze o perdite del circuito extra, è possibile misurare le tensioni all'interno dell'interruttore bidirezionale. Nella cella costituente l'interruttore bidirezionale di Fig. 1.13, la direzione della corrente viene stabilita leggendo le tensioni V_1 e V_2 . Si può notare che se la corrente di carico è nel senso indicato, la tensione V_1 sarà positiva mentre la tensione V_2 sarà negativa. Se la corrente fosse di verso opposto le rispettive tensioni sarebbero opposte. La misura di queste tensioni la si può ottenere facilmente mediante un semplice circuito comparatore, ma l'ingresso di questo circuito deve essere protetto dalle sovratensioni che si hanno quando l'interruttore è disattivo.

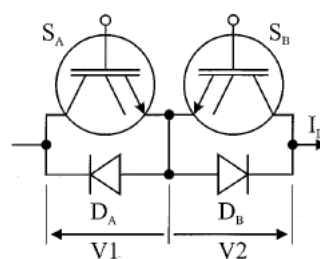


Figura 1.13 Cella bidirezionale

1.6.3 Commutazione a 2 step

Una più affidabile commutazione la si può ottenere con la cosiddetta *commutazione a 2 step*. Questa strategia si basa su un sistema di pilotaggio intelligente degli interruttori bidirezionali che controlla il verso della corrente e pilota singolarmente gli interruttori unidirezionali costituenti la cella bidirezionale. Le informazioni di direzione della corrente vengono calcolate per mezzo del circuito di pilotaggio della cella bidirezionale attiva in quel momento e viene trasmessa a tutti gli altri circuiti pilota delle celle collegate alla medesima fase di uscita come illustrato nella Fig. 1.14. L'informazione della direzione della corrente è assicurata dal fatto che solo un interruttore

unidirezionale alla volta della cella bidirezionale conduce. Questo vuol dire che la corrente deve essere nulla oppure fluire nel verso conosciuto. In questo modo quando viene richiesta una commutazione, essendo la direzione della corrente nota a tutti gli interruttori di una stessa fase di uscita, il circuito pilota della cella bidirezionale chiamata alla commutazione, conoscendo il verso della corrente, attiva solo l'interruttore unidirezionale corretto. Dopo un piccolo tempo di commutazione, l'interruttore della cella bidirezionale uscente dalla conduzione viene spento. Questo tipo di strategia risulta molto più veloce della precedente e attiva, quindi, solo un interruttore unidirezionale di una cella alla volta. Il sistema prevede anche all'inversione della corrente che avviene naturalmente in base alla tensione del carico. Quando il dispositivo di pilotaggio della cella conducente rileva che l'interruttore unidirezionale corrispondente attivo non conduce più, durante il passaggio per lo zero della corrente, viene disattivato. A questo punto, dopo un piccolo tempo di commutazione, viene attivato l'interruttore unidirezionale che permette il passaggio della corrente nel verso opposto e l'informazione circa la nuova direzione della corrente viene inviata a tutte le altre celle della stessa fase.

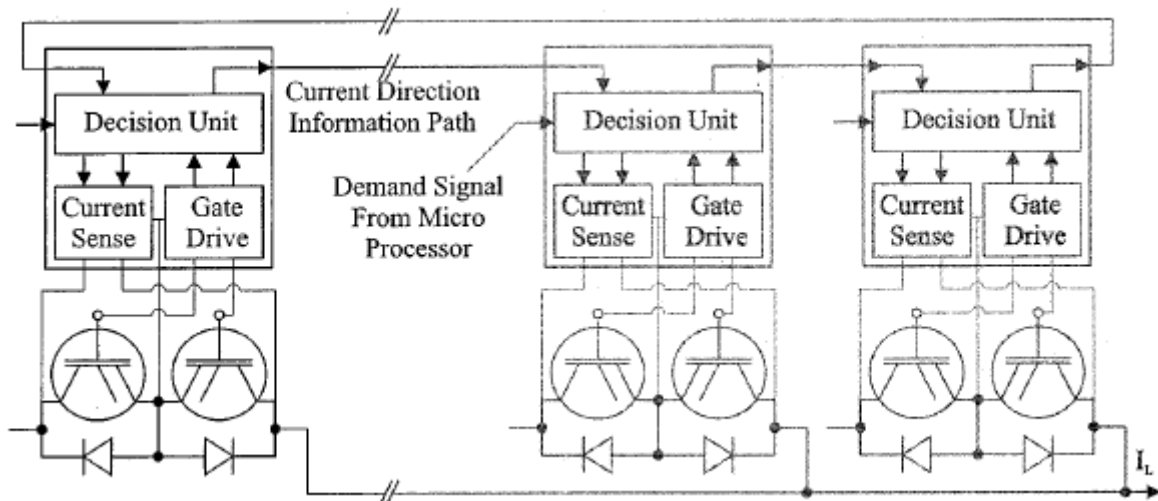


Figura 1.14 Schema di controllo per la commutazione a 2 step

1.7 Protezione del Matrix Converter

Sempre a causa della mancanza dei diodi di ricircolo, e quindi di percorsi in cui la corrente possa circolare liberamente, una serie di strategie di protezione devono essere adottate per prevenire i danni del convertitore. Protezioni contro sovraccarico, cortocircuito e sovratensione sono generalmente implementati. La protezione contro il sovraccarico può essere eseguita direttamente dalla logica di controllo, che disattiva tutti gli interruttori quando il carico è maggiore di quello nominale. Questa soluzione non è, invece, soddisfacente, in caso di cortocircuito, al fine di evitare il danneggiamento degli interruttori, perché il tempo di latenza del DSP in cui la logica è implementata, a seconda della durata del ciclo, può risultare troppo alto. Pertanto, la protezione contro il cortocircuito consiste nel monitoraggio della tensione collettore-emettitore di tutti gli IGBT compresi nei moduli di potenza.

Vale la pena notare che non è possibile semplicemente disattivare tutti gli interruttori, altrimenti la corrente induttiva del carico non ha alcun percorso di chiusura. La soluzione più comune a questo problema è quella di aggiungere due ponti a diodi tra l'ingresso e l'uscita del convertitore, come mostrato in Fig. 1.15. Il piccolo condensatore di clamp è progettato per immagazzinare l'energia della corrente induttiva. Inoltre la tensione ai capi del condensatore viene continuamente misurata. Infatti, le condizioni di guasto sono più frequentemente causate da fenomeni di instabilità in ingresso del convertitore o da commutazioni errate, piuttosto che da brevi cortocircuiti lato carico. Quando la tensione ai capi del condensatore diventa superiore a un valore limite, la protezione di sovratensione interrompere il convertitore.

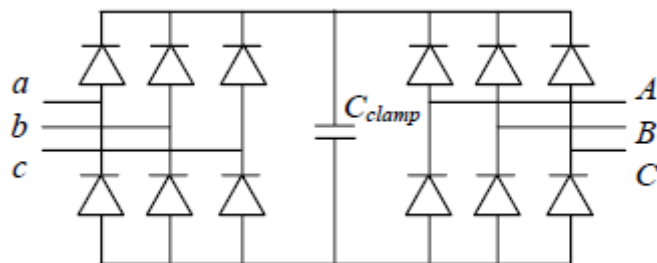


Figura 1.15 Circuito di clamp per la protezione del Matrix Converter

1.8 Confronto tra Matrix Converter e Back-To-Back Converter

Per riuscire a prendere piede nel mercato, il Matrix Converter dovrebbe superare le prestazioni degli altri concorrenti in termini di costi, dimensioni e affidabilità. L'alternativa più importante per il Matrix Converter è il convertitore Back-To-Back, il cui schema è mostrato in Fig. 1.16.

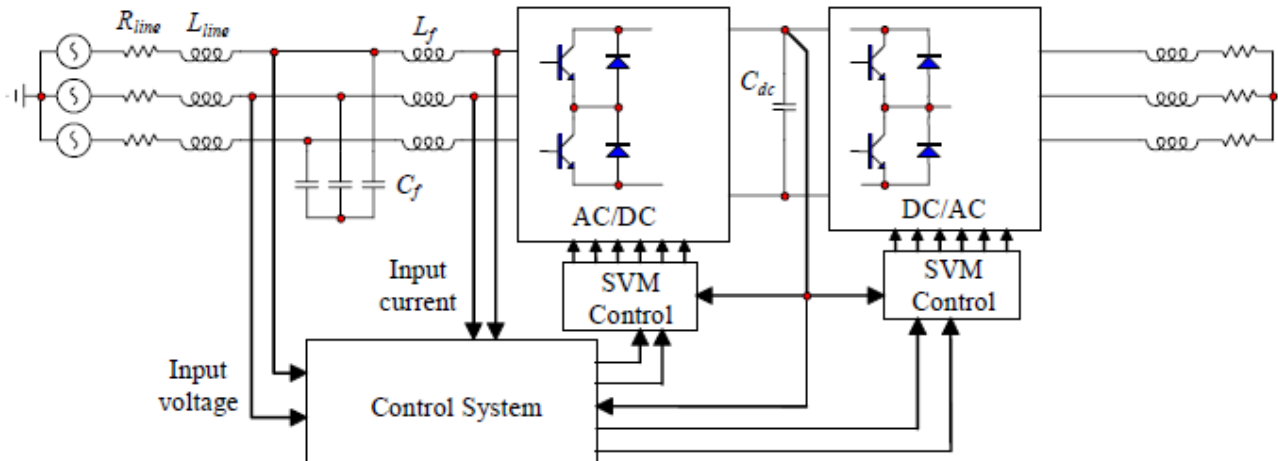


Figura 1.16 Circuito elettrico che utilizza un convertitore Back-To-Back

Il Matrix Converter è già stato confrontato con il convertitore Back-To-Back ottenendo alcuni risultati importanti ma non decisivi. Il confronto è estremamente difficile a causa del numero elevato di parametri del sistema, per esempio, i parametri del filtro di ingresso e del carico, la frequenza di commutazione degli interruttori, la frequenza di uscita, le strategie di modulazione adottate, e così via e per le differenze intrinseche tra le due topologie di convertitori, come ad esempio, il rapporto massimo tra tensione di ingresso e uscita.

Per esempio, il Matrix Converter è in grado di generare una tensione di uscita bilanciata e sinusoidale, la cui ampiezza, come già detto precedentemente, può essere regolata da zero a circa l'86% del valore di tensione di ingresso, e sotto certe condizioni di disturbo armonico presente in rete. La tensione di uscita del convertitore Back-To-Back, invece, è legata alla tensione del D.C. link, e può essere pari o addirittura superiore alla tensione di ingresso.

Le frequenze di commutazione dei due convertitori sono legate alle strategie di modulazione adottate e devono essere scelte con cura, al fine di effettuare un confronto equo.

Inoltre, entrambi i convertitori hanno bisogno di un filtro di ingresso per ridurre le armoniche di corrente, ed i parametri del filtro sono strettamente legati alla frequenza di commutazione.

In [2] è stato fatto il confronto tra le due topologie in termini di perdite di commutazione per valutare l'efficienza del Matrix Converter in date condizioni di funzionamento. D'altra parte, è stato chiaramente sottolineato che nel Matrix Converter queste perdite di commutazione non sono equamente ripartite tra i vari interruttori, essendo la distribuzione relativa alla frequenza di uscita. Pertanto, considerando solo le perdite di commutazione come parametro per il confronto, il risultato può essere fuorviante.

Il confronto tra Matrix Converter e il convertitore Back-To-Back in [3] è stato fatto valutando la massima potenza di uscita che ciascun convertitore è in grado di fornire al carico per frequenze di uscita differenti. Il confronto è effettuato assumendo gli stessi tipi di IGBT e diodi per i due

convertitori. La potenza di uscita massima è determinata tenendo conto del limite termico di ogni interruttore sulla base di un modello termico. Tutti i parametri necessari per il confronto sono riportati nella Fig. 1.17. Le prestazioni delle due topologie di convertitori sono state testate per diversi valori della frequenza di uscita nel range 0-150 Hz. La tensione è stata modificata con la frequenza secondo la ben nota legge V/Hz costante per azionamenti di motori a induzione. Così, la tensione di uscita varia in modo proporzionale alla frequenza fino a 50 Hz. Per le frequenze più alte la tensione di uscita viene mantenuta costante, cioè 330 V e 380 V rispettivamente per il Matrix Converter e per il convertitore Back-To-Back .

Parameters	Back to Back	Matrix Converter
V_{IN}	380 V _(RMS) , 50 Hz	380 V _(RMS) , 50 Hz
R_{line}	0.11Ω	0.11Ω
L_{line}	0.167mH	0.167mH
V_{DC}	600V	-
C_{DC}	200μF	-
C_f	25μF (Y)	40 μF (Y)
L_f	1.00 mH	0.35 mH
R_{jc}	0.64 °C/W	0.64 °C/W
C_j	31.2 mJ/°C	31.2 mJ/°C
θ_{case}	70fC	70fC
f_{sw}	6.6kHz (ac-dc),16kHz (dc-ac)	8kHz
$\cos \varphi_{load}$	0.8	0.8
V_{out}	$f_{out} < 50 \text{ Hz}$, const. V/Hz $f_{out} > 50 \text{ Hz}$, $V_{out} = 380 \text{ V}$	$f_{out} < 50 \text{ Hz}$, const. V/Hz $f_{out} > 50 \text{ Hz}$, $V_{out} = 330 \text{ V}$
Diodes	HFA16PB120	HFA16PB120
IGBTs	IRG4PH50U	IRG4PH50U

Figura 1.17 Parametri di sistema

La potenza di uscita massima raggiungibile dai due convertitori in funzione della frequenza di uscita è riassunta in Fig. 1.18. E' evidente che la potenza di uscita del Matrix Converter è sempre superiore a quella del convertitore Back-To-Back, mostrando un decremento attorno a 50 Hz. La Fig. 1.19 mostra la corrente di carico corrispondente alla potenza massima in funzione della frequenza di uscita, per il Matrix Converter e per il convertitore Back-To-Back. In questa figura è evidente il migliore rendimento del Matrix Converter in termini di corrente massima di uscita, soprattutto nella fascia a bassa frequenza. La ragione dei valori così bassi della corrente di uscita per il convertitore Back-To-Back è dovuta al fatto che, a bassa frequenza, la corrente di uscita non è equamente ripartita fra i sei interruttori. Questa situazione è simile a quella che si verifica

quando il Matrix Converter funziona a 50 Hz. Al contrario, quest'ultimo è in grado di fornire alte correnti a bassa frequenza, perché queste correnti sono equamente ripartite tra i diciotto interruttori.

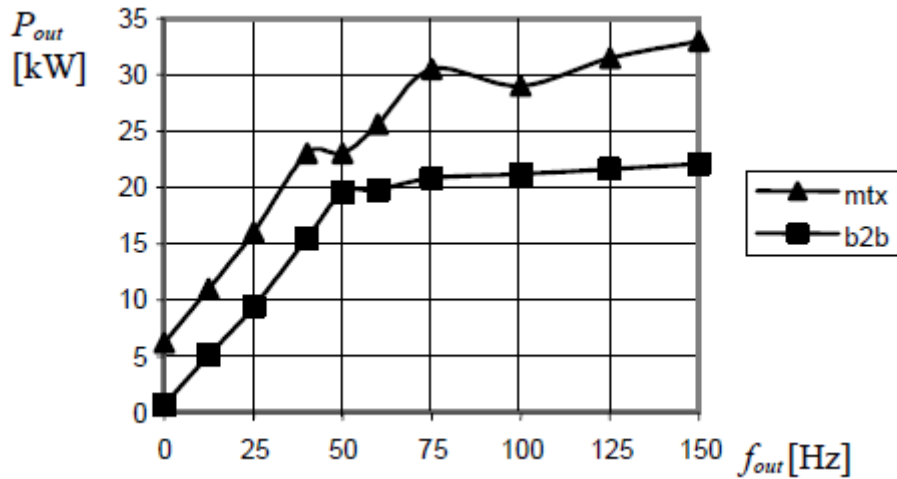


Figura 1.18 Potenza massima di uscita in funzione della frequenza di uscita

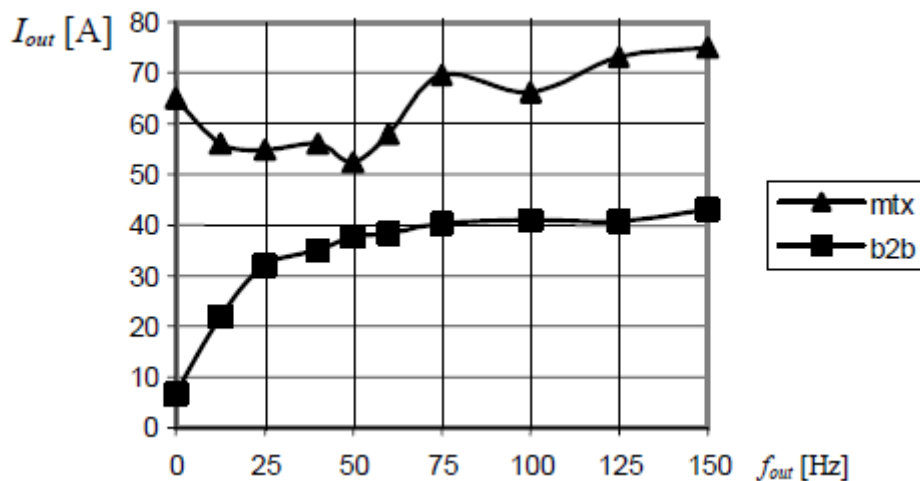


Figura 1.19 Corrente di uscita in funzione della frequenza di uscita

Per fare un confronto equo si dovrebbe tener conto che le due topologie di convertitori sono realizzate con un diverso numero di interruttori, ossia diciotto per il Matrix Converter e dodici per il convertitore Back-To-Back. A questo scopo due quantità più significative sono state introdotte, che rappresentano la massima potenza di uscita per interruttore e la corrispondente corrente di uscita. Questi nuovi quantitativi sono rappresentati nelle Fig. 1.20 e 1.21, rispettivamente. La Fig. 1.20 indica che la potenza di uscita per ogni interruttore del Matrix Converter è sempre inferiore a quella del convertitore Back-To-Back, ad eccezione dei valori di frequenza che vanno da 0 a circa 30 Hz. D'altra parte, si può vedere dalla Fig. 1.21 che la corrente di carico per ogni interruttore del Matrix Converter è sempre più alta di quella del convertitore Back-To-Back, tranne che per i valori di frequenza intorno ai 50 Hz.

Dalle Fig. 1.20 e 1.21, si può concludere che, in termini di potenza massima in uscita le due topologie di convertitori mostrano praticamente le stesse prestazioni, mentre in termini di

corrente di uscita il Matrix Converter può essere preferito al convertitore Back-To-Back in particolare per bassi valori di frequenza di uscita. Questi risultati potrebbero essere utilmente impiegati nella scelta della topologia di convertitore per i sistemi di azionamento, una volta che le condizioni operative e la capacità di sovraccarico sono state specificate in dettaglio.

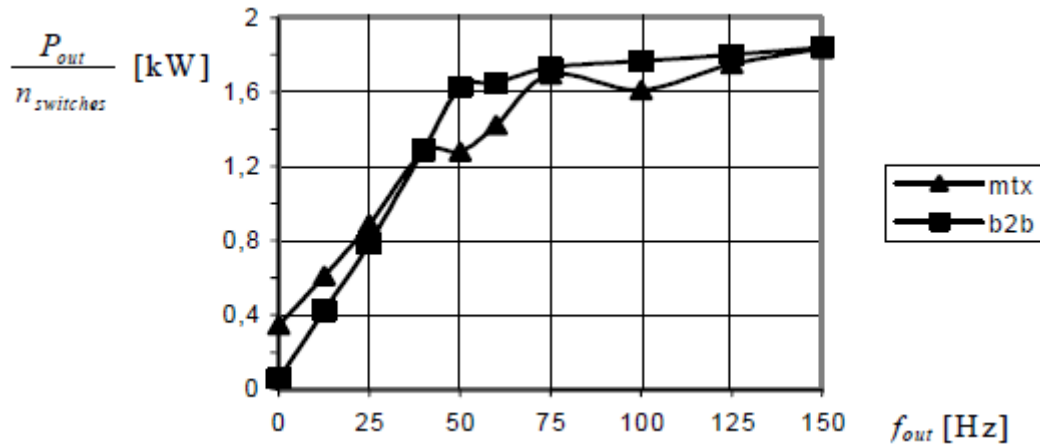


Figura 1.20 Potenza massima di uscita per interruttore in funzione della frequenza di uscita

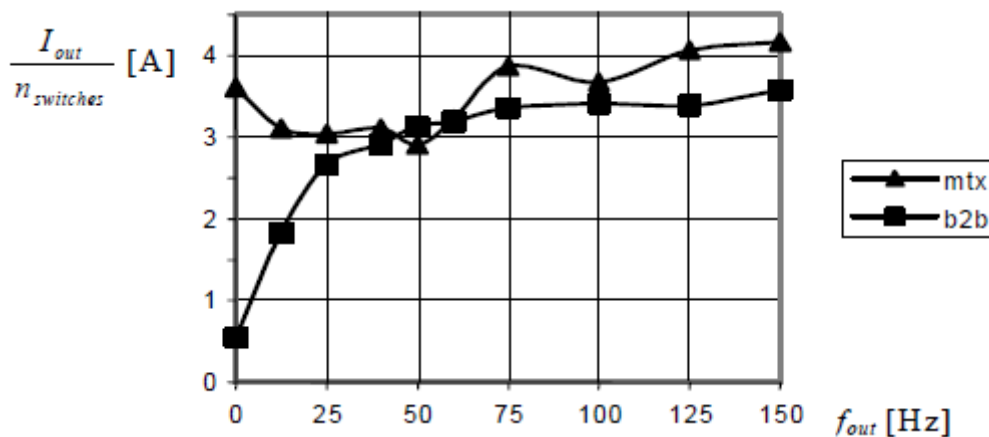


Figura 1.21 Corrente di uscita per interruttore in funzione della frequenza di uscita

Concludendo il Matrix Converter fornisce alcune interessanti caratteristiche, come la compattezza e la forma d'onda sinusoidale della corrente di ingresso e uscita. Tuttavia, vi sono alcuni svantaggi potenziali della tecnologia del Matrix Converter che hanno finora impedito lo sfruttamento commerciale. Nel corso degli ultimi due decenni molti di questi problemi sono stati risolti. In particolare, il problema delle commutazioni tra due interruttori bidirezionali è stato risolto con lo sviluppo di strategie multistep, come è stato riportato in precedenza, e nuovi moduli destinati ad essere applicati per Matrix Converter sono stati fabbricati.

1.9 Indirect Matrix Converter

In realtà, anche se in letteratura è poco riportato [30] e [31], esiste una versione del Convertitore a Matrice detta Indirect Matrix Converter, ovvero Convertitore a Matrice Indiretto. Questo di fatto è un convertitore a doppio stadio ma senza elementi di accumulo, ed ha un funzionamento equivalente al Matrix Converter, tanto è che, come sarà visto nel Capitolo 2, il Matrix Converter può essere studiato tramite il suo equivalente indiretto, per cui l'Indirect Matrix Converter presenta tutti i vantaggi di un Matrix Converter vero e proprio e sotto certe condizioni può essere costituito da un numero di interruttori minore. In Fig. 1.22 è riportato uno schema di principio.

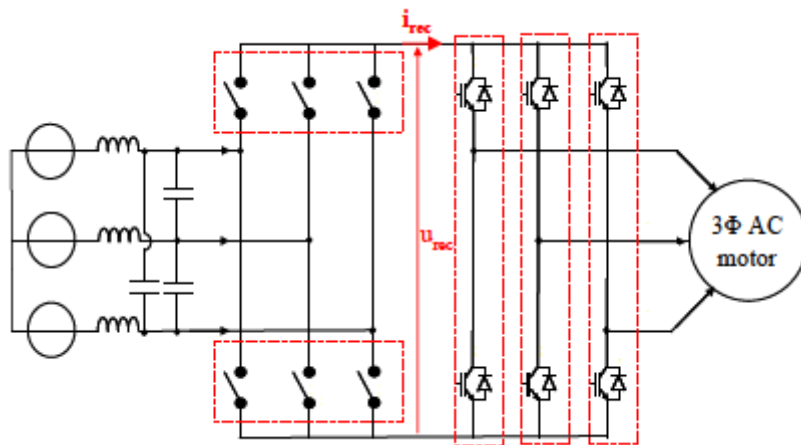


Figura 1.22 Indirect Matrix Converter

In particolare, esso è costituito da uno stadio Raddrizzatore e da uno stadio Invertitore.

Quest'ultimo può essere realizzato con un classico inverter VSI con interruttori bidirezionali in corrente, costituiti dai classici IGBT e diodi in antiparallelo.

Lo stadio Raddrizzatore invece può avere forme diverse anche a seconda delle condizioni di lavoro. In Fig. 1.23 sono riportati tre tipi di raddrizzatori denominati rispettivamente raddrizzatori Indirect, Sparse e Ultra Sparse.

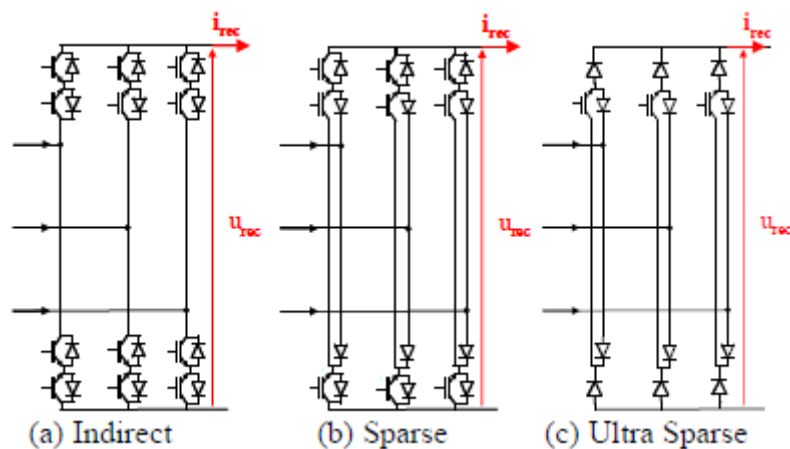


Figura 1.23 Tipologie di Indirect Matrix Converter: a) Indirect; b) Sparse; c) Ultra Sparse

Il raddrizzatore Indirect, riportato in Fig. 1.23(a), è composto da sei interruttori bidirezionali sia in corrente sia in tensione e ha bisogno, quindi, di dodici circuiti di comando. Questo tipo di raddrizzatore ha sempre due diodi e due IGBT in conduzione, qualunque sia il controllo del convertitore.

Il raddrizzatore Sparse, riportato in Fig. 1.23(b), ha le stesse caratteristiche di quello Indirect, ma il numero di IGBT è ridotto a nove.

Infine il raddrizzatore Ultra Sparse, mostrato in Fig. 1.23(c), è il più semplice di queste tre soluzioni, dato che solo tre IGBT e quindi tre circuiti di comando sono necessari, ma non si può creare un flusso bidirezionale di potenza in contrasto con le altre due soluzioni.

Per contro, ogni semplificazione fatta nella struttura del raddrizzatore, al fine di limitare il numero di dispositivi al silicio, aumenta il numero di componenti in conduzione (due diodi e tre IGBT per il Sparse, rispetto ai due diodi e due IGBT per l'Indirect) che comporta l'aumento della perdite di conduzione.

Altro vantaggio che presenta in generale l'Indirect Matrix Converter rispetto al Matrix Converter è che, nel Matrix Converter per ovviare al problema delle commutazioni si deve utilizzare una delle tecniche apposite di commutazione, come quella a *4 step* o *2 step* viste in questo capitolo, complicando il sistema di controllo complessivo. Invece, nell'Indirect Matrix Converter non c'è alcun bisogno di queste tecniche, in quanto gli interruttori costituenti i singoli stadi si possono comandare separatamente ed è possibile per lo stadio Raddrizzatore attuare le commutazioni durante gli istanti in cui la corrente è nulla. In questa maniera si hanno, inoltre, meno perdite di commutazione.

Nonostante questo in letteratura si presta molta attenzione al Matrix Converter, ma essendo i due tipi di convertitori tra loro equivalenti, molti dei risultati ottenuti per il Matrix Converter sono validi anche per l'Indirect Matrix Converter.

Capitolo 2

Strategie di Controllo

2.1 Introduzione

La complessità della struttura del Matrix Converter può rendere lo studio e la determinazione delle strategie di modulazione adeguate un compito difficile. Due grossi diversi approcci matematici sono stati considerati in passato per affrontare questo problema, e cioè, il *Modulation Duty Cycle Matrix (MDCM)* e la *Space Vector Modulation (SVM)*.

L'approccio MDCM è stato inizialmente utilizzato per porre la teoria del Matrix Converter su una solida base matematica e molti documenti a riguardo sono stati pubblicati. Una prima strategia basata su questo approccio proposta da Alesina e Venturini (AV), riportata in [5], permette il pieno controllo delle tensioni di uscita e del fattore di potenza di ingresso. Il rapporto massimo di trasferimento di tensione ingresso-uscita dell'algoritmo proposto è limitato a 0,5 e il fatto di poter controllare il fattore di potenza di ingresso richiede la conoscenza di quello di uscita. L'inclusione di una terza armonica nelle forme d'onda della tensione di ingresso e di uscita è stata adottata con successo per aumentare il rapporto massimo di trasferimento di tensione fino a 0,866, un valore che rappresenta un limite intrinseco del Matrix Converter, con tensione di alimentazione sinusoidale, simmetrica e in condizioni di carico equilibrato e non deformante. In [6], la stessa tecnica è stata poi migliorata con il controllo del fattore di potenza di ingresso che porta ad una strategia di modulazione molto potente chiamata metodo Optimum AV.

Ci sono inoltre altre diverse tecniche scalari che portano a risultati molto simili a quelle ottenute con il metodo di Alesina-Venturini.

L'approccio SVM, inizialmente fu proposto in [4], per controllare solo le tensioni di uscita, mentre successivamente sono state sviluppate delle tecniche SVM che sfruttassero completamente la possibilità del Matrix Converter per controllare il fattore di potenza in ingresso, indipendentemente dal fattore di potenza in uscita, e di utilizzare appieno le tensioni di ingresso e di ridurre il numero di commutazioni in ogni periodo di switching.

Uno degli ultimi, ed interessante approccio matematico, si basa sul cosiddetto *Duty Cycle Space Vector (DCSV)*, riportato in [24], che consiste in una rappresentazione dello stato degli interruttori per mezzo di vettori spaziali. In questo modo, le strategie precedentemente menzionate possono essere considerate come casi particolari di quello proposto.

Inoltre un'ultima teoria matematica, riportata in [25], basata su un nuovo concetto denominato *Singular Value Decomposition (SVD)*, conduce ad una nuova relazione tra il rapporto di trasferimento massimo di tensione e il fattore di potenza di ingresso. Da questa teoria discende una strategia di controllo unificata che, come quella DCSV, comprende come casi particolari tutti quelli precedentemente citati.

Infine vengono citate altre tecniche di modulazione utilizzate nei classici convertitori a doppio stadio che possono essere opportunamente implementate anche nel Matrix Converter, in particolare il controllo in *corrente ad isteresi*.

2.2 Modulation Duty Cycle Matrix

Le commutazioni del convertitore generano forme d'onda della tensione di uscita discontinue. Supponendo che un carico induttivo sia collegato in uscita, la forma d'onda della corrente di uscita sarà invece continua. In queste condizioni di funzionamento, l'equazione di equilibrio della potenza istantanea, applicate ai lati di ingresso e uscita di un convertitore ideale, porta a correnti in ingresso discontinue. La presenza di condensatori sul lato di ingresso è necessario per assicurare una tensione continua nel lato medesimo.

Al fine di analizzare le strategie di modulazione, è necessario introdurre un modello matematico ideale del Matrix Converter, costituito da interruttori ideali e caratterizzato da una frequenza di switching molto superiore alle frequenze di ingresso e di uscita. Sotto queste ipotesi, le componenti ad alta frequenza delle grandezze elettriche possono essere trascurate, e le stesse grandezze elettriche possono essere rappresentate dal loro valore medio nel periodo di switching. Il legame tra le tensioni di ingresso e uscita e correnti di ingresso e uscita del convertitore possono essere scritte in forma matriciale nei valori medi:

$$\begin{bmatrix} v_{o1} \\ v_{o2} \\ v_{o3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & m_{22} & m_{23} \\ m_{31} & m_{32} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{i1} \\ v_{i2} \\ v_{i3} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} i_{i1} \\ i_{i2} \\ i_{i3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{21} & m_{31} \\ m_{12} & m_{22} & m_{32} \\ m_{13} & m_{23} & m_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{o1} \\ i_{o2} \\ i_{o3} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

dove

$$0 \leq m_{hk} \leq 1, \quad h = 1,2,3, \quad k = 1,2,3. \quad (2.3)$$

Le variabili m_{hk} rappresentano i duty cycle ($m_{hk} = t_{hk}/T_s$) dei nove interruttori S_{hk} e possono essere rappresentate per mezzo della matrice m . Al fine di evitare cortocircuiti sul lato di ingresso e di circuiti aperti sul lato di uscita, questi duty cycle devono soddisfare le tre condizioni seguenti:

$$m_{11} + m_{12} + m_{13} = 1 \quad (2.4)$$

$$m_{21} + m_{22} + m_{23} = 1 \quad (2.5)$$

$$m_{31} + m_{32} + m_{33} = 1. \quad (2.6)$$

La determinazione di qualsiasi strategia di modulazione per il Matrix Converter, può essere formulata come il problema di determinare, in ogni periodo di switching, la matrice dei duty cycle che soddisfa le relazioni tra tensione di ingresso e uscita (2.1), il fattore di potenza istantaneo richiesto in ingresso, e le condizioni imposte dai vincoli (2.3), (2.4), (2.5) e (2.6).

La soluzione di questo problema rappresenta un compito abbastanza difficile e non è unico, come documentato dalle diverse soluzioni proposte in letteratura. Va osservato che, al fine di

determinare completamente la strategia di modulazione, è necessario definire il cosiddetto switching pattern, che è la sequenza di commutazione dei nove interruttori. L'uso di diversi switching pattern per la stessa matrice dei duty cycle conduce a un differente comportamento in termini di numero di commutazioni e di qualità delle forme d'onda di ingresso e di uscita.

2.2.1 Metodo di Alesina-Venturini (AV)

Una prima soluzione, ottenuta utilizzando il Modulation Duty Cycle Matrix, è stata proposta da Alesina e Venturini in [5]. Questa strategia permette di controllare le tensioni di uscita e il fattore di potenza in ingresso, e può essere riassunta nella seguente equazione, valida per un fattore di potenza in ingresso unitario:

$$m_{hk} = \frac{1}{3} \left\{ 1 + 2q \cos \left[\alpha_o - (h-1) \frac{2\pi}{3} \right] \cos \left[\beta_i - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right] \right\} \quad (2.7)$$

dove

- α_o fase della tensione di uscita;
- α_i fase della tensione di ingresso;
- β_o fase della corrente di uscita;
- β_i fase della corrente di ingresso;
- q rapporto tra la tensione di uscita e quella di ingresso.

Supponendo che la tensione di alimentazione sia sinusoidale e simmetrica e che il carico sia equilibrato e non deformato, il valore massimo del rapporto tra la tensione di uscita e quella di ingresso q è di 0,5. Questo basso valore rappresenta il principale svantaggio di questa strategia di modulazione. L'assegnazione degli stati degli interruttori all'interno di un periodo di switching, come già detto, non è unico e diversi switching pattern portano a diversi valori di ripple delle grandezze elettriche. Un tipico switching pattern, detto *double sided switching pattern*, solitamente adottato, è rappresentato schematicamente nella Fig. 2.1.

Come è possibile vedere, utilizzando questa tecnica di modulazione, dodici commutazioni si verificano in ogni periodo di switching.

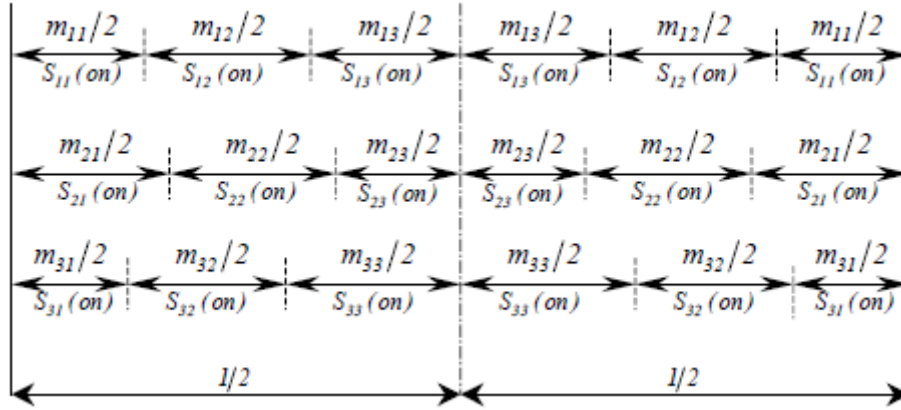


Figura 2.1 Double sided switching pattern

2.2.2 Metodo Optimum Alesina-Venturini (Optimum AV)

Al fine di migliorare le prestazioni della strategia di modulazione precedente in termini di rapporto massimo di trasferimento di tensione, è stata presentata in [6] una seconda soluzione. In questo caso la legge di modulazione può essere descritta dalla seguente equazione:

$$m_{hk} = \frac{1}{3} \left\{ 1 + 2q \cos \left[\beta_i - \frac{2\pi(k-1)}{3} \right] \left[\cos \left[\alpha_o - \frac{2\pi(h-1)}{3} \right] - \frac{\cos(3\alpha_o)}{6} + \frac{\cos(3\beta_i)}{2\sqrt{3}} \right] - \frac{2}{3\sqrt{3}} q \left[\cos \left(4\beta_i - (k-1) \frac{2\pi}{3} \right) - \cos \left(2\beta_i + (k-1) \frac{2\pi}{3} \right) \right] \right\}. \quad (2.8)$$

In particolare, la soluzione data in (2.8), è valida sempre per un fattore di potenza di ingresso unitario. In questo caso grazie alla aggiunta della terza armonica nelle tensioni di ingresso e uscita il massimo trasferimento di tensione è 0,866.

Va notato che in [6] è stata data una soluzione completa, valida per valori del fattore di potenza in ingresso diversi dall'unità. Le espressioni che si ottengono sono molto complesse e richiedono la conoscenza del fattore di potenza di uscita.

2.3 Space Vector Modulation (SVM)

L'approccio di tipo Space Vector Modulation (SVM) è basato sulla rappresentazione istantanea del vettore spaziale delle tensioni e delle correnti di ingresso e di uscita. Tra le ventisette possibili configurazioni di commutazione del Matrix Converter, solo ventuno possono essere utilmente impiegate nella algoritmo SVM, e possono essere rappresentate come mostrato nella Tab. 2.1. Le prime diciotto configurazioni di commutazione determinano un vettore di tensione di uscita \mathbf{v}_o e un vettore di corrente di ingresso \mathbf{i}_i , che hanno direzioni fisse, come rappresentato nella Fig. 2.2, e sono chiamate "configurazioni attive". L'entità di tali vettori dipendono dai valori istantanei delle tensioni di ingresso lato rete e dalle correnti di uscita lato carico, rispettivamente.

Le ultime tre configurazioni di commutazione determinano il vettore nullo di corrente di ingresso e di tensione di uscita, e sono chiamate "configurazioni nulle".

Le rimanenti sei configurazioni di commutazione vedono ogni fase di uscita collegata ad una differente fase di ingresso. In questo caso i vettori spaziali della tensione di ingresso e della

corrente di uscita hanno direzioni variabili e non possono essere utilizzate per sintetizzare i vettori di riferimento.

Switch configuration	Switches On	v_o	α_o	i_i	β_i
+1	S_{11} S_{22} S_{32}	$2/3 v_{12i}$	0	$2/\sqrt{3} i_{o1}$	$-\pi/6$
-1	S_{12} S_{21} S_{31}	$-2/3 v_{12i}$	0	$-2/\sqrt{3} i_{o1}$	$-\pi/6$
+2	S_{12} S_{23} S_{33}	$2/3 v_{23i}$	0	$2/\sqrt{3} i_{o1}$	$\pi/2$
-2	S_{13} S_{22} S_{32}	$-2/3 v_{23i}$	0	$-2/\sqrt{3} i_{o1}$	$\pi/2$
+3	S_{13} S_{21} S_{31}	$2/3 v_{31i}$	0	$2/\sqrt{3} i_{o1}$	$7\pi/6$
-3	S_{11} S_{23} S_{33}	$-2/3 v_{31i}$	0	$-2/\sqrt{3} i_{o1}$	$7\pi/6$
+4	S_{12} S_{21} S_{32}	$2/3 v_{12i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{o2}$	$-\pi/6$
-4	S_{11} S_{22} S_{31}	$-2/3 v_{12i}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{o2}$	$-\pi/6$
+5	S_{13} S_{22} S_{33}	$2/3 v_{23i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{o2}$	$\pi/2$
-5	S_{12} S_{23} S_{32}	$-2/3 v_{23i}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{o2}$	$\pi/2$
+6	S_{11} S_{23} S_{31}	$2/3 v_{31i}$	$2\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{o2}$	$7\pi/6$
-6	S_{13} S_{21} S_{33}	$-2/3 v_{31i}$	$2\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{o2}$	$7\pi/6$
+7	S_{12} S_{22} S_{31}	$2/3 v_{12i}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{o3}$	$-\pi/6$
-7	S_{11} S_{21} S_{32}	$-2/3 v_{12i}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{o3}$	$-\pi/6$
+8	S_{13} S_{23} S_{32}	$2/3 v_{23i}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{o3}$	$\pi/2$
-8	S_{12} S_{22} S_{33}	$-2/3 v_{23i}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{o3}$	$\pi/2$
+9	S_{11} S_{21} S_{33}	$2/3 v_{31i}$	$4\pi/3$	$2/\sqrt{3} i_{o3}$	$7\pi/6$
-9	S_{13} S_{23} S_{31}	$-2/3 v_{31i}$	$4\pi/3$	$-2/\sqrt{3} i_{o3}$	$7\pi/6$
0_1	S_{11} S_{21} S_{31}	0	-	0	-
0_2	S_{12} S_{22} S_{32}	0	-	0	-
0_3	S_{13} S_{23} S_{33}	0	-	0	-

Tabella 2.1 Configurazioni di commutazione utilizzati nell'algorithm SVM

2.3.1 Tecnica SVM

L'algorithm SVM, basato sull'omonimo approccio matematico, per il Matrix Converter ha la capacità intrinseca di raggiungere il pieno controllo sia per il vettore spaziale della tensione di uscita sia di quello della corrente di ingresso, quest'ultimo per il controllo del fattore di potenza di ingresso, [7] e [8]. In ogni istante di campionamento, il vettore della tensione di fase di uscita v_o e lo sfasamento tra il vettore della corrente di ingresso e il vettore della tensione di fase di ingresso φ_i sono date quantità di riferimento. Il vettore della tensione di fase di ingresso v_i è imposto dalla sorgente di alimentazione e viene misurato. Il controllo dell'angolo φ_i può essere ottenuto controllando l'angolo della fase della corrente di ingresso β_i . in linea di principio, l'algorithm SVM è basato sulla selezione di quattro configurazioni attive che si applicano per intervalli di tempo

opportuni all'interno di ogni periodo di switching T_S . Le configurazioni nulle sono applicate per completare il periodo T_S .

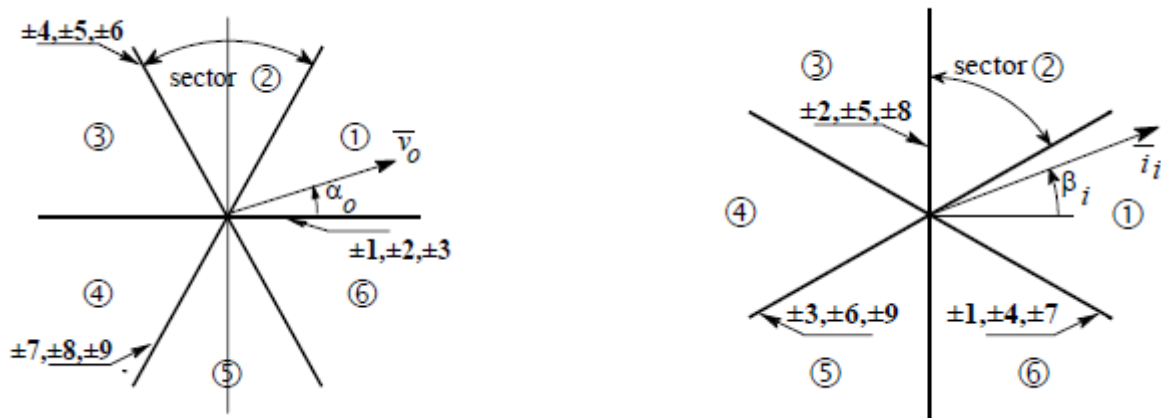


Figura 2.2 Esagoni dei vettori spaziali delle tensioni di fase di ingresso e della corrente di linea di uscita

Per spiegare l'algoritmo di modulazione, si faccia riferimento ai diagrammi vettoriali di Fig. 2.3 dove entrambi i vettori spaziali della corrente i_i e della tensione v_o giacciono nel settore 1, senza perdita di generalità.

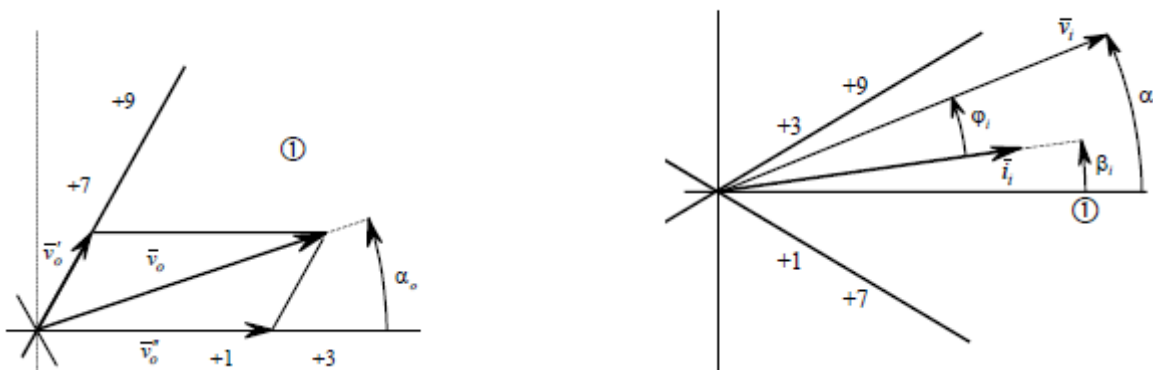


Figura 2.3 Principio di funzionamento della modulazione SVM

Il vettore di tensione di riferimento v_o viene scomposto nelle due componenti v_o' e v_o'' lungo i due vettori adiacenti. La componente v_o' può essere determinata usando i due vettori che hanno la stessa direzione della componente in questione. Tra le sei configurazioni possibili ($\pm 7, \pm 8, \pm 9$), le sole che consentono anche la modulazione della corrente di ingresso devono essere scelte. Si dimostra che questo vincolo consente l'eliminazione di due configurazioni di commutazione, in questo caso la +8 e -8. Tra le rimanenti quattro configurazioni, si scelgono le configurazioni positive, in questo caso la +7 e +9. Il motivo di questa scelta verrà discusso più avanti in questo paragrafo. Con simili considerazioni si scelgono le configurazioni per determinare la componente v_o'' , in questo caso la +1 e +3.

Utilizzando la stessa procedura è possibile determinare le quattro configurazioni di commutazione per ogni possibile combinazione di tensione e corrente di ingresso, portando ai risultati riassunti nella Tab. 2.2. I quattro simboli (I, II, III, IV) sono stati introdotti nell'ultima riga della Tab. 2.2 per

identificare le quattro configurazioni generali, valide per qualsiasi combinazione dei settori di ingresso e uscita.

		Sector of the output voltage vector											
		1 or 4				2 or 5				3 or 6			
Sector of the input current vector	1 or 4	+9	+7	+3	+1	+6	+4	+9	+7	+3	+1	+6	+4
	2 or 5	+8	+9	+2	+3	+5	+6	+8	+9	+2	+3	+5	+6
	3 or 6	+7	+8	+1	+2	+4	+5	+7	+8	+1	+2	+4	+5
		I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV

Tabella 2.2 Configurazioni di commutazione per ogni combinazione della tensione di uscita e della corrente di ingresso

Ora è possibile scrivere, in forma generale, le quattro equazioni di base dell'algorithm SVM, che soddisfano, al tempo stesso, sia i requisiti del vettore di riferimento della tensione di uscita sia della fase della corrente di ingresso. Con riferimento al vettore della tensione di uscita, le due seguenti equazioni possono essere scritte:

$$\mathbf{v}'_o = \mathbf{v}^I_o \delta^I + \mathbf{v}^{II}_o \delta^{II} = \frac{2}{\sqrt{3}} v_o \cos\left(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}\right) e^{j\left[(K_v-1)\frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{3}\right]} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{v}''_o = \mathbf{v}^{III}_o \delta^{III} + \mathbf{v}^{IV}_o \delta^{IV} = \frac{2}{\sqrt{3}} v_o \cos\left(\tilde{\alpha}_o + \frac{\pi}{3}\right) e^{j\left[(K_v-1)\frac{\pi}{3}\right]}. \quad (2.10)$$

Con riferimento alla fase della corrente di ingresso, si ottengono due equazioni imponendo ai vettori

$$(\mathbf{i}^I_i \delta^I + \mathbf{i}^{II}_i \delta^{II})$$

$$(\mathbf{i}^{III}_i \delta^{III} + \mathbf{i}^{IV}_i \delta^{IV})$$

di avere la direzione definita da β_i . Questo può essere fatto imponendo un valore nullo alle due componenti vettoriali lungo la direzione perpendicolare a $e^{j\beta_i}$, arrivando a:

$$(\mathbf{i}^I_i \delta^I + \mathbf{i}^{II}_i \delta^{II}) j e^{j\tilde{\beta}_i} e^{j(K_i-1)\frac{\pi}{3}} = 0 \quad (2.11)$$

$$(\mathbf{i}^{III}_i \delta^{III} + \mathbf{i}^{IV}_i \delta^{IV}) j e^{j\tilde{\beta}_i} e^{j(K_i-1)\frac{\pi}{3}} = 0. \quad (2.12)$$

In (2.9), (2.10), (2.11) e (2.12) $\tilde{\alpha}_o$ o $\tilde{\beta}_i$ sono le fasi, rispettivamente, dei vettori della tensione di uscita e della corrente di ingresso misurate rispetto alla bisettrice del settore corrispondente, e differiscono da α_o e β_i secondo i settori in cui si trovano la tensione di uscita e la corrente di ingresso. In queste equazioni si applicano i seguenti vincoli:

$$-\frac{\pi}{6} \leq \tilde{\alpha}_o \leq \frac{\pi}{6}, \quad -\frac{\pi}{6} \leq \tilde{\beta}_i \leq \frac{\pi}{6}. \quad (2.13)$$

$\delta^I, \delta^{II}, \delta^{III}, \delta^{IV}$ sono i duty cycle delle quattro configurazioni attive, dove $K_v = 1, 2, \dots, 6$ rappresenta il settore in cui giace la tensione di uscita e $K_i = 1, 2, \dots, 6$ rappresenta il settore in cui giace la corrente di ingresso.

I vettori

$$\mathbf{v}_o^I, \mathbf{v}_o^{II}, \mathbf{v}_o^{III}, \mathbf{v}_o^{IV}$$

sono quelli della tensione di uscita associati rispettivamente alle configurazioni I, II, III, IV date in Tab. 2.2. Lo stesso formalismo viene utilizzato per i vettori della corrente di ingresso. Risolvendo le (2.9), (2.10), (2.11), (2.12) rispetto ai duty cycle, dopo alcune manipolazioni matematiche, si giunge al seguente risultato:

$$\delta^I = (-1)^{K_v+K_i} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos\left(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\tilde{\beta}_i - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos\varphi_i} \quad (2.14)$$

$$\delta^{II} = (-1)^{K_v+K_i+1} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos\left(\tilde{\alpha}_o - \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\tilde{\beta}_i + \frac{\pi}{3}\right)}{\cos\varphi_i} \quad (2.15)$$

$$\delta^{III} = (-1)^{K_v+K_i+1} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos\left(\tilde{\alpha}_o + \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\tilde{\beta}_i - \frac{\pi}{3}\right)}{\cos\varphi_i} \quad (2.16)$$

$$\delta^{IV} = (-1)^{K_v+K_i} \frac{2}{\sqrt{3}} q \frac{\cos\left(\tilde{\alpha}_o + \frac{\pi}{3}\right) \cos\left(\tilde{\beta}_i + \frac{\pi}{3}\right)}{\cos\varphi_i}. \quad (2.17)$$

Le equazioni (2.14), (2.15), (2.16) e (2.17) hanno una validità generale e possono essere applicate per qualsiasi combinazione dei settori della tensione di uscita e della corrente di ingresso, K_v e K_i . Va osservato che, per tutte le combinazioni settoriali, due dei duty cycle calcolati con le su indicate equazioni assumono valori negativi. Ciò è dovuto alle ipotesi fatte di utilizzare solo le configurazioni positive nella scrittura delle equazioni di base (2.9), (2.10), (2.11) e (2.12). Un valore negativo del duty cycle, significa che la corrispondente configurazione negativa deve essere scelta invece di quella positiva.

Inoltre, per la fattibilità della strategia di controllo, la somma dei valori assoluti dei quattro duty cycle deve essere inferiore all'unità

$$|\delta^I| + |\delta^{II}| + |\delta^{III}| + |\delta^{IV}| \leq 1. \quad (2.18)$$

Le configurazioni nulle sono applicate per completare il periodo di switching. Introducendo le equazioni (2.14) - (2.17) nella (2.18), si giunge alla seguente equazione:

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\cos\varphi_i|}{\cos\tilde{\beta}_i \cos\tilde{\alpha}_0}. \quad (2.19)$$

Quest'ultima equazione rappresenta, in ogni istante, il rapporto teorico massimo di trasferimento di tensione q , che dipende dalla fase della tensione di uscita, dalla fase della corrente di ingresso e dal loro sfasamento. È utile notare che, nel caso particolare di tensione di alimentazione sinusoidale, simmetrica e carico bilanciato, il rapporto massimo di trasferimento di tensione si verifica quando l'equazione (2.19) è minima, ovvero:

$$q \leq \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\varphi_i. \quad (2.20)$$

Assumendo unitario il fattore di potenza in ingresso, la disequazione (2.20) fornisce il ben noto rapporto massimo di trasferimento di tensione del Matrix Converter di 0,866.

Usando la tecnica SVM, lo switching pattern è definito dalla sequenza delle configurazioni di commutazione. Con riferimento al caso particolare del vettore tensione di uscita situato nel settore 1 e vettore corrente di ingresso anch'esso situato nel settore 1, le configurazioni selezionate sono, in generale, $0_1, 0_2, 0_3, +1, -3, -7, 9$. Si può dimostrare che esiste una sola sequenza di switching caratterizzata dalla commutazione di un solo interruttore per ogni modifica della configurazione, che nel caso in questione sarebbe $0_3, -3, 9, 0_1, -7, 1, 0_2$. Il corrispondente switching pattern è mostrato in Fig. 2.4.

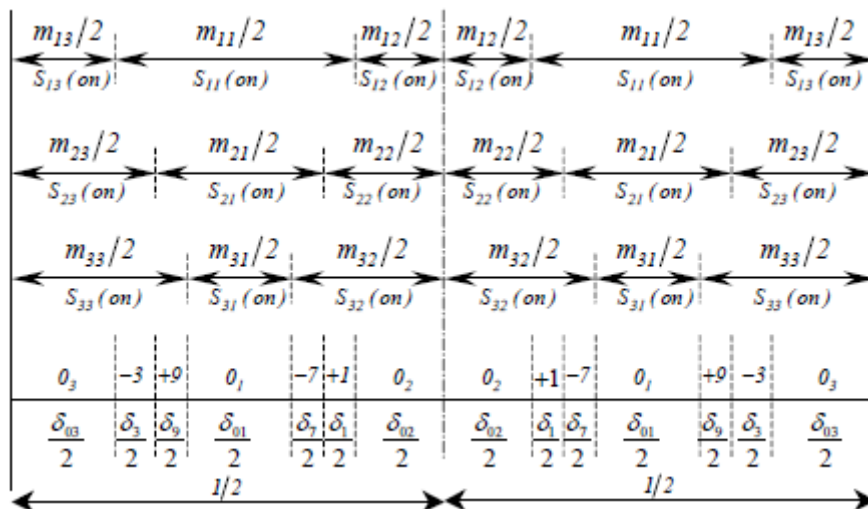


Figura 2.4 Double sided switching pattern in un periodo di switching

L'utilizzo delle tre configurazioni nulle porta a dodici commutazioni per periodo di switching. Va osservato che la possibilità di selezionare il duty cycle delle tre configurazioni nulle fornisce due gradi di libertà, essendo:

$$\delta_{01} + \delta_{02} + \delta_{03} = 1 - \delta_1 - \delta_3 - \delta_7 - \delta_9.$$

Questi due gradi di libertà possono essere utilizzati per definire diversi switching pattern, caratterizzati da differenti comportamenti in termini di ripple delle grandezze di ingresso e di uscita. I due gradi di libertà possono essere utilizzati per eliminare uno o due configurazioni nulle, che interessano anche il numero di commutazioni per ogni periodo di switching.

In particolare sono state studiate due tecniche SVM. La prima, chiamata "*Symmetrical SVM*" (*SSVM*), utilizza tutte e tre le configurazioni nulle in ogni periodo di switching, a parità di duty cycle. Come conseguenza dodici commutazioni si verificano in ogni periodo. Il secondo, denominato "*Asymmetrical SVM*" (*ASVM*), utilizza solo una delle tre configurazioni nulle, che è la configurazione situata al centro di ogni metà dello switching pattern, configurazione O_1 in Fig. 2.4. In questo modo, gli interruttori di una colonna, in questo caso la prima della Fig. 1.1 del Matrix Converter, non cambiano il loro stato, e il numero di commutazioni in ciascun periodo di switching è ridotto a otto, infatti S_{11} è sempre attivo, S_{12} e S_{13} sono sempre disattivi.

2.4 Metodo del New Duty Cycle Space Vector

Un nuovo approccio matematico molto efficiente per l'analisi delle tecniche di modulazione del Matrix Converter può essere sviluppato utilizzando la notazione del vettore spaziale anche per i duty cycle, secondo il nuovo concetto del Duty Cycle Space Vector.

I tre duty cycle m_{11} , m_{12} e m_{13} della prima riga della matrice dei duty cycle (2.1), possono essere rappresentati dal vettore spaziale \mathbf{m}_1 , definito dalla seguente equazione di trasformazione:

$$\mathbf{m}_1 = \frac{2}{3} \left(m_{11} + m_{12} e^{j\frac{2\pi}{3}} + m_{13} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right). \quad (2.21)$$

Tenendo conto della condizione di vincolo della (2.4), le trasformazioni inverse sono:

$$m_{11} = \frac{1}{3} + Re(\mathbf{m}_1 e^{j0}) \quad (2.22)$$

$$m_{11} = \frac{1}{3} + Re(\mathbf{m}_1 e^{j\frac{2\pi}{3}}) \quad (2.23)$$

$$m_{11} = \frac{1}{3} + Re(\mathbf{m}_1 e^{j\frac{4\pi}{3}}). \quad (2.24)$$

Una trasformazione simile può essere effettuata per la seconda e terza fila della matrice dei duty cycle (2.1), che definiscono rispettivamente \mathbf{m}_2 e \mathbf{m}_3 . In generale è possibile scrivere:

$$\mathbf{m}_l = \frac{2}{3} \left(m_{l1} + m_{l2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + m_{l3} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad l = 1, 2, 3 \quad (2.25)$$

$$m_{hk} = \frac{1}{3} + \text{Re}(\mathbf{m}_h e^{j(k-1)\frac{2\pi}{3}}). \quad (2.26)$$

Per spiegare il significato di questo nuovo vettore spaziale, viene a seguito discussa la rappresentazione geometrica del vettore \mathbf{m}_1 nel piano d - q .

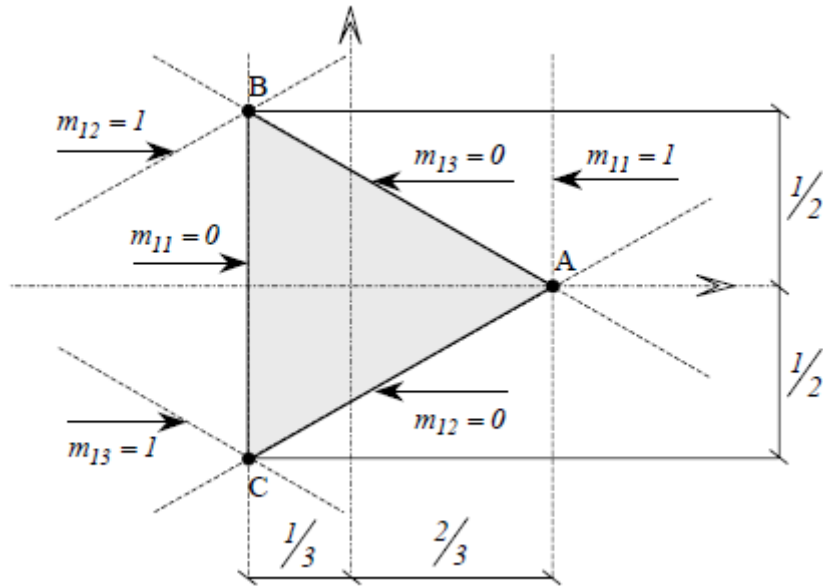


Figura 2.5 Rappresentazione geometrica del dominio di \mathbf{m}_1

Prendendo in considerazione i vincoli in (2.3) si dimostra che tutti i valori accettabili per \mathbf{m}_1 si trovano all'interno di una regione, rappresentata nella Fig. 2.5, del triangolo equilatero ABC. In realtà, i valori accettabili per \mathbf{m}_1 all'interno dell'area delimitata dalle due linee verticali parallele si ottengono risolvendo l'equazione (2.22) per $m_{11} = 0$ e $m_{11} = 1$, rispettivamente. Allo stesso modo, le due regioni delimitate da due linee parallele possono essere definite con riferimento a m_{12} e m_{13} . L'intersezione fra le tre regioni trovate conduce alla regione triangolare ABC della Fig. 2.5, che include tutti i possibili valori di \mathbf{m}_1 e quindi una qualsiasi combinazione di m_{11} , m_{12} e m_{13} .

La posizione del vettore spaziale \mathbf{m}_1 all'interno del triangolo determina il numero di commutazioni degli interruttori S_{11} , S_{12} e S_{13} in un periodo di switching. Switching pattern con quattro commutazioni nel periodo di switching, come indicato nella prima riga della Fig. 2.4, sono rappresentati da valori di \mathbf{m}_1 all'interno del triangolo. Switching pattern con solo due commutazioni nel periodo sono rappresentati da valori di \mathbf{m}_1 che giacciono sui lati del triangolo, essendo un interruttore sempre disattivo. In realtà, ogni lato del triangolo è definito da un valore nullo di m_{11} , m_{12} o m_{13} . Switching pattern senza commutazioni, sono rappresentati da valori di \mathbf{m}_1 coincidenti con i vertici del triangolo, essendo in questo caso due interruttori sempre disattivi, e uno sempre attivo.

I vettori spaziali \mathbf{m}_1 , \mathbf{m}_2 e \mathbf{m}_3 possono essere utilmente impiegati, al posto della matrice dei duty cycle m , per descrivere lo stato degli interruttori in ogni periodo di switching. Va notato che, usando questa notazione, i tre vincoli dati dalle (2.4), (2.5) e (2.6) sono intrinsecamente soddisfatti. Quindi, le relazioni che legano le grandezze di ingresso e uscita (2.1) e (2.2) possono essere riscritte nella seguente forma:

$$\mathbf{v}_o = \frac{\mathbf{v}_i}{2} \left(\mathbf{m}_1^* + \mathbf{m}_2^* e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{m}_3^* e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) + \frac{\mathbf{v}_i^*}{2} \left(\mathbf{m}_1 + \mathbf{m}_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{m}_3 e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.27)$$

$$\mathbf{i}_i = \frac{\mathbf{i}_o}{2} \left(\mathbf{m}_1 + \mathbf{m}_2 e^{j\frac{4\pi}{3}} + \mathbf{m}_3 e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) + \frac{\mathbf{i}_o^*}{2} \left(\mathbf{m}_1 + \mathbf{m}_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{m}_3 e^{j\frac{4\pi}{3}} \right). \quad (2.28)$$

Le equazioni precedenti suggeriscono di definire tre nuove variabili \mathbf{m}_d , \mathbf{m}_i e \mathbf{m}_o come funzioni di \mathbf{m}_1 , \mathbf{m}_2 e \mathbf{m}_3 utilizzando la seguente trasformazione diretta:

$$\mathbf{m}_d = \frac{1}{3} \left(\mathbf{m}_1 + \mathbf{m}_2 e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{m}_3 e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (2.29)$$

$$\mathbf{m}_i = \frac{1}{3} \left(\mathbf{m}_1 + \mathbf{m}_2 e^{j\frac{4\pi}{3}} + \mathbf{m}_3 e^{j\frac{2\pi}{3}} \right) \quad (2.30)$$

$$\mathbf{m}_o = \frac{1}{3} (\mathbf{m}_1 + \mathbf{m}_2 + \mathbf{m}_3). \quad (2.31)$$

I vettori spaziali \mathbf{m}_d , \mathbf{m}_i e \mathbf{m}_o possono essere considerati come componenti diretta, inversa e omopolare dei vettori spaziali \mathbf{m}_1 , \mathbf{m}_2 e \mathbf{m}_3 . Le equazioni di trasformazione inversa sono:

$$\mathbf{m}_1 = \mathbf{m}_d + \mathbf{m}_i + \mathbf{m}_o \quad (2.32)$$

$$\mathbf{m}_2 = \mathbf{m}_d e^{j\frac{4\pi}{3}} + \mathbf{m}_i e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{m}_o \quad (2.33)$$

$$\mathbf{m}_3 = \mathbf{m}_d e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{m}_i e^{j\frac{4\pi}{3}} + \mathbf{m}_o. \quad (2.34)$$

Sostituendo le equazioni (2.32), (2.33) e (2.34) nelle (2.27) e (2.28) si ottiene:

$$\mathbf{v}_o = \frac{3}{2} \mathbf{v}_i \mathbf{m}_i^* + \frac{3}{2} \mathbf{v}_i^* \mathbf{m}_d \quad (2.35)$$

$$\mathbf{i}_i = \frac{3}{2} \mathbf{i}_o \mathbf{m}_i + \frac{3}{2} \mathbf{i}_o^* \mathbf{m}_d. \quad (2.36)$$

Le relazioni (2.35) e (2.36) rappresentano i legami delle grandezze tensione e corrente di ingresso con quelle di uscita del Matrix Converter in una forma molto utile, semplice e compatta.

2.5 Strategia di modulazione generalizzata

Il problema di determinare una strategia di modulazione è completamente definito risolvendo rispetto \mathbf{m}_d e \mathbf{m}_i le seguenti equazioni:

$$\mathbf{v}_{o,ref} = \frac{3}{2} \mathbf{v}_i \mathbf{m}_i^* + \frac{3}{2} \mathbf{v}_i^* \mathbf{m}_d \quad (2.37)$$

$$Re \left((\mathbf{i}_o \mathbf{m}_i + \mathbf{i}_o^* \mathbf{m}_d) j \Psi_{ref} \right) = 0 \quad (2.38)$$

dove Ψ_{ref} è un vettore fittizio chiamato vettore di modulazione, che presenta modulo unitario e la fase coincide con l'angolo di fase desiderato del vettore spaziale della corrente di ingresso e $\mathbf{v}_{o,ref}$ è il vettore della tensione di uscita desiderata. La prima equazione è addetta al controllo della tensione di uscita mentre la seconda equazione è addetta al controllo del fattore di potenza di ingresso.

Si può notare che solo le variabili \mathbf{m}_d e \mathbf{m}_i appaiono nelle equazioni (2.37) e (2.38). Di conseguenza, la variabile \mathbf{m}_o può assumere qualsiasi valore scelto arbitrariamente, senza intaccare il valore medio delle grandezze di riferimento. La soluzione generale del sistema di equazioni (2.37) e (2.38), valido per qualsiasi valore del parametro λ , è il seguente:

$$\mathbf{m}_d = \frac{\mathbf{v}_{o,ref} \Psi_{ref}}{3 Re(\mathbf{v}_i \Psi_{ref})} + \frac{\lambda}{\mathbf{v}_i^* \mathbf{i}_o^*} \quad (2.39)$$

$$\mathbf{m}_i = \frac{\mathbf{v}_{o,ref}^* \Psi_{ref}}{3 Re(\mathbf{v}_i \Psi_{ref})} - \frac{\lambda}{\mathbf{v}_i^* \mathbf{i}_o}. \quad (2.40)$$

Il parametro λ , insieme con \mathbf{m}_o , comporta tre gradi di libertà, che possono essere utilizzati per definire qualsiasi tipo di strategia di modulazione. La soluzione generale del sistema riportate in (2.39) e (2.40) comprende tutte le strategie di modulazione già viste come casi particolari. Come è possibile vedere, il parametro λ può essere utilizzato solo se l'angolo di fase di \mathbf{i}_o è conosciuto in ogni periodo di switching. Di seguito, questo parametro non viene utilizzato e viene posto a zero, allora le equazioni (2.39) e (2.40) possono essere riscritte nella seguente forma:

$$\mathbf{m}_d = \frac{q}{3 \cos \varphi_i} e^{j\alpha_o} e^{j\beta_i} \quad (2.41)$$

$$\mathbf{m}_i = \frac{q}{3 \cos \varphi_i} e^{-j\alpha_o} e^{j\beta_i}. \quad (2.42)$$

Sostituendo nelle equazioni (2.32), (2.33) e (2.34), le (2.41) e (2.42) si ha:

$$\mathbf{m}_l = \frac{2}{3} q \frac{\cos \left[\alpha_o - (l-1) \frac{2\pi}{3} \right]}{\cos \varphi_i} e^{j\beta_i} + \mathbf{m}_o. \quad (2.43)$$

L'equazione (2.43) consente di determinare, in ciascun periodo di switching, i valori dei tre vettori spaziali duty cycle \mathbf{m}_1 , \mathbf{m}_2 e \mathbf{m}_3 in funzione del rapporto di trasferimento di tensione q , dell'angolo di fase α_o della tensione di uscita, dell'angolo di fase β_i della corrente di ingresso, e del fattore di potenza di ingresso $\cos \varphi_i$.

Queste equazioni possono essere analizzate usando la loro rappresentazione geometrica nel piano d - q . I tre vettori \mathbf{m}_1 , \mathbf{m}_2 e \mathbf{m}_3 dati dalla (2.43) si trovano su un segmento di lunghezza variabile, rotante e traslante all'interno dell'area del triangolo in funzione del tempo, come rappresentato nella Fig. 2.6.

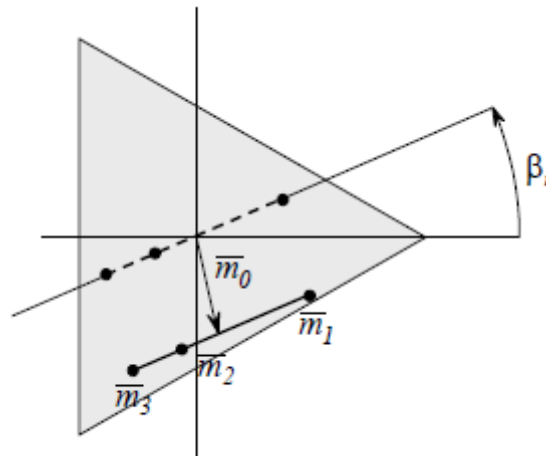


Figura 2.6 Rappresentazione geometrica dei segmenti che connettono \mathbf{m}_1 , \mathbf{m}_2 e \mathbf{m}_3

La posizione dei tre vettori \mathbf{m}_1 , \mathbf{m}_2 e \mathbf{m}_3 sul segmento dipende dal settore in cui il vettore di tensione di uscita si trova. La situazione illustrata in Fig. 2.6 fa riferimento al caso in cui sia il vettore della tensione di uscita che quello della corrente di ingresso giacciono nei propri settori 1. La lunghezza del segmento dipende dal rapporto di trasferimento di tensione q , dal fattore di potenza di ingresso $\cos \varphi_i$ e dall'angolo di fase della tensione di uscita α_o , mentre il suo orientamento è dato dall'angolo di fase della corrente di ingresso β_i .

La posizione di ogni segmento che collega i tre vettori spaziali duty cycle può essere arbitrariamente modificata per mezzo di \mathbf{m}_o , con il vincolo che deve rimanere completamente all'interno della regione triangolare. La scelta di \mathbf{m}_o prevede due gradi di libertà, che interessano le caratteristiche di modulazione, in termini di rapporto massimo trasferimento di tensione, numero di commutazioni e ondulazione delle grandezze di ingresso e uscita.

Per dati valori di α_o , β_i e di φ_i , il valore massimo ottenibile del rapporto di trasferimento di tensione dipende da quanto può essere lungo il segmento senza uscire dal triangolo. La lunghezza massima dipende dalla posizione del segmento all'interno del triangolo stesso e, di conseguenza, dal valore selezionato di \mathbf{m}_o .

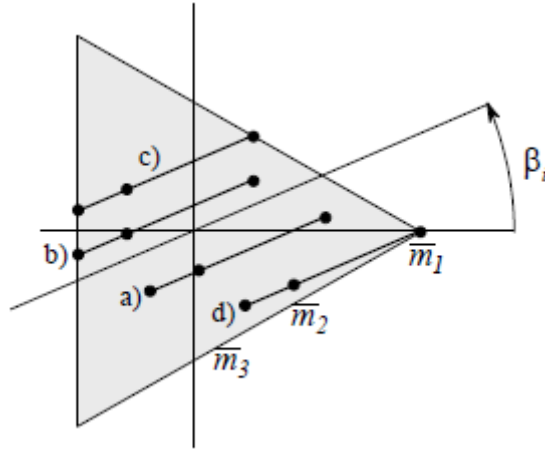


Figura 2.7 Rappresentazione geometrica delle quattro tipiche posizioni dei segmenti che connettono m_1 , m_2 e m_3

Come già accennato, il numero di commutazioni in un periodo di switching dipende dalla posizione di m_1 , m_2 e m_3 rispetto ai confini e ai vertici del triangolo, e ancora una volta da m_0 . Si possono verificare quattro diverse posizioni tipiche, le quali sono rappresentate nella Fig. 2.7.

Quando il segmento è completamente all'interno del triangolo, caso "a", i valori dei nove duty cycle stanno dentro l'intervallo (0,1). In questo caso si verificano dodici commutazioni in un periodo di switching.

Nel caso "b" m_3 si trova sul confine del triangolo. Quindi esso è nullo e, di conseguenza, il numero di commutazioni nel periodo di switching è ridotto a dieci, essendo l'interruttore S_{13} sempre disattivo.

Nel caso "c" m_1 e m_3 si trovano entrambi sul confine del triangolo e quindi essi sono nulli e si hanno solo otto commutazioni nel periodo di switching.

Lo stesso numero di commutazioni si verifica nel caso "d", dove m_1 coincide con un vertice del triangolo. In questa condizione $m_{11} = 1$, $m_{12} = 0$ e $m_{13} = 0$, quindi gli interruttori S_{12} e S_{13} sono sempre disattivi mentre l'interruttore S_{11} è sempre attivo.

Infine, è importante notare che, diversi valori di m_0 portano ad avere gli stessi valori medi per le grandezze di ingresso e uscita in un periodo di switching, ma come più volte detto precedentemente, determinano differenti switching pattern e, di conseguenza, prestazioni diverse in termini di ripple. Infine sostituendo la (2.43) nella (2.26), si trova:

$$m_{hk} = \frac{1}{3} + \frac{2}{3}q \frac{\cos\left[\alpha_o - (h-1)\frac{2\pi}{3}\right] \cos\left[\beta_i - (k-1)\frac{2\pi}{3}\right]}{\cos\varphi_i} e^{j\beta_i} + \text{Re}\left(m_0 e^{j(k-1)\frac{2\pi}{3}}\right) \quad (2.44)$$

dove $h = 1,2,3$ e $k = 1,2,3$. Questa equazione è una nuova e compatta soluzione al problema della determinazione della legge di modulazione per il Matrix Converter. L'equazione (2.44) può essere considerata anche una generalizzazione diretta della soluzione corrispondente al metodo AV e al metodo Optimum AV.

2.6 Confronto delle diverse strategie

Qualsiasi strategia di modulazione può essere rappresentata utilizzando l'approccio Duty Cycle Space Vector (DCSV) e analizzate da un nuovo punto di vista generalizzato. In questo modo, è possibile effettuare un confronto equo tra le diverse strategie sopra riportate, in termini di limiti di tensione, numero di commutazioni e ripple delle grandezze di ingresso e uscita.

Per fare questo è sufficiente determinare, per ogni tecnica di modulazione, le espressioni di \mathbf{m}_o , essendo \mathbf{m}_d e \mathbf{m}_i prefissati dalle grandezze di riferimento, vale a dire q , $\cos\varphi_i$, α_o e β_i . Quindi, utilizzando l'equazione (2.43) è possibile valutare le traiettorie dei tre vettori spaziali duty cycle \mathbf{m}_1 , \mathbf{m}_2 e \mathbf{m}_3 e il movimento del segmento corrispondente all'interno del dominio triangolare. Nella Fig. 2.8 sono mostrati alcuni esempi con riferimento al funzionamento in condizioni caratterizzate da frequenza di ingresso e di uscita di 50 Hz e 25 Hz rispettivamente, e con un rapporto di trasferimento di tensione di 0,5.

2.6.1 Alesina-Venturini (AV)

Sostituendo la (2.7) nella (2.25) e poi l'equazione ottenuta nella (2.31), si trova:

$$\mathbf{m}_o = 0. \quad (2.45)$$

Il movimento del segmento che collega i vettori \mathbf{m}_1 , \mathbf{m}_2 e \mathbf{m}_3 è riportato in Fig. 2.8(a), mentre le traiettorie dei corrispondenti vettori spaziali duty cycle sono mostrati in Fig. 2.8(b), (c) e (d), rispettivamente. La Fig. 2.8(a) mostra sei segmenti numerati, che sono stati ottenuti in sei istanti successivi, equidistanti di 20 gradi elettrici, con riferimento alle grandezze di ingresso. Le estremità di questi segmenti tracciano le traiettorie di \mathbf{m}_1 e \mathbf{m}_3 come mostrato nelle Fig. 2.8(b) e (d), rispettivamente. I punti numerati in Fig. 2.8(b), (c) e (d) si riferiscono alle posizioni corrispondenti del segmento di Fig. 2.8(a).

In questa strategia di modulazione i due gradi di libertà relativi alla scelta di \mathbf{m}_o non vengono utilizzati, quindi il segmento ruota sostanzialmente attorno all'origine degli assi. In questo modo le prestazioni in termini di rapporto massimo di trasferimento di tensione sono molto basse come sottolineato nella Fig. 2.12(a). In questa figura la superficie corrispondente al rapporto di trasferimento massimo di tensione è indicata come funzione dei valori istantanei di α_o e β_i , con fattore di potenza di ingresso unitario. Data la simmetria, l'analisi è stata limitata ai valori di α_o e β_i compresi all'interno dell'intervallo di valori $[0^\circ, 120^\circ]$ e $[-30^\circ, 90^\circ]$ rispettivamente.

I valori più basso e più alto di q sono 0,5 e 1, rispettivamente. Il valore più basso 0,5 determina il rapporto massimo di trasferimento di tensione ottenibile in condizioni di funzionamento caratterizzato da una tensione di alimentazione sinusoidale, simmetrica e carico equilibrato e non deformato, come mostrato anche dalle traiettorie di Fig. 2.8.

Per quanto riguarda il numero di commutazioni interessate in questo caso, si può osservare che le traiettorie dei vettori spaziali duty cycle rimangono completamente all'interno del dominio triangolare e, come conseguenza, si hanno dodici commutazioni in ogni periodo di switching. Va osservato che il metodo AV non fornisce alcun grado di libertà, di conseguenza le prestazioni in termini di ripple delle grandezze di ingresso e uscita sono intrinsecamente prefissate.

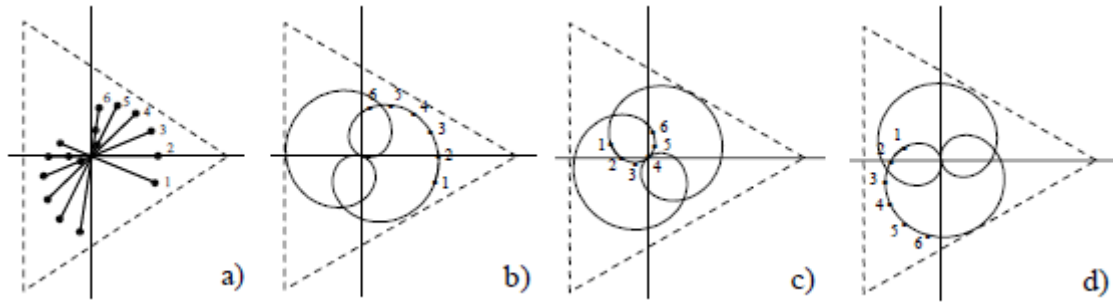


Figura 2.8 a) Posizioni dei segmenti; traiettorie di b) m_1 ; c) m_2 ; d) m_3 ottenute con la strategia AV, $q=0,5$, $f_i=50\text{Hz}$ e $f_o=25\text{Hz}$

2.6.2 Optimum Alesina-Venturini

Sostituendo la (2.8) nella (2.25) e poi l'equazione così ottenuta nella (2.31), si arriva alla seguente espressione:

$$\mathbf{m}_o = \frac{q}{18} \left[-e^{j\beta_i} (e^{j3\alpha_o} + e^{-j3\alpha_o}) - \frac{1}{\sqrt{3}} e^{j4\beta_i} + \frac{7}{\sqrt{3}} e^{-j2\beta_i} \right]. \quad (2.46)$$

Come è possibile vedere, la presenza della componente omopolare \mathbf{m}_o del vettore spaziale duty cycle, determina una rotazione e una traslazione del segmento nel piano $d-q$. Questo movimento è sottolineato nella Fig. 2.9(a), mentre le traiettorie dei tre vettori spaziali duty cycle \mathbf{m}_1 , \mathbf{m}_2 e \mathbf{m}_3 sono riportati nelle Fig. 2.9(b), (c) e (d), rispettivamente. Il rapporto di trasferimento massimo di tensione può essere sensibilmente migliorato grazie a questa scelta particolare di \mathbf{m}_o , come mostrato in Fig. 2.12(b). I valori più basso e più alto sono, in questo caso, rispettivamente 0,866 e 0,945. L'incremento del valore più basso a 0,866 deve essere considerato un grande vantaggio di questo metodo Optimum AV con riferimento al metodo di base AV, nonostante una piccola riduzione del valore più alto.

Anche in questo caso, le traiettorie dei vettori spaziali duty cycle \mathbf{m}_1 , \mathbf{m}_2 e \mathbf{m}_3 rimangono completamente all'interno dei confini della regione triangolare, senza toccare i lati del triangolo, portando a dodici commutazioni per ogni periodo di switching.

Inoltre, come il metodo AV, anche il metodo Optimum AV non fornisce alcun grado di libertà, quindi le prestazioni in termini di ripple delle grandezze di ingresso e uscita sono, anche qui, intrinsecamente prefissate.

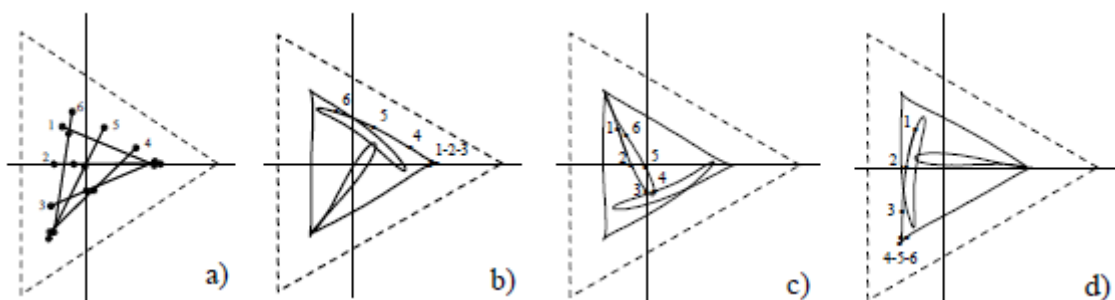


Figura 2.9 a) Posizioni dei segmenti; traiettorie di b) m_1 ; c) m_2 ; d) m_3 ottenute con la strategia Optimum AV, $q=0,5$, $f_i=50\text{Hz}$ e $f_o=25\text{Hz}$

2.6.3 Tecnica SVM

Al fine di formulare l'espressione di \mathbf{m}_o per la tecnica SVM, si faccia riferimento alle Tab. 2.1, Tab. 2.2 e alle equazioni (2.14), (2.15), (2.16) e (2.17). Nel caso in cui i vettori spaziali della tensione di uscita e della corrente di ingresso siano situati nei loro rispettivi settori 1, dopo alcune manipolazioni matematiche, è possibile ottenere la seguente equazione:

$$\mathbf{m}_o = \frac{2q}{3\sqrt{3}\cos\varphi_i} \left[\sin(\tilde{\beta}_i - \tilde{\alpha}_o) e^{-j\frac{\pi}{3}} - \sin(\tilde{\beta}_i + \tilde{\alpha}_o) e^{j\frac{\pi}{3}} \right] + \frac{2}{3} \left(\delta_{01} + \delta_{02} e^{j\frac{2\pi}{3}} + \delta_{03} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right). \quad (2.47)$$

A causa della presenza del secondo termine nella (2.47), il valore di \mathbf{m}_o dipende dalla particolare scelta delle configurazioni nulle, portando a due gradi di libertà. Con semplici considerazioni è possibile dimostrare che tali gradi di libertà corrispondono ai due gradi di libertà del segmento rappresentato in Fig. 2.6, che può traslare in qualsiasi punto all'interno della regione triangolare. Di conseguenza, la tecnica SVM non deve essere considerata una particolare strategia di modulazione, ma in realtà è una sintesi di tutte le strategie possibili di modulazione. In effetti, le tecniche AV e Optimum AV possono essere derivate dalla tecnica SVM con una scelta opportuna di δ_1 , δ_2 e δ_3 in ogni periodo di switching.

Il movimento del segmento della tecnica Symmetrical SVM (SSVM) è illustrata in Fig. 2.10(a), mentre le traiettorie dei tre vettori spaziali duty cycle sono riportati nelle Fig. 2.10(b), (c) e (d), rispettivamente. Come è possibile vedere, confrontando le Fig. 2.9 e Fig. 2.10, il comportamento della tecnica SSVM è molto simile al comportamento del metodo Optimum AV.

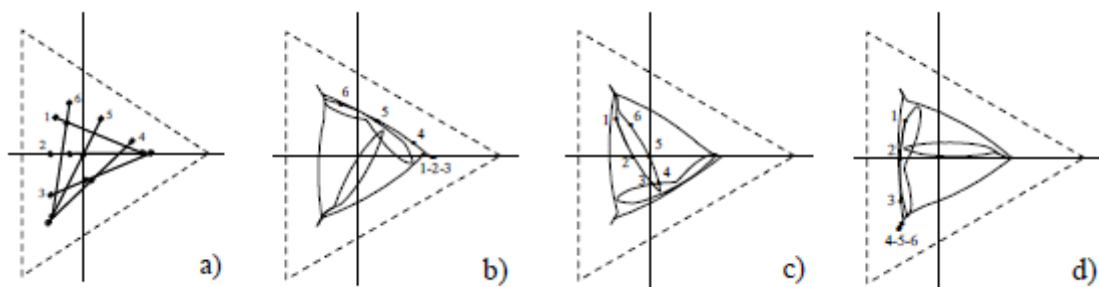


Figura 2.10 a) Posizioni dei segmenti; traiettorie di b) m_1 ; c) m_2 ; d) m_3 ottenute con la strategia SSVM $q=0,5$, $f_i=50\text{Hz}$ e $f_o=25\text{Hz}$

Il segmento si muove, senza discontinuità, completamente all'interno della regione triangolare, portando a dodici commutazioni per ogni periodo di switching.

Il movimento del segmento ottenuto, invece, con la tecnica Assymetrical (ASVM) è illustrato nella Fig. 2.11(a), mentre le traiettorie dei tre corrispondenti vettori spaziali duty cycle sono riportati nelle Fig. 2.11(b), (c) e (d), rispettivamente. Questo tipo di movimento è molto diverso da quello ottenuto con la tecnica SSVM. Il segmento ruota intorno a una delle sue estremità, centrato su un vertice del triangolo, che è determinato dal settore in cui la corrente di ingresso si trova in un certo istante. Quindi, la posizione del segmento cambia istantaneamente ogni volta che il vettore

della corrente di ingresso attraversa il confine del settore in questione. In questo modo, otto commutazioni si verificano in ogni periodo di switching.

Per quanto riguarda il rapporto di trasferimento di tensione, è facile dimostrare, attraverso considerazioni geometriche, che il rapporto di trasferimento massimo di tensione raggiungibile con il posizionamento ottimale del segmento all'interno della regione triangolare è uguale al rapporto massimo di trasferimento di tensione della tecnica SVM mostrato nella (2.19). Quindi, da questo punto di vista, la tecnica SVM può essere considerata la tecnica ottimale.

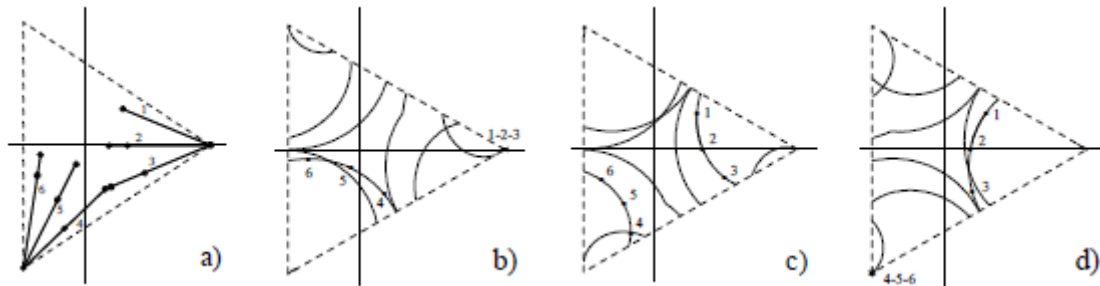


Figura 2.11 a) Posizioni dei segmenti; traiettorie di b) m_1 ; c) m_2 ; d) m_3 ottenute con la strategia ASVM, $q=0,5$, $f_i=50\text{Hz}$ e $f_o=25\text{Hz}$

Questo risultato è chiaramente evidenziato nella Fig. 2.12(c). I valori più basso e più alto sono rispettivamente 0,866 e 1,155. Il valore più basso è lo stesso ottenuto nella tecnica Optimum AV, mentre il valore più alto è sensibilmente aumentato. Questa caratteristica è molto importante con riferimento alla possibilità di applicare tecniche di sovra-modulazione.

Infine, va osservato che la tecnica SVM, grazie ai due gradi di libertà relativi alle tre configurazioni nulle, permette di utilizzare diversi switching pattern e, di conseguenza, di ottenere diverse prestazioni in termini di ripple delle grandezze di ingresso e uscita.

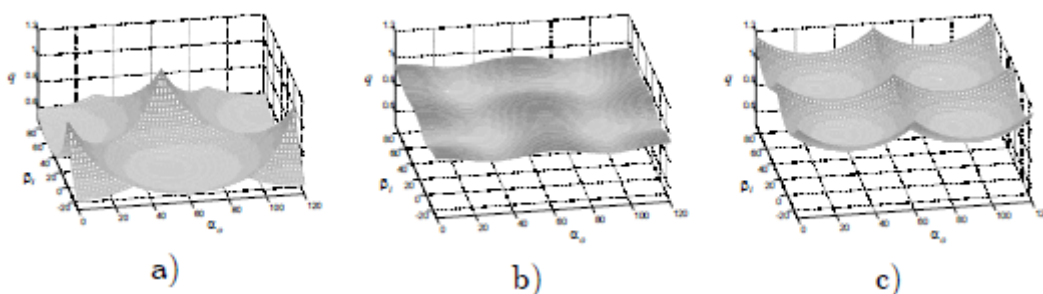


Figura 2.12 Superfici rappresentanti il massimo rapporto di trasferimento di tensione istantaneo q in funzione di α_o e β_i per un fattore di potenza unitario; a) metodo AV; b) metodo Optimum AV; c) metodo SVM

2.7 Metodo del Singular Value Decomposition (SVD)

Attraverso questo nuovo approccio matematico, che è ampiamente discusso in [25], discende un più generale, semplice, completo ed efficiente metodo di controllo del Matrix Converter.

Esattamente come l'approccio Duty Cycle Space Vector, anche quello SVD conduce ad un metodo unificato che comprende tutte le precedenti strategie analizzate come sottocasi particolari. A differenza però del metodo basato sul DCSV, quello basato sul SVD evidenzia il limite intrinseco del Matrix Converter per quanto riguarda la relazione che intercorre tra il rapporto di trasferimento massimo di tensione, la potenza reattiva di ingresso e la potenza reattiva di uscita. In tutti i casi passati non si è mai discusso di questo fatto, ed in generale, essendo sempre il fattore di potenza di ingresso posto ad essere unitario, con lo scopo di diminuire il contenuto armonico della corrente di ingresso, ne deriva che la potenza immaginaria ed in particolare quella reattiva fosse nulla. Questa nuova strategia di modulazione può essere utilizzata per produrre la massima potenza reattiva in ingresso al Matrix Converter in applicazioni come ad esempio le turbine eoliche dove il controllo della potenza reattiva di ingresso è necessaria.

La potenza reattiva di ingresso dipende dalla componente fondamentale reattiva della corrente di ingresso. Quindi, quest'ultima, sarà in generale composta da una componente attiva associata alla potenza attiva assorbita in uscita dal carico e da una componente reattiva che può essere controllata. In ogni caso, esattamente come la tensione di uscita dipende da quella in ingresso e il massimo rapporto tra le due è stato dimostrato essere 0,86, così vale anche per il rapporto tra le correnti di ingresso e uscita. Supponendo in prima istanza che il carico assorba una certa potenza attiva mentre la potenza reattiva assorbita sia nulla, il valore della componente attiva della corrente di ingresso dipenderà dal rapporto di trasferimento di tensione, ed essendo questo al più uguale a 0,86, la corrente di ingresso avrà un valore più piccolo di quello di uscita a pari potenza attiva. Da questo fatto si comprende che tanto più il rapporto di trasferimento di tensione sarà basso tanto più la componente attiva della corrente di ingresso avrà un valore più piccolo rispetto a quello di uscita e quindi si avrà la possibilità di generare della potenza reattiva in ingresso sfruttando la quota parte della corrente di uscita in più. Si supponga ora di tenere il rapporto di trasferimento di tensione fissato ad un certo valore, e solo per capirne il significato, si supponga in particolare che sia unitario. In questo modo le componenti attive delle correnti di ingresso e uscita presenterebbero lo stesso valore, e quindi, non ci sarebbe possibilità di generare della potenza reattiva in ingresso. Se però il carico assorbisse anche una parte di potenza reattiva, allora, sarebbe possibile generare della potenza reattiva in ingresso in accordo con quella assorbita in uscita. Mettendo assieme i due esempi si comprende che in generale la potenza reattiva in ingresso può essere generata sfruttando sia la componente reattiva sia quella attiva della corrente di uscita in relazione al rapporto di trasferimento di tensione.

L'approccio SVD dimostra che il metodo Alesina-Venturini può generare potenza reattiva in ingresso sfruttando solamente la quota parte reattiva della corrente di uscita. Invece il metodo SVM sfrutta solo la quota parte attiva della corrente di uscita. Con il metodo SVD si possono sfruttare entrambe le componenti ottenendo quindi la massima potenza reattiva in ingresso in accordo col rapporto di trasferimento di tensione e col fattore di potenza di uscita.

2.8 Altre strategie di modulazione

Le strategie di modulazione fin qui esaminate possono essere raggruppate in quelle che vengono definite *strategie di controllo diretto*, a prescindere se siano basate sul Modulation Duty Cycle Matrix (MDCM) o basate sullo Space Vector Modulation (SVM). Infatti tutte queste strategie, che poi grazie all'introduzione del Duty Cycle Space Vector (DCSV) e del Singular Value Decomposition (SVD) vengono unificate e viste come sottocasi di questi ultimi, effettuano il controllo della tensione di uscita e del fattore di potenza di ingresso in maniera, appunto diretta, ovvero la determinazione dei Duty Cycle dei singoli interruttori che soddisfano ad entrambi i controlli viene fornita da singole equazioni.

E' possibile ottenere delle strategie di modulazione nelle quali il controllo della tensione di uscita e del fattore di potenza di ingresso, avviene in maniera separata, attraverso due sotto strategie rispondenti ai singoli controlli, le quali poi, vengono unite ottenendo il controllo completo del Matrix Converter. Questo tipo di strategie di modulazione vengono definite *strategie di controllo indiretto*. In particolare con questo tipo di strategie si introduce il concetto di *D.C. link fittizio* e di fatto si suddivide il Matrix Converter in uno stadio raddrizzatore e in uno stadio invertitore, vedendolo così, come se fosse un classico convertitore a doppio stadio AC-DC-AC, dove però, la tensione del D.C. link non è supportata da alcun elemento di accumulo ed è quindi soggetta alle variazioni della tensione di rete. In questo modo è possibile anche attuare, con piccoli accorgimenti, i classici controlli dei convertitori a doppio stadio per il Matrix Converter, come ad esempio i classici controlli PWM.

Oltre alle strategie di modulazione che si basano sul controllo in tensione, ci sono quelle che si basano sul più veloce e robusto controllo in corrente ad isteresi già utilizzato nei convertitori classici. In particolare grazie all'approccio indiretto è possibile attuarlo anche nel Matrix Converter ottenendo un controllo interessante, come riportato in [22], [26] e [27].

Seguirà nel Capitolo 4 lo studio approfondito di un controllo di questo tipo che, in particolare, si basa su un controllo in corrente ibrido ad isteresi di tipo SVM, chiamato *Hysteresis Current Control Space Vector Modulation (HCC-SVM)*.

2.9 Conclusioni

L'analisi delle strategie varie di modulazione del Matrix Converter rappresenta un compito abbastanza difficile. Alcune soluzioni, proposte in letteratura che utilizzano diversi approcci teorici, sono state qui riportate e discusse.

Una nuova rappresentazione dello stato degli interruttori del Matrix Converter basata sul Duty Cycle Space Vector, che include le strategie di modulazione già viste come casi particolari, è stata presentata, includendone anche una rappresentazione geometrica utile.

Utilizzando questo nuovo approccio è stato dimostrato che vi sono tre gradi di libertà disponibili per definire la legge di modulazione, che permette il controllo dei valori istantanei della tensione di uscita e del fattore di potenza in ingresso. I gradi di libertà si riducono, però, a due se non si hanno informazioni sulla corrente di uscita.

Esso, inoltre, unifica e semplifica il confronto tra le differenti strategie di modulazione in termini di rapporto massimo di trasferimento di tensione, frequenza di switching e il ripple delle grandezze di ingresso e uscita.

Grazie ai due gradi di libertà intrinseci nella tecnica SVM, quest'ultima, rappresenta la soluzione generale del problema della modulazione del Matrix Converter, e può essere, forse, considerata la soluzione migliore per la possibilità di ottenere il più alto rapporto di trasferimento di tensione e di ottimizzare lo switching pattern attraverso un uso adeguato delle configurazioni nulle.

Infine, l'approccio SVD completa l'analisi del Matrix Converter riprendendo a sua volta tutte le strategie come suoi sottocasi particolari ed, in più, evidenzia il limite di produzione di potenza reattiva in ingresso.

Capitolo 3

Comportamento del Matrix Converter in condizioni anomale

3.1 Introduzione

Fino ad ora sono state trattate varie strategie di modulazione per il Matrix Converter, facendo sempre l'ipotesi che la tensione di alimentazione fosse sinusoidale e simmetrica e che il carico fosse lineare, tempo invariante ed equilibrato. Quindi, ipotesi di un sistema trifase ideale in condizioni perfette. In queste condizioni con le strategie proposte si riesce ad ottenere in uscita una tensione sinusoidale, simmetrica e di ampiezza e frequenza volute, entro i limiti imposti dal Matrix Converter, e in ingresso una corrente sinusoidale ed equilibrata a meno del ripple ad alta frequenza, grazie al controllo del fattore di potenza di ingresso.

Ora ci si pone la domanda di cosa accade se il carico fosse squilibrato e/o deformato, e se la tensione di alimentazione fosse dissimmetrica e/o affetta da disturbi armonici. Come già detto, dato che il Matrix Converter non presenta alcun elemento di accumulo di energia, il forte accoppiamento che ne deriva, può comportare, tra i lati di ingresso e uscita, il passaggio da una parte all'altra dei disturbi ivi presenti. In particolare le strategie fin qui discusse introducono armoniche a bassa frequenza in presenza di disturbi sulla rete.

A fronte di questo problema, in letteratura, sono stati proposti alcuni algoritmi, come in [9] e in [10], che permettono di generare una tensione di uscita sinusoidale e simmetrica, anche in condizioni di alimentazione dissimmetrica. Come noto, nel caso di tensione di alimentazione dissimmetrica, la componente di sequenza inversa del sistema di tensione provoca una variazione di ampiezza e di velocità angolare del vettore della tensione di ingresso. Di conseguenza, una sincronizzazione semplice con le tensioni di ingresso, come in condizioni di simmetria, non è più applicabile e le tensioni di ingresso devono essere misurate in ogni istante di campionamento. A causa della variazione della velocità angolare del vettore della tensione di ingresso sorgono alcuni problemi nel definire l'angolo di sfasamento tra il vettore tensione e corrente di ingresso. Oltre alla problematica di riuscire ad ottenere in uscita una tensione simmetrica e sinusoidale, anche in presenza di componenti dissimmetriche nella tensione di ingresso, sorge il problema del disturbo armonico conseguente nella corrente di ingresso, anche se il carico fosse equilibrato, lineare e tempo invariante. Infatti a causa della dissimmetria introdotta nella tensione, si ha la comparsa di armoniche anche nella corrente di ingresso, poiché la potenza trifase istantanea lato alimentazione è uguale, a meno delle perdite nel Matrix Converter, a quella lato carico. Per cui anche se la potenza istantanea trifase è costante, perché si assume che il carico sia equilibrato, a pari potenza lato ingresso, a causa della componente di sequenza inversa presente nella tensione, si generano componenti armoniche nella corrente di ingresso, le quali saranno discusse in questo capitolo. Più in generale se la tensione di ingresso oltre ad avere una componente inversa presentasse delle distorsioni armoniche di vario tipo, oppure se il carico fosse squilibrato e/o

deformato, è interessante vedere quale sia il contenuto armonico presente nella corrente di ingresso nei vari casi.

Partendo da una trattazione matematica svolta in [28], sarà qui sviluppata una trattazione più generale dell'aspetto riguardante il bilancio di potenze, delle possibili strategie di compensazione e del contenuto armonico della corrente di ingresso valida per il Matrix Converter.

3.2 Compensazione istantanea $p-q$

Più in generale, le ultime generazioni di convertitori, grazie alla elevata frequenza di commutazione ed efficaci tecniche di monitoraggio della corrente, possono facilmente modellare la forma d'onda della corrente di ingresso. Il problema del controllo e della forma d'onda di corrente che ne deriva è particolarmente significativo e dibattuto, in particolare per i convertitori utilizzati nel campo del filtraggio attivo. In letteratura molti articoli trattano e discutono diversi approcci a riguardo e i risultati sono stati confrontati: una selezione di quelli più recenti è riportata in [11], [12], [13], [14] e [15].

Il problema del controllo può essere riassunto come segue: date la tensione e la potenza istantanea trifase di ingresso si vuole determinare la forma d'onda della corrente assorbita dalla rete. La potenza istantanea in ingresso può contenere oscillazioni attorno al valore medio, in relazione alla potenza assorbita dal carico e in funzione della strategia di controllo e del tipo di convertitore. Se il convertitore comprende un elemento di accumulo dell'energia, le oscillazioni di potenza lato ingresso e lato uscita possono essere disaccoppiate, cosa non più vera, come nel caso interessato del Matrix Converter, dove non vi è alcun elemento di accumulo. Una strategia molto popolare è la cosiddetta *instantaneous $p-q$ compensation*, proposta nel 1980 dal gruppo Nabae-Akagi: questa si è diffusa perché era molto semplice e perché è stata la prima dedicata ai sistemi trifase. Sono stati proposti due diversi approcci: il primo [16], pone a zero la potenza immaginaria assorbita dalla rete e lascia inalterata la potenza istantanea, mentre il secondo [17] aggiunge un altro vincolo, ovvero, che la potenza istantanea assorbita dalla rete deve essere costante. Tuttavia, è ben noto che entrambi i metodi generano armoniche nella corrente di ingresso. La ragione di questo fenomeno è facile da capire. In un sistema trifase, presa una certa sezione di circuito, se sia la tensione che la corrente sono sinusoidali ed equilibrate, la potenza istantanea trifase in quella sezione è costante. Se la forma d'onda della tensione contiene armoniche mentre la corrente è sinusoidale ed equilibrata, la potenza istantanea trifase non è più costante. Per converso, se la tensione contiene armoniche mentre la potenza istantanea è vincolata ad essere costante, alcune armoniche, complementari a quelle presenti nella tensione, vengono introdotte nella corrente.

Questo problema diventa molto importante nel Matrix Converter. Infatti, proprio per la mancanza del dispositivo di accumulo di energia, il Matrix Converter fa sì che la potenza istantanea trifase fornita al carico sia uguale alla potenza istantanea assorbita dalla rete. Inoltre, poiché solitamente la tensione del carico è volutamente imposta sinusoidale e simmetrica, se il carico è equilibrato, la potenza fornita gli è costante, e quindi anche la potenza assorbita dalla rete lo è, indipendentemente dalla tensione di rete.

Se la rete fornisce una tensione distorta, si ricade in una situazione simile al secondo approccio del *instantaneous $p-q$ compensation* che sarà qui investigato. Mentre si ricade nel primo, quando la

rete fornisce una tensione sinusoidale e simmetrica e il carico è generalmente squilibrato e/o deformato producendo una potenza istantanea trifase oscillante.

Lo scopo è ora quello di dare una formulazione analitica che permetta di prevedere quali componenti armoniche saranno generate nella corrente di ingresso, il segno e la loro ampiezza. Alcuni risultati inaspettati sono riportati ed in particolare viene mostrato come possono sorgere situazioni pericolose quando è coinvolta una componente continua nella corrente.

3.2.1 Analisi trifase

Consideriamo un sistema trifase a tre fili. Siano $w_a(t)$, $w_b(t)$ e $w_c(t)$ generiche grandezze trifase. La trasformazione di Park su assi fissi viene applicata ai valori istantanei

$$\begin{aligned} w_\alpha(t) &= \sqrt{\frac{2}{3}} \left(w_a(t) - \frac{w_b(t) + w_c(t)}{2} \right) \\ w_\beta(t) &= \frac{w_b(t) - w_c(t)}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (3.1)$$

dove $w_\alpha(t)$, $w_\beta(t)$ sono le componenti istantanee α e β . La componente istantanea omopolare non viene considerata perché, avendo supposto il sistema a tre fili, la componente omopolare di corrente è nulla, e così, l'eventuale componente omopolare di tensione non comporta alcun effetto. Organizzando le componenti in un'unica grandezza complessa, si ottiene il noto vettore spaziale, o di Park, così definito

$$\mathbf{w}(t) = w_\alpha(t) + jw_\beta(t) \quad (3.2)$$

oppure dalla (3.1)

$$\mathbf{w}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(w_a(t) + w_b(t) * e^{\frac{j2\pi}{3}} + w_c(t) * e^{-\frac{j2\pi}{3}} \right). \quad (3.3)$$

Il vettore spaziale (3.3) rappresenta completamente le grandezze del sistema trifase a tre fili in qualsiasi condizione di lavoro. Le componenti di fase possono essere trovate a partire dal vettore spaziale applicando la trasformazione inversa di Park più la condizione di somma nulla delle grandezze di fase.

In condizioni di regime sinusoidale ed equilibrato di pulsazione angolare ω , la (3.3) diventa

$$\mathbf{w}(t) = W_1 e^{j\omega t + \varphi} = \mathbf{W}_1 e^{j\omega t}. \quad (3.4)$$

In questo caso, dalla (3.2) e dalla (3.4) risulta che le componenti α e β sono sinusoidali e ortogonali

$$\begin{aligned} w_\alpha(t) &= W_1 \cos(\omega t + \varphi) \\ w_\beta(t) &= W_1 \sin(\omega t + \varphi). \end{aligned} \quad (3.5)$$

In regime deformato di periodo T , il vettore spaziale può essere espanso in serie di Fourier complessa

$$\mathbf{w}(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \mathbf{W}_k e^{jk\omega t} \quad (3.6)$$

dove $\omega = 2\pi/T$ e

$$\mathbf{W}_k = \frac{1}{T} \int_0^T \mathbf{w}(t) e^{jk\omega t} dt.$$

Gli indici positivi, $k > 0$, corrispondono a termini di sequenza diretta: in particolare $k = +1$ è la componente fondamentale di sequenza diretta. Gli indici negativi, $k < 0$, corrispondono a termini di sequenza inversa. L'indice $k = 0$ corrisponde al valore medio, ovvero la componente continua. Il regime sinusoidale sbilanciato è descritto dalle sole componenti $+1$ e -1 .

Un regime alternato, invece, trifase bilanciato ma distorto è definito come segue:

$$w_a(t) = w_b(t + T/3) = w_a(t - T/3).$$

In questa condizione si dimostra in [18] che nella (3.6) solo $k = 3m + 1$, con m intero, sono presenti. Inoltre, se si hanno solo le armoniche dispari, si ha

$$k = 6m + 1. \quad (3.7)$$

La (3.7) fornisce le note componenti armoniche di un regime trifase equilibrato ma distorto: $k = +1, -5, +7, -11, +13, \dots$, in cui il segno fornisce informazioni sul tipo di sequenza associata (positivo o negativo).

3.2.2 Istantaneous p - q Theory

Nel dominio di Park la potenza attiva e la potenza immaginaria istantanea trifasi sono così definite:

$$p(t) = v_{\alpha}(t)i_{\alpha}(t) + v_{\beta}(t)i_{\beta}(t) \quad (3.8)$$

$$q(t) = v_{\beta}(t)i_{\alpha}(t) - v_{\alpha}(t)i_{\beta}(t) \quad (3.9)$$

dove le componenti α e β sono valutate secondo la (3.1).

Due metodi di compensazione sono stati proposti dal Gruppo Nabae-Akagi, in particolare, per il controllo di filtri attivi parallelo, sulla base della (3.8) e della (3.9).

Primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi

In questo approccio [16], la potenza immaginaria è completamente compensata mentre la potenza attiva rimane inalterata. Con riferimento alla Fig. 3.1 e definendo $p_o(t)$ e $q_o(t)$ i termini di potenza di uscita riferiti al carico, nel lato alimentazione sono imposti i seguenti vincoli:

$$\begin{cases} p_i(t) = p_o(t) = p(t) \\ q_i(t) = 0. \end{cases} \quad (3.10)$$

Dalle equazioni (3.8), (3.9) e (3.10) si ottengono, dopo alcuni passaggi matematici, l'espressioni delle correnti di ingresso del Matrix Converter:

$$\begin{cases} i_{i\alpha}(t) = v_{i\alpha}(t) \frac{p(t)}{v_{i\alpha}^2(t) + v_{i\beta}^2(t)} \\ i_{i\beta}(t) = v_{i\beta}(t) \frac{p(t)}{v_{i\alpha}^2(t) + v_{i\beta}^2(t)}. \end{cases} \quad (3.11)$$

Le componenti del vettore di Park della corrente di ingresso date dal sistema (3.11) dipendono dalla forma d'onda della potenza istantanea di uscita assorbita dal carico e della tensione di ingresso. Esse non dipendono, invece, direttamente dalla corrente di uscita. Questo metodo presenta il seguente svantaggio: è noto che se la corrente di uscita $i_o(t)$ non è sinusoidale ed equilibrata, neanche la corrente di ingresso $i_i(t)$ sarà sinusoidale ed equilibrata. L'ordine e l'ampiezza delle componenti armoniche nelle due correnti è differente, ed in particolare appare una terza armonica nello sviluppo in serie di Fourier della corrente di ingresso $i_i(t)$ in condizioni di carico squilibrato.

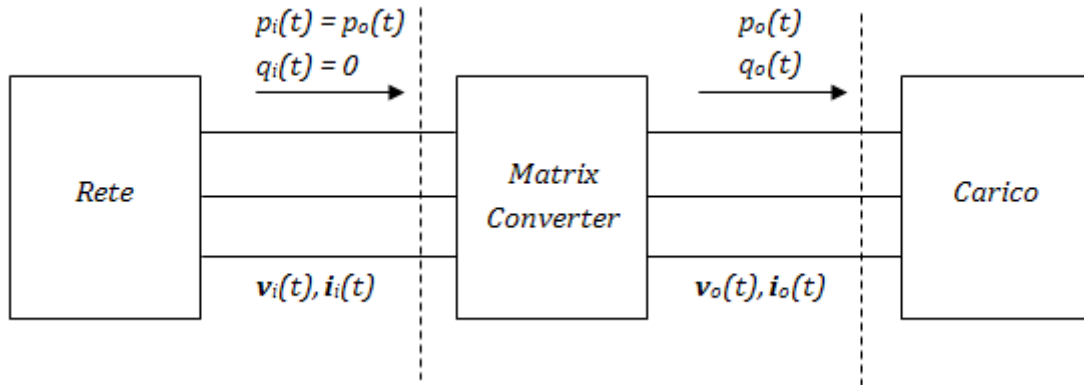


Figura 3.1 Primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi

Secondo metodo di compensazione di Nabae-Akagi

Il secondo metodo [17], si basa sulla decomposizione della potenza attiva istantanea nelle sue componenti media P e oscillante $\tilde{p}(t)$, come segue:

$$p(t) = P + \tilde{p}(t). \quad (3.12)$$

Il secondo metodo consiste nella compensazione della potenza istantanea immaginaria e della parte oscillante della potenza attiva istantanea, di conseguenza se fosse possibile, solo il valore medio della potenza attiva istantanea verrebbe assorbita in ingresso al Matrix Converter (Fig. 3.2). Però come già detto, il Matrix Converter non permette questo tipo di compensazione, in quanto non vi è alcun elemento di accumulo, ma nel caso in cui la potenza assorbita in uscita dal carico fosse costante allora si ricadrebbe in questo caso. I vincoli imposti nel lato di ingresso sono:

$$\begin{cases} p_i(t) = p_o(t) = P \\ q_i(t) = 0. \end{cases} \quad (3.13)$$

Sempre dalle equazioni (3.8), (3.9) e (3.10) si ottengono, dopo alcuni passaggi matematici, le seguenti espressioni delle correnti di ingresso:

$$\begin{cases} i_{i\alpha}(t) = v_{i\alpha}(t) \frac{P}{v_{i\alpha}^2(t) + v_{i\beta}^2(t)} \\ i_{i\beta}(t) = v_{i\beta}(t) \frac{P}{v_{i\alpha}^2(t) + v_{i\beta}^2(t)}. \end{cases} \quad (3.14)$$

Questa volta le componenti del vettore di Park della corrente di ingresso date dal sistema (3.14) dipendono dalla potenza media attiva assorbita dal carico e ancora dalla tensione di ingresso. Esse non dipendono direttamente dalla corrente di uscita.

Cosa molto importante è che questo secondo approccio ha bisogno di un dispositivo di accumulo dell'energia per assorbire le oscillazioni della potenza attiva istantanea.

Tuttavia considerato che negli inverter a tensione impressa (VSI) è presente un condensatore, risulta economico estendere la funzione per assorbire queste oscillazioni, dal momento che queste sono in genere piccole nei sistemi trifase. Per questi motivi nelle applicazioni comuni il secondo metodo è più utilizzato rispetto al primo.

Invece nel Matrix Converter dove non è presente l'elemento di accumulo è impossibile attuare questo secondo criterio, per cui è possibile, solamente, annullare la potenza immaginaria per rendere unitario il fattore di potenza di ingresso e limitare il più possibile le armoniche nella corrente di ingresso. Come già accennato precedentemente, è possibile però, ricadere nel caso contemplato dal secondo metodo qualora il carico fosse bilanciato in modo tale che la potenza attiva istantanea sia proprio costante.

Comunque, il secondo metodo presenta un inconveniente. Se la tensione di ingresso non è sinusoidale e/o simmetrica, la corrente di ingresso ottenuta non è in ogni caso sinusoidale. In particolare, una terza armonica appare nella corrente se la tensione di ingresso è dissimmetrica. Alcuni autori hanno proposto delle correzioni al metodo: in pratica, prima di attuare questa strategia, si applica un filtro per la tensione in modo tale che questa diventi sinusoidale.

Nonostante gli inconvenienti precedentemente descritti, il secondo metodo di compensazione di Nabae-Akagi è molto popolare, soprattutto per due ragioni.

La prima ragione è dovuta al fatto che è stato uno dei primi approcci che sfruttavano le proprietà del sistema trifase, mentre i precedenti approcci erano basati sulle singole fasi. Con l'approccio trifase, l'obiettivo della compensazione diventa quello di avere una forma d'onda sinusoidale ed equilibrata, mentre con quello monofase si poteva ottenere solo una forma d'onda sinusoidale.

La seconda ragione è dovuta al fatto che è un modo potente per eseguire l'analisi di Fourier complessa (3.6) e per ottenere l'armonica fondamentale della corrente, a condizione che la tensione sia sinusoidale e simmetrica.

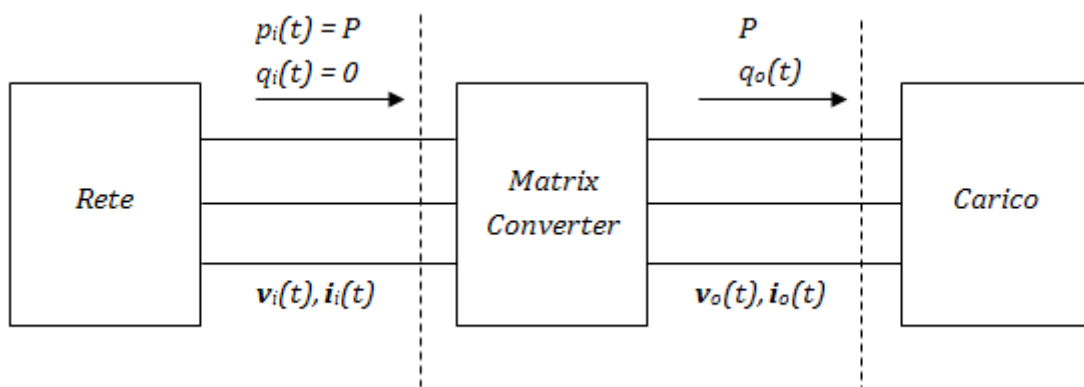


Figura 3.2 Secondo metodo di compensazione di Nabae-Akagi

3.2.3 Analisi armonica

Per l'analisi di entrambi i metodi viene scelta la rappresentazione con i vettori spaziali per la sua efficienza esplicativa. In particolare la serie complessa (3.6) è essenziale perché mostra i termini armonici sia di sequenza diretta sia di sequenza inversa, con i corrispondenti ordini armonici positivi e negativi, anziché i termini armonici delle grandezze monofasi.

Per questo motivo, nella seguente trattazione tutte le formule precedenti saranno riscritte in forma di vettore spaziale e lo stesso approccio sarà utilizzato.

Primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi

Prima di applicare il metodo di compensazione, dalle espressioni (3.2), (3.8), e (3.9) si hanno le potenze istantanee attiva ed immaginaria

$$\begin{aligned} p_o(t) &= \text{Re}(\mathbf{v}_o(t)\mathbf{i}_o(t)^*) \\ q_o(t) &= \text{Im}(\mathbf{v}_o(t)\mathbf{i}_o(t)^*). \end{aligned} \quad (3.15)$$

Applicando la compensazione, ovvero i vincoli date della (3.10), si ha lato nel lato di ingresso

$$q_i(t) = \text{Im}(\mathbf{v}_o(t)\mathbf{i}_o(t)^*) = 0$$

e in questo modo i vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso, $\mathbf{v}_i(t)$ e $\mathbf{i}_i(t)$, secondo lo schema riportato in Fig. 3.1, sono in fase. La potenza attiva istantanea assorbita in ingresso è quindi

$$p_i(t) = p_o(t) = \mathbf{v}_i(t)\mathbf{i}_i(t)^* = \mathbf{v}_o(t)\mathbf{i}_o(t)^*. \quad (3.16)$$

Dalle espressioni (3.15) e (3.16), la corrente di ingresso $\mathbf{i}_i(t)$ si trova in funzione della tensione di ingresso, di quella di uscita e della corrente di uscita assorbita dal carico

$$\mathbf{i}_i(t) = \frac{p_o(t)}{\mathbf{v}_i(t)^*} = \frac{\text{Re}(\mathbf{v}_o(t)\mathbf{i}_o(t)^*)}{\mathbf{v}_i(t)^*}. \quad (3.17)$$

Osservando che, per una generica quantità complessa \mathbf{z} , $\text{Re}(\mathbf{z}) = (\mathbf{z} + \mathbf{z}^*)/2$, la (3.17) può essere riscritta come segue

$$\mathbf{i}_i(t) = \frac{1}{2} \left(\frac{\mathbf{v}_o(t)^*}{\mathbf{v}_i(t)^*} \mathbf{i}_o(t) + \frac{\mathbf{v}_o(t)}{\mathbf{v}_i(t)^*} \mathbf{i}_o(t)^* \right). \quad (3.18)$$

L'equazione (3.18) permette di prevedere la corrente di ingresso del Matrix Converter a condizione che le tensioni di ingresso e le tensioni e correnti di uscita siano note.

Il caso più semplice e importante che vede entrambe le tensioni sinusoidali e simmetriche viene ora sviluppato. In queste condizioni, il vettore spaziale della tensione di ingresso e di quello di uscita, secondo la (3.4) sono rispettivamente

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_i(t) &= \mathbf{V}_i e^{j\omega_i t} \\ \mathbf{v}_o(t) &= \mathbf{V}_o e^{j\omega_o t}. \end{aligned} \quad (3.19)$$

Sostituendo le (3.19) nella (3.18) si ha

$$\mathbf{i}_i(t) = \frac{1}{2} \left(\frac{\mathbf{V}_o^* e^{-j\omega_o t}}{\mathbf{V}_i^* e^{-j\omega_i t}} \mathbf{i}_o(t) + \frac{\mathbf{V}_o e^{j\omega_o t}}{\mathbf{V}_i e^{-j\omega_i t}} \mathbf{i}_o(t)^* \right). \quad (3.20)$$

Applicando adesso la serie di Fourier (3.6) ad entrambi i termini della corrente di uscita della (3.20) e ponendo entrambe le tensioni in fase tra loro e sull'asse reale senza perdita di generalità, si ottiene

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_i(t) &= \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} (q \mathbf{I}_{ok} e^{j[\omega_i + (k-1)\omega_o]t} + q \mathbf{I}_{ok}^* e^{j[\omega_i + (1-k)\omega_o]t}) = \\ &= q \operatorname{Re}(\mathbf{I}_{o1}) e^{j\omega_i t} + \frac{q}{2} \sum_{k=-\infty, k \neq 1}^{+\infty} (\mathbf{I}_{ok} e^{j[\omega_i + (k-1)\omega_o]t} + \mathbf{I}_{ok}^* e^{j[\omega_i + (1-k)\omega_o]t}) \end{aligned} \quad (3.21)$$

dove q è il rapporto di trasferimento di tensione e k è l'indice armonico riferito alla frequenza fondamentale di uscita.

Il primo termine della (3.21) è quello che rappresenta la componente sinusoidale ed equilibrata alla frequenza fondamentale, ed in fase con la tensione di ingresso. Gli altri termini armonici sono suddivisi, a loro volta, in due componenti: la prima alla pulsazione $\omega_i + (k-1)\omega_o$ e la seconda alla pulsazione $\omega_i - (k-1)\omega_o$. Definito $N = \omega_o/\omega_i$ si può verificare che le due componenti armoniche aggiuntive nella corrente di ingresso distano simmetricamente da quella fondamentale di un termine di indice armonico riferito alla frequenza fondamentale di ingresso pari a $(k-1)N$. Quindi avendo definito k l'indice armonico riferito alla frequenza fondamentale di uscita e chiamato k' l'indice armonico riferito alla frequenza fondamentale di ingresso, si ottengono i due indici armonici delle componenti aggiuntive nella corrente di ingresso, rispettivamente

$$k_1' = 1 + (k-1)N \text{ e } k_2' = 1 - (k-1)N.$$

Le ampiezze di entrambi i termini armonici, a meno del rapporto di trasferimento di tensione q , sono la metà di quello originale presente nella corrente di uscita \mathbf{I}_{ok} .

Nel caso in cui le due frequenze di ingresso e uscita fossero tra loro uguali, $\omega_i = \omega_o = \omega$, si ottengono alcune corrispondenze interessanti. In tal caso la prima armonica viene a coincidere con la stessa armonica introdotta nella corrente di uscita $k\omega$ e l'altra è pari a $(2-k)\omega$.

Alcune corrispondenze tra gli indici armonici della corrente di uscita $i_o(t)$ e della corrente di ingresso $i_i(t)$ nel caso di frequenze uguali sono riportate nella Tab. 3.1.

Osservando la Tab. 3.1, si possono fare le seguenti osservazioni:

- la trasformazione è reciproca, ovvero che gli indici della corrente di uscita e della corrente di ingresso si scambiano l'uno con l'altro;
- come previsto, una componente negativa $k = -1$ dà luogo ad una terza armonica;
- le armoniche -5 e +7 sono accoppiate, come già dimostrato in [19].

Indice della corrente di uscita k	Indice addizionale della corrente di ingresso $2 - k$
+1	+1
-1	+3
0	+2
+2	0
+3	-1
-3	+5
-5	+7
+7	-5

Tabella 3.1 Corrispondenze tra gli indici armonici della corrente di uscita $i_o(t)$ e della corrente di ingresso $i_i(t)$ secondo la (3.21)

Secondo metodo di compensazione di Nabae-Akagi

L'equazione (3.15) si applica ancora. Come già detto in precedenza questo secondo metodo non è applicabile al Matrix Converter, ma supponendo che la potenza assorbita dal carico in uscita sia effettivamente costante, allora si ricade in questo caso. Quindi si ottiene una potenza attiva istantanea in ingresso costante $p_i(t) = P$ e una potenza istantanea immaginaria in ingresso nulla $q_i(t) = 0$, con riferimento alla Fig. 3.2.

Come risultato, i vettori spaziali $\mathbf{i}_i(t)$ e $\mathbf{v}_i(t)$ sono in fase tra loro e in più la potenza attiva istantanea assorbita in ingresso è

$$p_i(t) = P = \mathbf{v}_i(t)\mathbf{i}_i(t)^*. \quad (3.22)$$

La tensione è nota. Come risultato, la corrente di ingresso può essere facilmente calcolata così

$$\mathbf{i}_i(t) = \frac{P}{\mathbf{v}_i(t)^*}. \quad (3.23)$$

Secondo la (3.23), la corrente di ingresso è una funzione della tensione di ingresso e della potenza media trasferita: infatti la forma d'onda della corrente di uscita non appare nella (3.23).

Una espressione significativa per la corrente può essere trovata sotto la seguente ipotesi: la tensione è vista come la somma di un termine sinusoidale e simmetrico $V_i e^{j\omega t}$ e di un termine che rappresenta i disturbi armonici $\tilde{\mathbf{v}}_i(t)$

$$\mathbf{v}_i(t) = \mathbf{V}_i e^{j\omega_i t} + \tilde{\mathbf{v}}_i(t). \quad (3.24)$$

La (3.23) può essere riscritta nel seguente modo:

$$\mathbf{i}_i(t) = \frac{P}{\mathbf{V}_i^* e^{-j\omega_i t} + \tilde{\mathbf{v}}_i(t)^*} = \frac{P e^{j\omega_i t}}{\mathbf{V}_i^* \left(1 + \frac{\tilde{\mathbf{v}}_i(t)^*}{\mathbf{V}_i^*} e^{j\omega_i t}\right)}. \quad (3.25)$$

Sotto la condizione

$$\left| \frac{\tilde{\mathbf{v}}_i(t)}{\mathbf{V}_i} \right| < 1$$

la seguente espressione può essere applicata nel dominio complesso:

$$\frac{1}{1+b} = \sum_{n=0}^{+\infty} (-b)^n \text{ valida per } |b| < 1. \quad (3.26)$$

Applicando la (3.26) nella (3.25) si ottiene

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_i(t) &= \frac{P}{\mathbf{V}_i^*} \left(e^{j\omega_i t} - \frac{\tilde{\mathbf{v}}_i(t)^*}{\mathbf{V}_i^*} e^{j2\omega_i t} + \left(\frac{\tilde{\mathbf{v}}_i(t)^*}{\mathbf{V}_i^*} \right)^2 e^{j3\omega_i t} - \left(\frac{\tilde{\mathbf{v}}_i(t)^*}{\mathbf{V}_i^*} \right)^3 e^{j4\omega_i t} + \dots \right) \\ &= \frac{P}{\mathbf{V}_i^*} \sum_{n=0}^{+\infty} \left(-\frac{\tilde{\mathbf{v}}_i(t)^*}{\mathbf{V}_i^*} \right)^n e^{j(1+n)\omega_i t}. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Nel caso generale l'espressione (3.27) non è molto più utile della (3.23). Ma in casi pratici la (3.27) permette di determinare i termini più significativi della corrente $\mathbf{i}_i(t)$. Si consideri la seguente situazione, dove il termine $\tilde{\mathbf{v}}_i(t)$ è costituito da un singolo componente armonico di pulsazione angolare $k\omega$; La (3.24) diventa:

$$\mathbf{v}_i(t) = \mathbf{V}_i e^{j\omega_i t} + \mathbf{V}_{ik} e^{jk\omega_i t}. \quad (3.28)$$

Sotto le condizioni espresse dalla (3.28), dall'espressione (3.27) si ottiene

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_i(t) &= \frac{P}{\mathbf{V}_i^*} \left(e^{j\omega_i t} - \frac{\mathbf{V}_{ik}^*}{\mathbf{V}_i^*} e^{j(2-k)\omega_i t} + \left(\frac{\mathbf{V}_{ik}^*}{\mathbf{V}_i^*} \right)^2 e^{j(3-2k)\omega_i t} - \left(\frac{\mathbf{V}_{ik}^*}{\mathbf{V}_i^*} \right)^3 e^{j(4-3k)\omega_i t} + \dots \right) \\ &= \frac{P}{\mathbf{V}_i^*} \sum_{n=0}^{+\infty} \left(-\frac{\mathbf{V}_{ik}^*}{\mathbf{V}_i^*} \right)^n e^{j(1+n(1-k))\omega_i t}. \end{aligned} \quad (3.29)$$

L'equazione (3.29) mostra che la corrente è la somma di termini di varie frequenze. Il primo termine è l'armonica fondamentale, mentre gli altri termini sono i disturbi armonici i cui indici sono pari a

$$1 + n(1 - k).$$

Si può notare che:

- l'ampiezza del secondo termine della corrente è uguale in percentuale alla corrispondente ampiezza della componente armonica della tensione, mentre l'ampiezza dei termini successivi sono potenze del rapporto tra la componente armonica e la fondamentale di tensione;
- gli ordini armonici delle componenti della corrente di ingresso sono diversi rispetto a quelli della tensione di ingresso; al fine di determinare l'ordine delle componenti armoniche della corrente è necessario conoscere sia l'ordine, sia il segno delle armoniche di tensione;
- in molti casi pratici solo i primi due termini, ovvero quello fondamentale e la prima componente armonica, sono significativi, dato che l'ampiezza dei termini successivi decade rapidamente;
- nella (3.29) l'ordine della seconda componente armonica di corrente rispetto alle componenti armoniche di tensione è simile alla (3.21) che illustra la corrispondenza tra le armoniche presenti nella corrente di ingresso e quelle presenti nella corrente di uscita.

Alcune corrispondenze tra le componenti armoniche della tensione di ingresso e della corrente di ingresso sono mostrate nella Tab. 3.2.

Osservando la Tab. 3.2, si possono fare i seguenti commenti:

- come previsto, solo l'indice +1 non viene alterato dalla trasformazione;
- la componente fondamentale di sequenza inversa della tensione -1 produce una terza armonica nella corrente, come riportato in molti studi;
- la seconda armonica di sequenza diretta +2 nella tensione produce una componente continua nella corrente. Questa situazione è insolita ma non impossibile, e può essere molto pericolosa in presenza di trasformatori o induttanze saturabili;
- le armoniche -5 e +7 si scambiano tra di loro, almeno per quanto riguarda il primo termine. Siccome entrambi sono presenti in genere sotto condizione di tensione simmetrica distorta, questo può essere il motivo per cui questo fenomeno spesso non è rilevato.

Le considerazioni precedenti si applicano solo per una singola componente armonica di tensione aggiunta alla componente fondamentale. Se più armoniche sono presenti, la formulazione generale (3.27) si può applicare. Tuttavia, se le ampiezze delle perturbazioni sono piccole, l'effetto di ciascuna armonica può essere trovato usando la (3.29) e il disturbo totale si può ottenere applicando il principio di sovrapposizione.

Indice della tensione di ingresso k	Indice della prima armonica di corrente di ingresso $2 - k$	Indice della seconda armonica di corrente di ingresso $3 - 2k$	Indice della terza armonica di corrente di ingresso $4 - 3k$
+1	+1	+1	+1
-1	+3	+5	+7
0	+2	+3	+4
+2	0	-1	-2
+3	-1	-3	-5
-3	+5	+9	+13
-5	+7	+13	+19
+7	-5	-11	-17

Tabella 3.2 Corrispondenze tra gli indici armonici della tensione di ingresso $v_i(t)$ e della corrente di ingresso $i_i(t)$

Primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi in caso di tensione di ingresso affetta da disturbi

Precedentemente si è analizzato il *primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi* nel caso semplice in cui la tensione di ingresso fosse sinusoidale e simmetrica. Se così non fosse, allora, bisogna rifare una trattazione matematica più generale che possa, comunque, dare informazioni circa il contenuto armonico presente nella corrente di ingresso nel caso in cui, compensando solo la potenza immaginaria, oltre a disturbi presenti nella corrente di uscita ci siano disturbi anche disturbi nella tensione di ingresso. Avendo svolto l'analisi per il *secondo metodo di compensazione di Nabae-Akagi* nella quale la tensione di ingresso presenta dei disturbi armonici, si possono mettere assieme le due trattazioni precedenti ottenendo quella ora richiesta. Ripartendo dalla (3.18) con le seguenti ipotesi

$$\begin{aligned} v_i(t) &= V_i e^{j\omega_i t} + \tilde{v}_i(t) \\ v_o(t) &= V_o e^{j\omega_o t} \end{aligned} \quad (3.30)$$

si ottiene

$$\begin{aligned} i_i(t) &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_o^* e^{-j\omega_o t}}{V_i^* e^{-j\omega_i t} + \tilde{v}_i(t)^*} i_o(t) + \frac{V_o e^{j\omega_o t}}{V_i e^{-j\omega_i t} + \tilde{v}_i(t)} i_o(t)^* \right) \\ &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_o^* e^{-j\omega_o t} e^{j\omega_i t}}{V_i^* \left(1 + \frac{\tilde{v}_i(t)^*}{V_i^*} e^{j\omega_i t} \right)} i_o(t) + \frac{V_o e^{j\omega_o t} e^{j\omega_i t}}{V_i \left(1 + \frac{\tilde{v}_i(t)}{V_i} e^{j\omega_i t} \right)} i_o(t)^* \right). \end{aligned} \quad (3.31)$$

Utilizzando la scomposizione data dalla (3.26) si ha

$$\begin{aligned} i_i(t) &= \frac{1}{2} \left[\frac{V_o^* i_o(t)}{V_i^*} \sum_{n=0}^{+\infty} \left(-\frac{\tilde{v}_i(t)^*}{V_i^*} \right)^n e^{j[(1+n)\omega_i - \omega_o]t} \right. \\ &\quad \left. + \frac{V_o i_o(t)^*}{V_i} \sum_{n=0}^{+\infty} \left(-\frac{\tilde{v}_i(t)}{V_i} \right)^n e^{j[(1+n)\omega_i + \omega_o]t} \right]. \end{aligned} \quad (3.32)$$

Adesso facendo uso della serie di Fourier riportata in (3.6) nella (3.32) si ottiene

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_i(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left[\frac{\mathbf{V}_o^* \mathbf{I}_{ok}}{\mathbf{V}_i^*} \sum_{n=0}^{+\infty} \left(-\frac{\tilde{\mathbf{v}}_i(t)^*}{\mathbf{V}_i^*} \right)^n e^{j[(1+n)\omega_i + (k-1)\omega_o]t} \right. \\ \left. + \frac{\mathbf{V}_o \mathbf{I}_{ok}^*}{\mathbf{V}_i^*} \sum_{n=0}^{+\infty} \left(-\frac{\tilde{\mathbf{v}}_i(t)^*}{\mathbf{V}_i^*} \right)^n e^{j[(1+n)\omega_i + (1-k)\omega_o]t} \right]. \end{aligned} \quad (3.33)$$

Considerando ancora la situazione in cui il termine $\tilde{\mathbf{v}}_i(t)$ sia costituito da un solo termine armonico di pulsazione $h\omega$, si ha

$$\mathbf{v}_i(t) = \mathbf{V}_i e^{j\omega_i t} + \mathbf{V}_{ih} e^{jh\omega_i t}. \quad (3.34)$$

Sotto questa condizione la (3.33) diventa

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_i(t) = \frac{1}{2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left[\frac{\mathbf{V}_o^* \mathbf{I}_{ok}}{\mathbf{V}_i^*} \sum_{n=0}^{+\infty} \left(-\frac{\mathbf{V}_{ih}^*}{\mathbf{V}_i^*} \right)^n e^{j[(1+n(1-h))\omega_i + (k-1)\omega_o]t} \right. \\ \left. + \frac{\mathbf{V}_o \mathbf{I}_{ok}^*}{\mathbf{V}_i^*} \sum_{n=0}^{+\infty} \left(-\frac{\mathbf{V}_{ih}^*}{\mathbf{V}_i^*} \right)^n e^{j[(1+n(1-h))\omega_i + (1-k)\omega_o]t} \right]. \end{aligned} \quad (3.35)$$

Ponendo entrambe le tensioni \mathbf{V}_o e \mathbf{V}_i in fase tra loro e sull'asse reale senza perdita di generalità, si ottiene

$$\begin{aligned} \mathbf{i}_i(t) = q \operatorname{Re}(\mathbf{I}_{o1}) \sum_{n=0}^{+\infty} \left(-\frac{\mathbf{V}_{ih}^*}{\mathbf{V}_i^*} \right)^n e^{j(1+n(1-h))\omega_i t} \\ + \frac{q}{2} \sum_{k=-\infty, k \neq 1}^{+\infty} \left[\mathbf{I}_{ok} \sum_{n=0}^{+\infty} \left(-\frac{\mathbf{V}_{ih}^*}{\mathbf{V}_i^*} \right)^n e^{j[(1+n(1-h))\omega_i + (k-1)\omega_o]t} \right. \\ \left. + \mathbf{I}_{ok}^* \sum_{n=0}^{+\infty} \left(-\frac{\mathbf{V}_{ih}^*}{\mathbf{V}_i^*} \right)^n e^{j[(1+n(1-h))\omega_i + (1-k)\omega_o]t} \right]. \end{aligned} \quad (3.36)$$

E' interessante notare che il primo termine della (3.36) restituisce, oltre alla componente fondamentale, il contenuto armonico della corrente di ingresso dovuto al disturbo presente nella tensione di ingresso, come la (3.29). Invece il secondo termine restituisce le coppie armoniche dovute ai disturbi presenti nella corrente di uscita che sono equidistanti dalle armoniche date dal primo termine. In particolare i termini dovuti al disturbo presente nella tensione di ingresso sono in indice armonico riferito alla frequenza di ingresso pari a

$$1 + n(1 - h),$$

mentre i termini dovuti ai disturbi presenti nella corrente di uscita sono pari a

$$1 + n(1 - h) + (k - 1)N \text{ e } 1 + n(1 - h) - (k - 1)N.$$

Facendo attenzione ai simboli, k rappresenta l'indice armonico della corrente di uscita, h rappresenta il disturbo armonico presente nella tensione di ingresso, n l'indice di sommatoria della scomposizione (3.26) e N il rapporto tra la frequenza di uscita e quella di ingresso. Facendo l'esempio particolare in cui la tensione di ingresso fosse dissimmetrica, $h = -1$, e la corrente di uscita squilibrata, $k = \pm 1$, si otterrebbero le seguenti componenti armoniche nella corrente di ingresso, arrestandosi ad $n = 3$, riportate in Tab. 3.3.

<i>Indice armonico corrente di ingresso (primo termine)</i> $1 + 2n (h = -1, k = 1)$	<i>Indici armonici corrente di ingresso (secondo termine)</i> $1 + 2n \pm 2N (h = -1, k = -1)$
1	$1 \pm 2N$
3	$3 \pm 2N$
5	$5 \pm 2N$
7	$7 \pm 2N$

Tabella 3.3 Indici del contenuto armonico della corrente di ingresso nel caso di tensione di ingresso dissimmetrica e corrente di uscita squilibrata

3.3 Strategie di compensazione applicabili al Matrix Converter

Dopo questa trattazione matematica si è visto che esistono due metodi di compensazione basati sulla cosiddetta *instantaneous p-q compensation* che, in generale, sono applicabili per compensare solo la potenza istantanea immaginaria oppure anche le oscillazioni della potenza istantanea attiva. Nel Matrix Converter, non avendo un elemento di accumulo di energia, non è permesso di applicare il secondo metodo di compensazione di Nabae-Akagi e quindi le eventuali oscillazioni della potenza istantanea attiva non possono essere compensate. L'unica possibilità è quella quindi di compensare la potenza istantanea immaginaria attraverso un opportuno controllo del fattore di potenza istantaneo in ingresso che lo rendano unitario, come tutte le strategie fin qui proposte realizzavano. Quindi così facendo si riesce a diminuire il disturbo armonico presente nella corrente di ingresso, la quale dovrebbe quindi, presentare delle armoniche in funzione della potenza assorbita in uscita dal carico e della tensione di ingresso come trattato precedentemente. Infatti nel caso in cui la tensione di ingresso fosse simmetrica e sinusoidale mentre la potenza assorbita dal carico fosse oscillante, utilizzando una strategia di controllo che compensi la potenza istantanea immaginaria, si dovrebbero ottenere i risultati riportati nell'analisi matematica del *primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi*, che in questo caso sarebbe effettivamente applicato.

Invece, nel caso in cui, pur applicando il primo metodo che, tra i due, è quello possibile per il Matrix Converter, la tensione di ingresso fosse generalmente dissimmetrica o affetta da disturbi armonici di vario genere, e però, il carico assorbisse una potenza istantanea attiva costante, allora si ricadrebbe nella trattazione matematica condotta per l'analisi del *secondo metodo di compensazione di Nabae-Akagi*, anche se di fatto non sarebbe applicato.

Se invece, si è nel caso in cui il carico assorbesse una potenza istantanea oscillante e nel contempo la tensione di ingresso del Matrix Converter fosse affetta da disturbi, allora si dovrebbero ottenere i risultati condotti nell'analisi del *primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi in caso di tensione di ingresso affetta da disturbi*. In questa maniera si sono ottenute delle espressioni matematiche valide per il Matrix Converter per i tre casi particolari citati e che saranno verificate nel capitolo 5 che riporta risultati di simulazioni a riguardo.

Per il Matrix Converter, in letteratura [20] e [29], oltre alle strategie fin qui esaminate che rendono, appunto, il fattore di potenza in ingresso istantaneo unitario e che di fatto applicano il *primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi*, ciò equivale a dire che i vettori tensione e corrente di ingresso sono in fase tra loro istante per istante, esistono altre strategie di modulazione, valide però, solo nel caso in cui la tensione di ingresso sia al più dissimmetrica ma non deformata, che consentono di modulare dinamicamente il fattore di potenza di ingresso in maniera tale che il fattore di potenza medio nel periodo fondamentale sia unitario, fermo restando che non è possibile compensare le oscillazioni eventualmente presenti nella potenza attiva e, che quindi, compensano la potenza istantanea immaginaria in maniera differente dal *primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi*. Infatti con queste altre strategie di modulazione il fattore di potenza istantaneo di ingresso non sarà più unitario e così la potenza istantanea immaginaria non sarà più compensata istante per istante, ma solo il suo valore medio nel periodo fondamentale. Sarà ora riportata una trattazione matematica che espone cosa comporta una scelta di questo genere e che generalizza una qualsiasi tecnica di modulazione del fattore di potenza di ingresso, comprendendo quelle viste precedentemente, come casi particolari, solamente nei sistemi in cui ci sia la sola componente di dissimmetria nella tensione di ingresso. Quindi, si vuole ora, rivedere e generalizzare questo problema non più guardando al tipo di compensazione delle potenze ma a ciò che sta dietro, ossia il tipo di modulazione del fattore di potenza in ingresso.

3.4 Modulazione dinamica del fattore di potenza di ingresso

Con riferimento alle strategie di modulazione che comportano un fattore di potenza istantaneo unitario, dalla trattazione matematica precedentemente fatta, nel caso particolare di carico bilanciato e non deformato, che assorbe quindi una potenza istantanea attiva costante, e tensione di ingresso sinusoidale ma dissimmetrica, è stato dimostrato che la corrente di ingresso presenta, oltre alla fondamentale, una serie di armoniche tra cui una di ordine +3. Il che vuol dire che la corrente sarà generalmente deformata. Si vedrà ora cosa comporta una particolare tecnica di modulazione dinamica del fattore di potenza.

3.4.1 Analisi del sistema trifase dissimmetrico

Nel caso di tensione di ingresso sinusoidale e dissimmetrica, la componente fondamentale di sequenza negativa ivi presente, determina variazioni sia nell'ampiezza sia nella velocità angolare del vettore di tensione di ingresso: la traiettoria di questo vettore non è più circolare ma ellittica. Il vettore spaziale delle tensioni di fase di ingresso si ottiene dalla trasformata di Park su assi fissi:

$$\mathbf{v}_i(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{i1}(t) + v_{i2}(t)e^{\frac{j2\pi}{3}} + v_{i3}(t)e^{-\frac{j2\pi}{3}} \right). \quad (3.37)$$

In condizioni di dissimmetria della tensione in ingresso, ci sono diverse possibili soluzioni per la modulazione del vettore della corrente di ingresso, quindi del fattore di potenza di ingresso, che fondamentalmente si differenziano per la direzione lungo la quale il vettore in questione viene modulato. Questa direzione può essere rappresentata attraverso il già noto vettore fittizio, introdotto nel capitolo precedente, ovvero il vettore di modulazione $\Psi(t)$.

Qualsiasi strategia di modulazione è completamente definita una volta che questo vettore modulazione viene assegnato. Per qualsiasi strategia, si può scrivere

$$\text{Re}(\Psi(t)(-j\mathbf{i}_i(t)^*)) = 0 \quad (3.38)$$

dove $\mathbf{i}_i(t)$ è il vettore spaziale della corrente di ingresso.

E' importante notare che solo l'angolo del vettore modulazione è di interesse, mentre il valore della sua ampiezza non ha alcuna rilevanza per determinare la strategia di modulazione, infatti nel capitolo precedente era stata posta uguale a uno.

Sempre sotto ipotesi di Matrix Converter ideale, la potenza istantanea attiva di ingresso è uguale alla potenza istantanea di uscita assorbita dal carico secondo la ben nota equazione

$$p_i(t) = \text{Re}(\mathbf{v}_i(t)\mathbf{i}_i(t)^*) = \frac{\mathbf{v}_i(t)\mathbf{i}_i(t)^* + \mathbf{v}_i(t)^*\mathbf{i}_i(t)}{2} = p_o(t). \quad (3.39)$$

Se il carico è equilibrato e si trascurano le armoniche ad alta frequenza dovute alle commutazioni, la potenza di uscita è costante. Risolvendo la (3.38) e la (3.39) rispetto $\mathbf{i}_i(t)$, si ottiene

$$\mathbf{i}_i(t) = \frac{2p_o(t)\Psi(t)}{\mathbf{v}_i(t)\Psi(t)^* + \mathbf{v}_i(t)^*\Psi(t)}. \quad (3.40)$$

L'equazione (3.40) è una espressione generale, molto interessante, in cui si afferma che il vettore spaziale della corrente di ingresso dipende, oltre che, come già dimostrato dalla trattazione matematica precedentemente fatta, dalla potenza istantanea attiva di uscita e dalla tensione di ingresso, dipende anche dal vettore di modulazione.

A questo punto prima di procedere con l'analisi della nuova strategia di controllo di modulazione dinamica del fattore di potenza, si vuole mostrare come si possa ritrovare, con quest'altra trattazione matematica generalizzata, lo stesso risultato già presentato nel caso particolare in cui il carico sia bilanciato e la tensione di ingresso contenga solo una componente di dissimmetria, come riportato nella seconda riga della Tab. 3.2, utilizzando la classica strategia di modulazione del fattore di potenza istantaneo, e definendo questa *Modulazione statica del fattore di potenza di ingresso* per differirla da quella riportata a seguito definita *Modulazione dinamica del fattore di potenza di ingresso*.

Modulazione statica del fattore di potenza di ingresso

Come più volte detto, con questo tipo di compensazione si annulla la potenza istantanea immaginaria di ingresso e quindi si cerca di mantenere, istante per istante, i vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso in fase tra loro. Avendo introdotto il concetto di vettore di modulazione, si ha

$$\boldsymbol{\psi}(t) = \boldsymbol{v}_i(t). \quad (3.41)$$

Il vettore della tensione di ingresso in condizioni di dissimmetria può essere espresso come

$$\boldsymbol{v}_i(t) = \boldsymbol{V}_{id} e^{j\omega_i t} + \boldsymbol{V}_{ii}^* e^{-j\omega_i t} = \boldsymbol{v}_{id}(t) + \boldsymbol{v}_{ii}(t)^* \quad (3.42)$$

dove appunto \boldsymbol{V}_{id} e \boldsymbol{V}_{ii} sono i fasori delle armoniche fondamentali di sequenza diretta e inversa. Quindi il vettore spaziale della tensione può essere rappresentato dalla somma di due vettori spaziali, che ruotano con velocità angolare ω_i in senso antiorario e in senso orario, rispettivamente.

La Fig. 3.3 mostra la rappresentazione sul piano d - q dei vettori spaziali con questo tipo di compensazione. Come mostrato in Fig. 3.3, questa strategia mantiene lo sfasamento tra i vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso costante e in particolare uguale a zero. Sostituendo la (3.41) e la (3.42) nella (3.40) e risolvendo rispetto alla corrente $\boldsymbol{i}_i(t)$, attraverso la serie complessa di Fourier e di altri sviluppi matematici, si ottiene la seguente espressione:

$$\boldsymbol{i}_i(t) = \frac{P}{\boldsymbol{V}_{id}^*} e^{j\omega t} + \frac{P}{\boldsymbol{V}_{id}^*} \sum_{n=3,5,\dots}^{+\infty} \left(-\frac{\boldsymbol{V}_{ii}}{\boldsymbol{V}_{id}^*} \right)^{(n-1)/2} e^{jn\omega_i t}. \quad (3.43)$$

La (3.43) è equivalente, scritta in maniera leggermente diversa, alla (3.29) nel caso particolare di presenza nella tensione di ingresso della componente di dissimmetria -1. Quindi si può riaffermare che questo fatto comporta nella corrente di ingresso una serie di armoniche ed in particolare una +3.

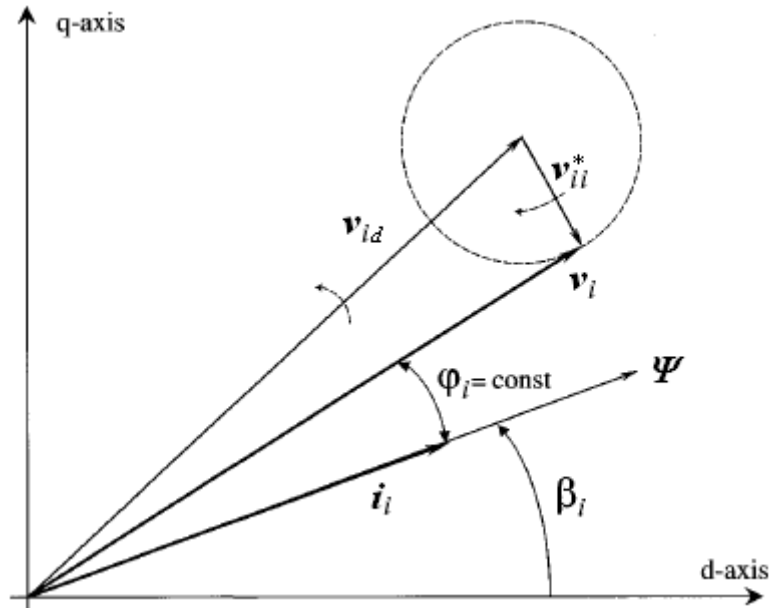


Figura 3.3 Rappresentazione vettoriale della *modulazione statica del fattore di potenza di ingresso*

Modulazione dinamica del fattore di potenza di ingresso

Questo tipo di modulazione è definita con lo scopo di ridurre, rispetto alla precedente, il contenuto armonico della corrente di ingresso in condizioni di tensione di alimentazione dissimmetrica.

Sostituendo la (3.42) nella (3.40), si può osservare che è possibile una riduzione del contenuto armonico definendo il vettore di modulazione nel seguente modo

$$\psi(t) = V_{id}e^{j\omega_i t} - V_{ii}^*e^{-j\omega_i t} = v_{id}(t) - v_{ii}(t)^*. \quad (3.44)$$

La rappresentazione nel piano dei vettori spaziali di questo tipo di compensazione è riportata in Fig. 3.4. Come si vede, a causa della velocità angolare opposta dei vettori $v_{id}(t)$ e $v_{ii}(t)$, la direzione del vettore di modulazione rispetto a $v_{ii}(t)$ non è costante, quindi viene attuata una modulazione dinamica dello sfasamento del vettore corrente $i_i(t)$ rispetto al vettore di tensione $v_{ii}(t)$.

Ripetendo i passi seguiti per la strategia precedente è possibile ottenere la seguente espressione:

$$i_i(t) = \frac{p_o(t)}{|V_{id}|^2 - |V_{ii}|^2} V_{id}e^{j\omega_i t} - \frac{p_o(t)}{|V_{id}|^2 - |V_{ii}|^2} V_{ii}^*e^{-j\omega_i t}. \quad (3.45)$$

In questo caso, lo spettro armonico della corrente di ingresso consiste solo dei termini fondamentali di sequenza diretta e inversa, e quindi la corrente si ritrova ad essere squilibrata ma sinusoidale.

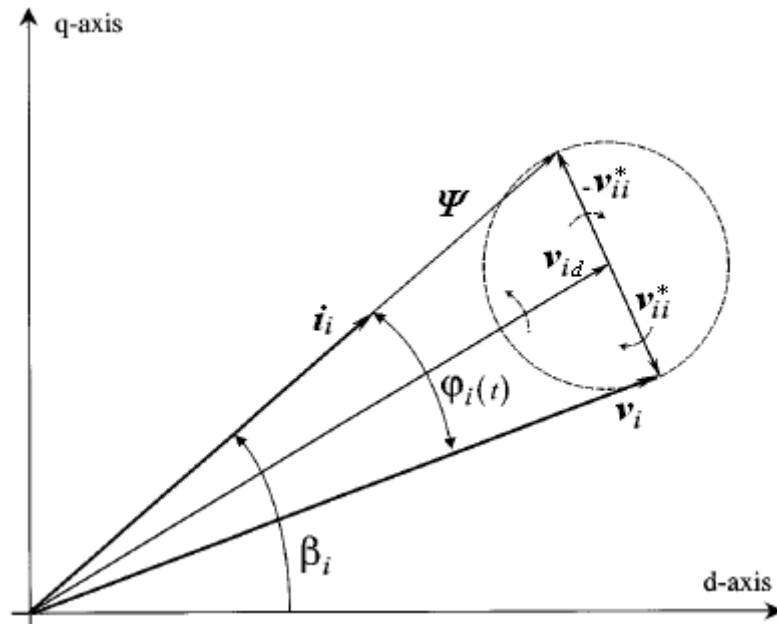


Figura 3.4 Rappresentazione vettoriale della *modulazione dinamica del fattore di potenza di ingresso*

Questo metodo di compensazione non conduce ad un fattore di potenza istantaneo unitario, ma come già anticipato, ad un fattore di potenza in ingresso unitario medio nel periodo fondamentale e comporta, quindi, un piccolo aumento del valore efficace della corrente di ingresso. Si può inoltre rilevare che, in condizioni di tensione di alimentazione simmetrica, questo tipo di strategia coincide con quella precedente dato che $v_{ii}(t) = 0$ e $v_i(t) = v_{id}(t)$, in altre parole, non vi è alcuna differenza tra le due strategie.

Confronto

In [20] e [29] sono riportate delle simulazioni che confrontano questi due tipi di modulazione. Effettivamente si ritrovano i risultati previsti dalla trattazione matematica. In particolare, come si può notare dalla Tab. 3.4 e dalle Fig. 3.5 e 3.6, con la compensazione dinamica si ottiene in uscita una corrente squilibrata ma sinusoidale. Mentre con la compensazione statica si ottiene una corrente squilibrata e deformata, in quanto la corrente contiene le armoniche +3, +5,... Comunque il valore efficace trifase della corrente di ingresso con entrambi i metodi è praticamente lo stesso, ma il contenuto armonico delle componenti armoniche +3, +5, ..., ottenute con la compensazione statica, viene "spostato" con la compensazione dinamica nell'armonica -1. In questo modo le correnti delle singole fasi di fatto non sono più deformate.

Quantità di ingresso	Modulazione Statica			Modulazione Dinamica		
	Fase 1	Fase 2	Fase 3	Fase 1	Fase 2	Fase 3
Tensione di fase RMS (V)	232,5	201,6	201,7	232,5	201,6	201,7
Corrente RMS (A)	3,08	3,07	3,00	2,81	3,09	3,28
Fattore di potenza	0,983	0,982	0,981	0,986	0,976	0,973
THD_v %	1,3	1,3	1,1	1,1	1,5	1,5
THD_i %	17,7	16,8	17,0	15,0	13,9	13,9
HD_{i11} %	9,7	9,8	9,5	1,5	1,9	1,8
$FWHD_{i11}$ %	3,24	3,26	3,18	0,47	0,67	0,68
i_{RMS} trifase (A)	5,28			5,3		

Tabella 3.4 Confronto tra la modulazione statica e dinamica del fattore di potenza di ingresso

I coefficienti THD_v e THD_i sono i noti fattori di distorsione della tensione e della corrente rispettivamente, mentre HD_{i11} è il fattore di distorsione della corrente calcolato rispetto alle sole prime undici componenti armoniche in modo da dare maggior evidenza alla efficacia dei metodi, ed è così definito:

$$HD_{i11} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{11} I_{k \max}}}{I_{1 \max}} 100.$$

Il coefficiente $FWHD_{i11}$ rappresenta, invece, il fattore di distorsione della corrente, sempre rispetto alle sole prime undici componenti armoniche, ma pesato in frequenza, e viene così definito:

$$HD_{i11} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{11} \frac{I_{k \max}}{k}}}{I_{1 \max}} 100.$$

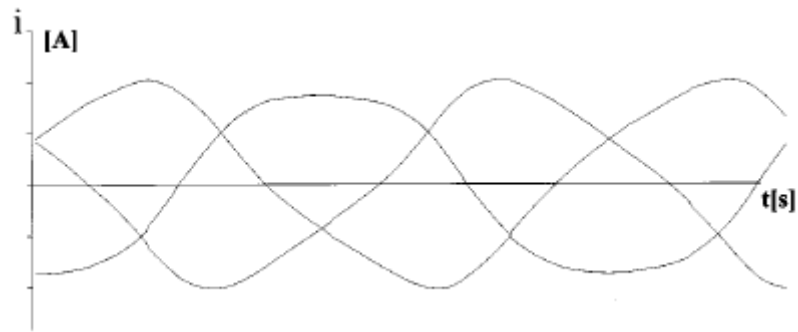


Figura 3.5 Andamento delle correnti di ingresso del Matrix Converter con la modulazione statica del fattore di potenza

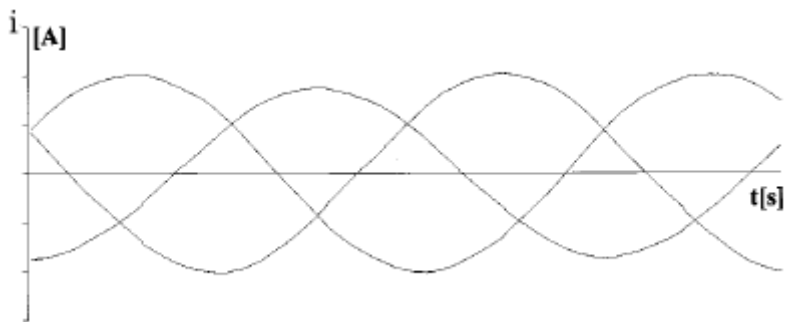


Figura 3.6 Andamento delle correnti di ingresso del Matrix Converter con la modulazione dinamica del fattore di potenza

Capitolo 4

Controllo HCC-SVM del Matrix Converter

4.1 Introduzione

In questo capitolo si vuole affrontare lo studio dettagliato di un interessante controllo del Matrix Converter ibrido in corrente ad isteresi basato sullo Space Vector Modulation. Da cui, come già accennato alla fine del Capitolo 2, il nome di *Hysteresis Current Control Space Vector Modulation (HCC-SVM)*.

Questo tipo di controllo si comporta bene sia in condizioni normali sia in condizioni anomale della tensione di alimentazione e/o del carico.

In particolare, questo è uno di quei metodi che si basa sul *controllo indiretto* che divide, quindi, il Matrix Converter in due stadi: il primo stadio è quello raddrizzatore (VSR) e il successivo è quello invertitore (VSI), collegati da un fittizio D.C. link.

Questa strategia di controllo seleziona i vettori spaziali appropriati sia per il VSR sia per il VSI separatamente in ogni periodo di switching, al fine di mantenere l'errore del fattore di potenza di ingresso e gli errori delle correnti di uscita all'interno delle bande di isteresi assegnate, in modo da inseguire determinati profili di corrente in uscita e di mantenere il fattore di potenza istantaneo di ingresso pari a uno utilizzando la *modulazione statica del fattore di potenza*, ovvero il *primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi*.

4.2 Schema circuitale

Lo schema circuitale proposto in Fig. 4.1 è costituito da una sorgente di alimentazione trifase $v_{sa, sb, sc}$, da un filtro di ingresso ad alta frequenza con il duplice obiettivo di imprimere le tensioni di fase $v_{a,b,c}$ come variabili di stato all'ingresso del Matrix Converter e di filtrare il ripple ad alta frequenza delle correnti di ingresso $i_{a,b,c}$; segue il Matrix Converter, e in uscita da questo, le induttanze caratteristiche L_o che imprimono le correnti di uscita $i_{A,B,C}$, le quali costituiscono le variabili di stato di uscita del Matrix Converter. La scelta del valore di queste induttanze è molto importante, poiché un piccolo valore comporta un aumento della frequenza del ripple delle correnti prodotte e quindi della frequenza di lavoro degli interruttori costituenti il Matrix Converter, mentre un alto valore impedisce al dispositivo di inseguire la dinamica delle correnti di uscita. Infine si ha un generico carico trifase con in parallelo i condensatori C_o che hanno lo scopo di filtrare il ripple ad alta frequenza delle tensioni di fase di uscita $v_{A,B,C}$ e di supportare le tensioni di fase sul carico $v_{LA, LB, LC}$ che vengono imposte. Infatti il controllo non provvede ad inseguire direttamente dei profili di corrente di uscita, ma di inseguire dei profili di tensione di ampiezza e frequenza volute sul carico trifase. Tutto il sistema è a tre fili.

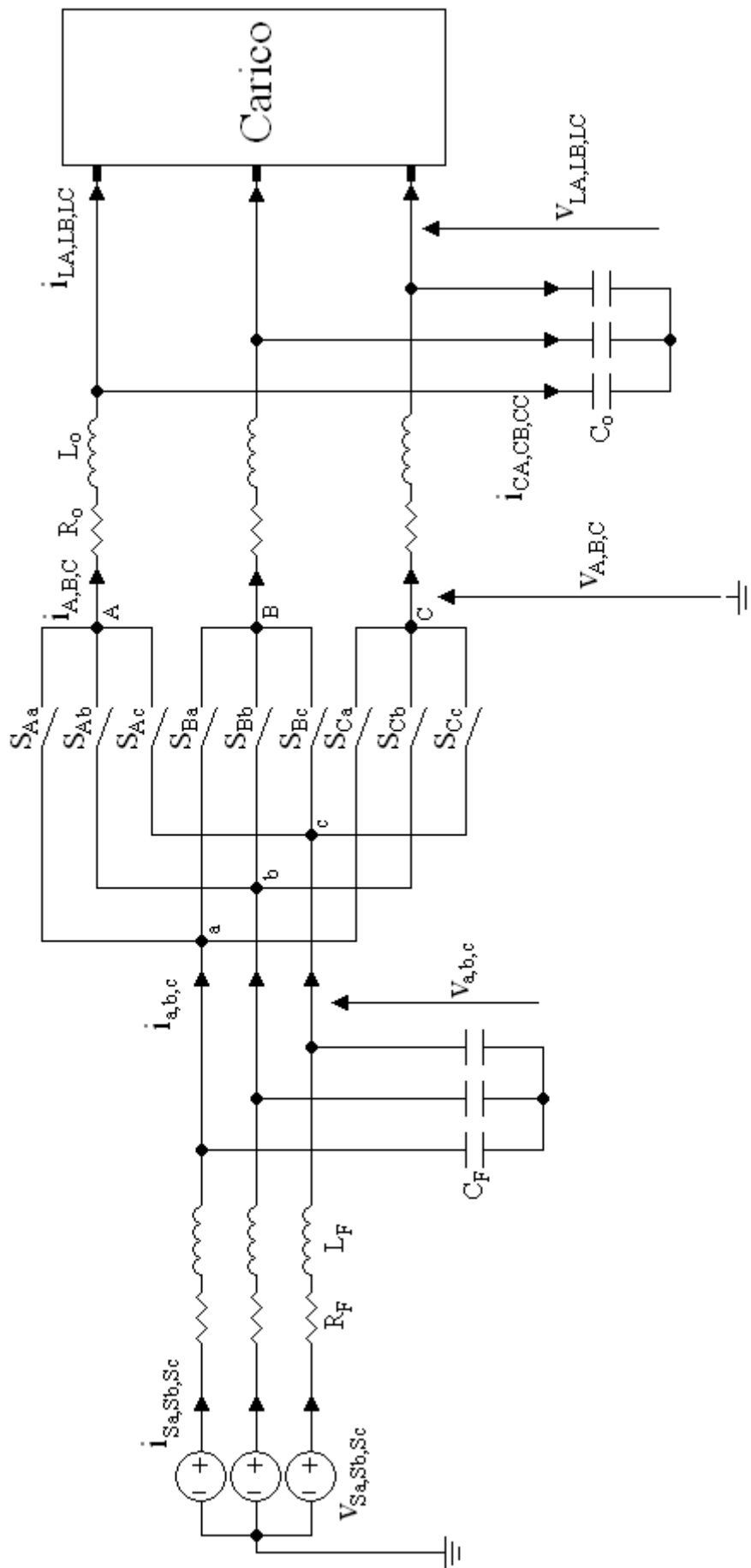


Figura 4.1 Schema circuitale completo

Nelle Fig. 4.2 e 4.3 è riportato lo schema del circuito equivalente, al quale si farà riferimento per la descrizione del sistema di controllo, a doppio stadio, dove è possibile vedere lo stadio raddrizzatore (VSR) e lo stadio invertitore (VSI) uniti da un D.C. link che non presenta alcun elemento di accumulo. Per cui la tensione su di esso V_{pn} dipenderà, istante per istante, dalle tensioni di ingresso $v_{a,b,c}$ e dallo stato del ponte raddrizzatore, mentre la corrente I_{pn} dipenderà dalle correnti di uscita $i_{A,B,C}$ e dallo stato dell'inverter. In particolare V_{pn} e I_{pn} saranno soggette alle variazioni, rispettivamente, delle tensioni di ingresso e alle variazioni delle correnti di uscita. Inoltre si vuole sottolineare che, dal punto di vista del ponte raddrizzatore fittizio il lato continua è a corrente impressa I_{pn} , mentre dal punto di vista dell'inverter fittizio il lato continua è a tensione impressa V_{pn} .

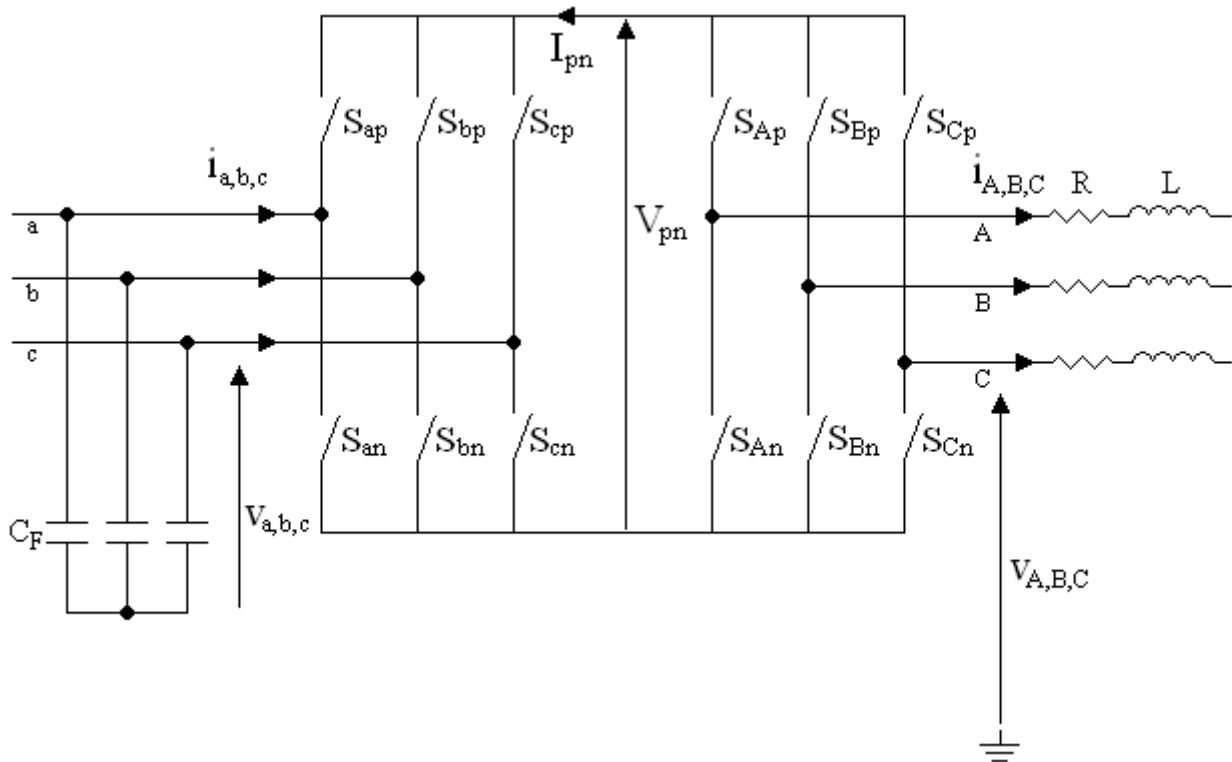


Figura 4.2 Equivalente a doppio stadio del Matrix Converter

Lo scopo di questo sistema è, quindi, quello di ottenere sul carico trifase una tensione sinusoidale e simmetrica di una certa ampiezza e frequenza, anche in presenza di tensione di alimentazione dissimmetrica o affetta da disturbi armonici di vario tipo, e in ingresso un fattore di potenza istantaneo unitario, qualunque siano le condizioni di carico.

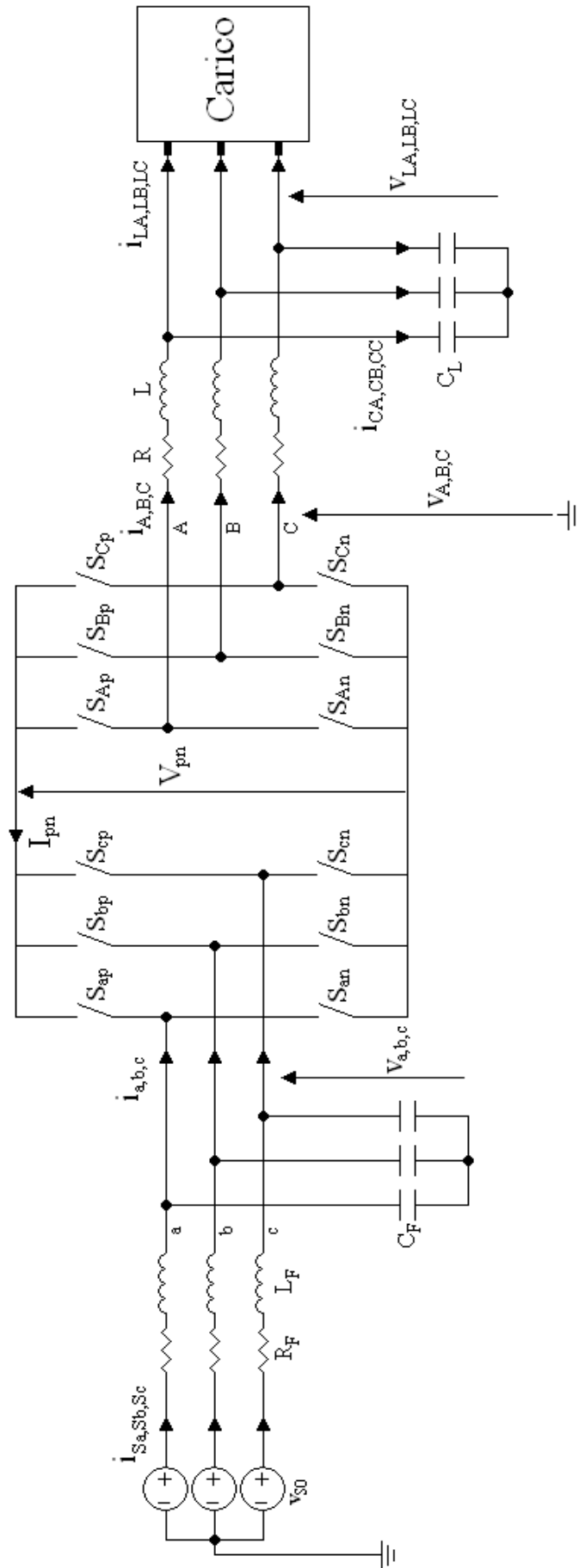


Figura 4.3 Schema del circuito completo con l'equivalente a doppio stadio

4.3 Strategia di Controllo

Questo metodo di controllo utilizza tre variabili, che sono d_α , d_β e d_φ così definite:

$$d_\alpha = i_\alpha - i_{\alpha ref} \quad (4.1)$$

$$d_\beta = i_\beta - i_{\beta ref} \quad (4.2)$$

$$d_\varphi = \sin(\arg(\mathbf{V}_{if}) - \arg(\mathbf{I}_{if})). \quad (4.3)$$

$i_{\alpha ref}$ e $i_{\beta ref}$ sono le componenti α e β del vettore spaziale delle correnti di uscita di riferimento e i_α e i_β sono le componenti α e β del vettore spaziale delle correnti di uscita misurate.

In realtà, come già detto precedentemente, in questo caso non si hanno direttamente dei riferimenti di corrente da inseguire, bensì, dei riferimenti di tensione sul carico.

Quindi il primo passo da fare è misurare le tensioni $v_{LA, LB, LC}$ sui condensatori C_o in parallelo al carico e, assieme ai riferimenti di tensione $v_{LAref, LBref, LCref}$ opportunamente generati che si vogliono inseguire, tramite il cosiddetto *Sliding Mode Control* descritto in [21], si trovano le *Sliding Function* formulate in corrente per il controllo delle relative tensioni sul carico. A questo punto passando nel dominio di Park si hanno gli equivalenti delle variabili d_α e d_β che rappresentano gli errori delle rispettive correnti.

\mathbf{V}_{if} e \mathbf{I}_{if} sono i vettori spaziali istantanei, rispettivamente, delle tensioni di ingresso $v_{a,b,c}$ e delle correnti di ingresso $i_{a,b,c}$ filtrate ad alta frequenza con filtri passa basso, e d_φ è il valore sinusoidale dell'errore tra l'angolo della tensione e l'angolo della corrente di ingresso, ossia dello sfasamento φ_i tra le due grandezze.

In particolare \mathbf{I}_{if} è il vettore spaziale delle correnti di ingresso $i_{a,b,c}$ che vengono filtrate a livello di segnale dal ripple ad alta frequenza per ottenere un vettore continuo. Infatti le correnti di ingresso al Matrix Converter presentano un andamento discontinuo e quindi, anche il vettore spaziale che ne deriva sarà discontinuo, e come si vedrà meglio in seguito, costituisce un esagono, per cui per poter calcolare lo sfasamento istantaneo tra i vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso è necessario filtrare a livello di segnale, con un filtro passa basso ad alta frequenza (3000Hz), le correnti di ingresso $i_{a,b,c}$ per ottenere un vettore spaziale continuo.

Le tensioni di ingresso $v_{a,b,c}$, invece, danno già luogo ad un vettore spaziale continuo, ma vengono comunque filtrate con un filtro dello stesso tipo utilizzato per le correnti, per far sì che lo sfasamento introdotto dal filtro ad alta frequenza sulle correnti di ingresso venga introdotto anche sulle tensioni, in modo tale che non si abbiano errori nel calcolo dello sfasamento stesso tra i vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso.

Le variabili d_α e d_β sono usate per selezionare il vettore spaziale opportuno della tensione di uscita \mathbf{V}_o dello stadio invertitore (VSI) al fine di soddisfare l'inseguimento delle correnti di uscita e quindi delle tensioni sul carico, mentre l'altra variabile d_φ è impiegata per selezionare il vettore spaziale della corrente di ingresso \mathbf{I}_i opportuno per lo stadio raddrizzatore (VSR) al fine di mantenere il fattore di potenza istantaneo pari a uno.

Combinando i due stadi con il D.C. link fittizio, viene determinata la configurazione di commutazione complessiva appropriata per ogni istante, la quale soddisfa al controllo completo. In Fig. 4.4 è riportato lo schema di controllo completo che verrà di seguito analizzato.

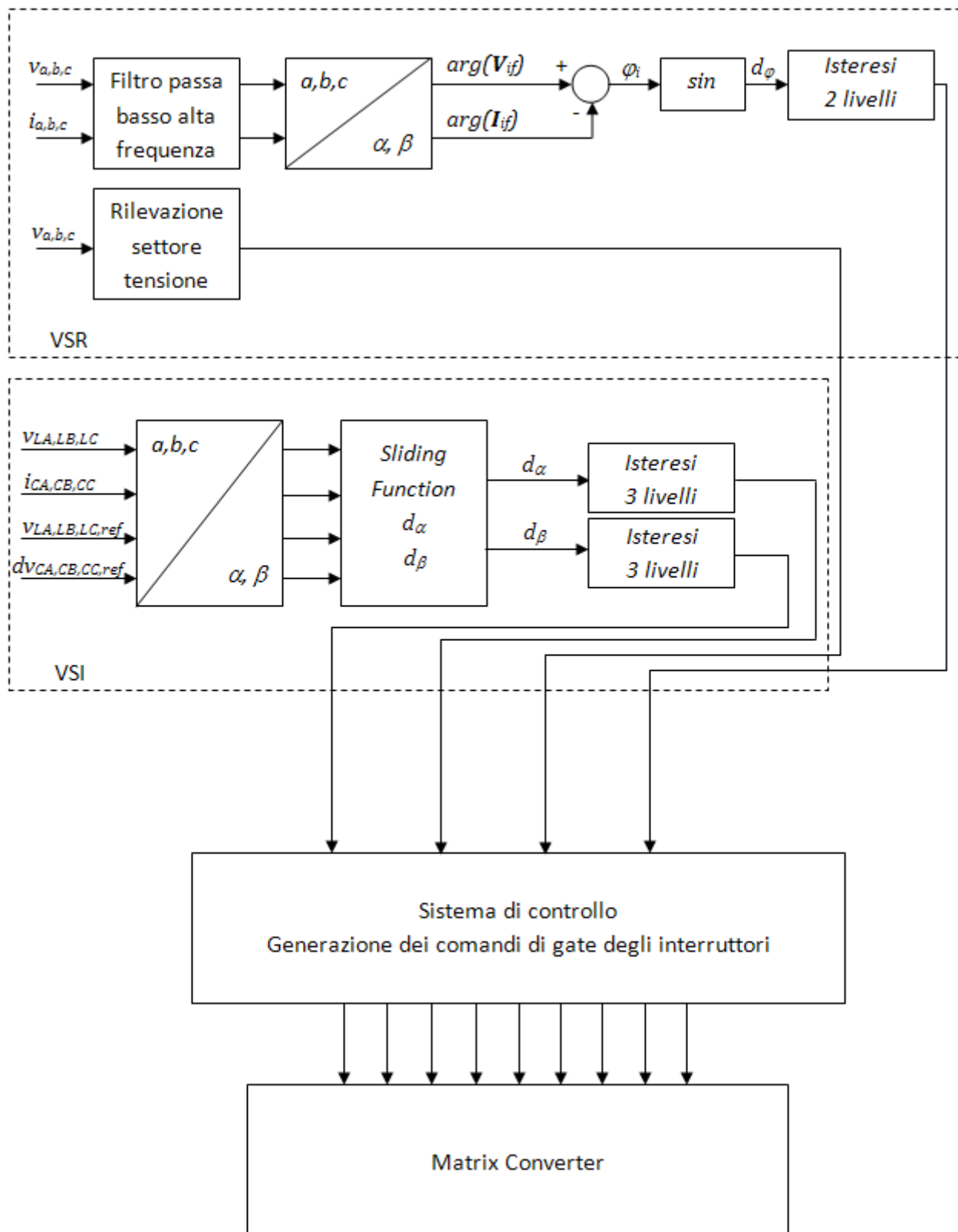


Figura 4.4 Schema a blocchi del sistema di controllo

4.3.1 Stadio Raddrizzatore (VSR)

Lo scopo di questo stadio è, in realtà, duplice. Infatti la prima cosa che esso deve fare è quella di garantire sul D.C. link fittizio una tensione sufficiente a far funzionare lo stadio invertitore (VSI). Dato che non vi è alcun elemento di accumulo, la tensione sul D.C. link fittizio V_{pn} sarà, istante per istante, quella dipendente dalle fasi d'ingresso scelte per la commutazione. Ora, supponendo che il sistema di tensioni di fase di ingresso sia sinusoidale e simmetrico, si può dividere il periodo fondamentale in sei zone ciascuna ampia 60° elettrici, come riportato nella Fig. 4.5.

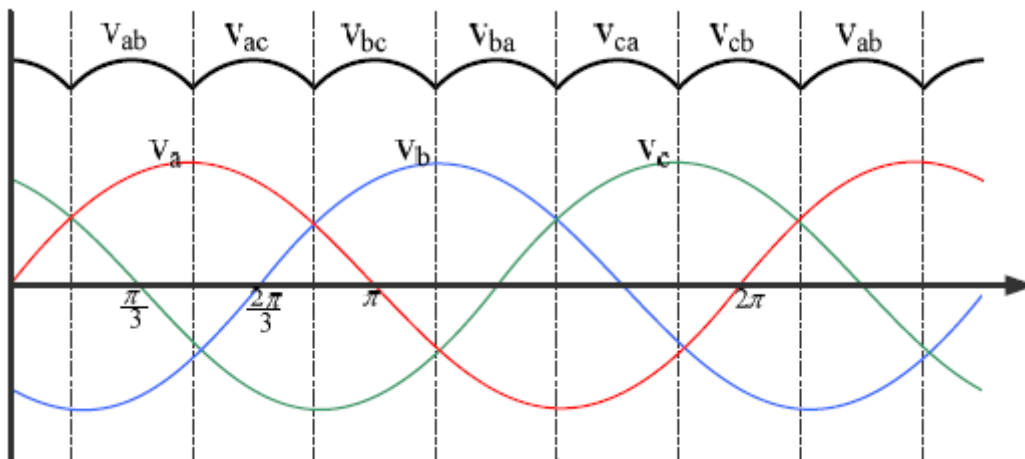


Figura 4.5 Andamento nel tempo delle tensioni di fase di ingresso e tensione raddrizzata del D.C. link fittizio senza controllo del fattore di potenza suddivise in intervalli di 60°

A questo punto un semplice controllo dello stadio raddrizzatore (VSR) sarebbe quello per cui, per ognuna delle sei zone, vengono utilizzate solo due fasi di ingresso del Matrix Converter alla volta, ovvero quella che presenta il valore di tensione di fase più alto positivo e quella che presenta il valore più alto negativo. In questa maniera sul D.C. link fittizio si avrebbe un andamento di tensione pari a quello delle tensioni concatenate raddrizzate come riportato in Fig. 4.5. Quindi funzionerebbe come un ponte a diodi non controllato soggetto alle ondulazioni di rete.

A questo punto lo stadio invertitore (VSI) sarebbe già pronto per poter funzionare al meglio, essendogli garantita in ingresso una tensione più alta possibile, ovviamente in funzione della tensione concatenata di ingresso al Matrix Converter.

Il grande svantaggio di questo tipo di controllo è quello che per ogni zona di funzionamento solo due fasi alla volta di ingresso vengono utilizzate e, come conseguenza, le correnti di ingresso presenterebbero un andamento simile a quelle di uscita da un vero e proprio ponte a diodi e, quindi, tali correnti sarebbero quasi ad onda quadra a 120° di conduzione.

Infatti per ogni zona ampia 60° una fase di ingresso non viene utilizzata e, per tanto, tale fase presenta corrente nulla in quei 60° . Per cui si avrebbe anche in caso di tensione di ingresso sinusoidale, simmetrica, carico equilibrato e non deformato una corrente di ingresso affetta da disturbi armonici a bassa frequenza.

Quello che si vuole è fare in modo che, almeno in queste condizioni di funzionamento, la corrente di ingresso sia sinusoidale ed equilibrata.

Per fare ciò si deve appunto controllare il fattore di potenza di ingresso, il quale in questo modo non sarebbe di fatto controllato.

Lo stadio raddrizzatore (VSR) deve, quindi, come seconda cosa, cambiare la sua combinazione di commutazione al fine di ottenere, oltre che una tensione opportuna sul D.C. link per il buon funzionamento del sistema complessivo, un fattore di potenza di ingresso istantaneo unitario, secondo la *modulazione statica del fattore di potenza* che si rifà al *primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi*, come visto nel capitolo 3. In ogni caso, istante per istante, devono essere scelte una tensione di fase di ingresso positiva ed una negativa, utilizzate per la costruzione della tensione sul D.C. link V_{pn} , dove p e n indicando rispettivamente i terminali fittizi positivo e negativo del D.C. link stesso. Per fare questo si suddivide il periodo fondamentale ancora in sei zone ma, questa volta, sfasate di 30° rispetto alle precedenti in modo tale che i confini delle zone corrispondano con i passaggi per lo zero delle tensioni di fase, come mostrato nella Fig.4.6.

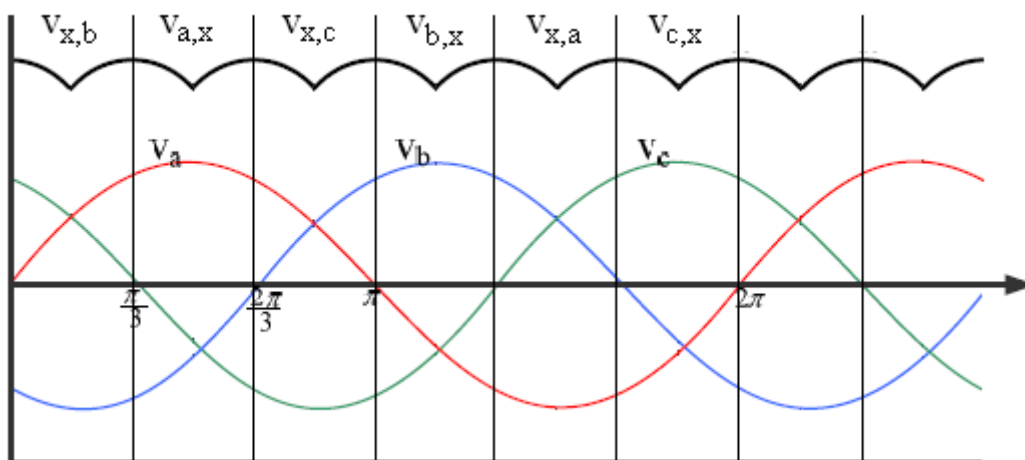


Figura 4.6 Andamento nel tempo delle tensioni di fase di ingresso con la modulazione statica del fattore di potenza suddivise in intervalli di 60° in corrispondenza dei passaggi per lo zero delle tensioni

Mentre prima si utilizzavo solo due fasi alla volta per ognuna delle sei zone, ora, all'interno di ogni singola zona si utilizzano in maniera opportuna tutte le fasi di ingresso. In particolare, con questa nuova suddivisione, in ogni zona si hanno sempre due fasi che presentano tensione positiva ed una fase che presenta tensione negativa, oppure due fasi con tensione negativa ed una con tensione positiva. Prima si utilizzavano solo le due fasi con valore di tensione assoluto più grande delle tre con lo scopo di avere la massima tensione sul D.C. link, ora, all'interno di ogni zona si utilizza anche la fase con tensione di valore intermedio in modo tale da riuscire ad ottenere un fattore di potenza istantaneo unitario e nel contempo una tensione sul D.C. Link più alta possibile, la quale però, rispetto a prima, degraderà un po', in quanto subisce un frazionamento dovuto alla fase con valore di tensione intermedio, come riportato in Fig. 4.7. Infatti nelle zone in cui si hanno due fasi positive ed una negativa la costruzione della tensione sul D.C. link V_{pn} sarà fatta tenendo fissa la fase con tensione negativa e scegliendo opportunamente, istante per istante, una delle due fasi con tensione positiva. Viceversa, accade nel caso in cui si hanno due tensioni negative ed una positiva. Ad esempio se si è nella zona 1, si ha che V_a e V_c sono entrambe positive mentre V_b è negativa. Per cui, la tensione V_{pn} sarà costruita tenendo fissa la tensione V_b sul terminale negativo e scegliendo opportunamente V_c o V_a per il terminale positivo, quindi si avrà V_{xb} , dove x può essere uguale ad a o c , determinando rispettivamente V_{ac} o V_{ab} .

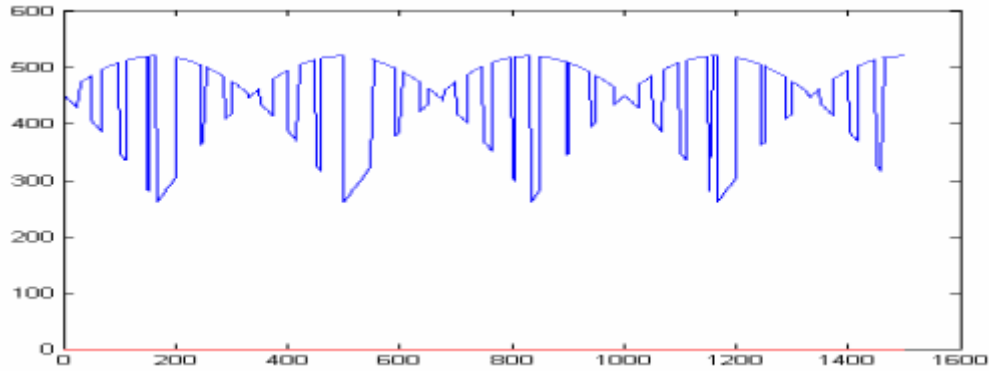


Figura 4.7 Andamento nel tempo della tensione raddrizzata del D.C. link fittizio con la modulazione statica del fattore di potenza

Ora si vedrà come si determina la scelta corretta delle fasi di ingresso e per fare ciò si deve guardare l'esagono del vettore spaziale della corrente di ingresso I_i .

L'esagono è mostrato nella Fig. 4.8, dove $I_{i(p,n)}$ rappresenta lo stato del vettore spaziale della corrente di ingresso I_i quando la rispettiva tensione sul D.C. link fittizio è pari a V_{pn} . Fatta questa premessa ad ogni stato del ponte raddrizzatore che costruisce la tensione sul D.C. link corrisponde, lato alternata, ossia l'ingresso del Matrix Converter, un determinato vettore di corrente di ingresso come riportato nella Fig. 4.8.

Quindi la corrente di ingresso al Matrix Converter, come già detto precedentemente, non costituisce un vettore spaziale continuo ma assume i valori dei vertici dell'esagono, risultando quindi discontinuo. Per poter calcolare lo sfasamento tra la tensione e la corrente di ingresso, si utilizzano quindi i vettori spaziali delle rispettive grandezze filtrate V_{if} e I_{if} .

A questo punto, in ogni istante di commutazione, deve essere calcolato il settore dell'esagono di Fig. 4.8, in cui giace il vettore della tensione di ingresso al Matrix Converter V_{if} e il seno dello sfasamento tra il vettore tensione e il vettore corrente di ingresso, il quale viene imposto essere nullo, per cui, viene dato in ingresso al comparatore ad isteresi a due livelli.

Dopodiché, il sistema di controllo, in base al settore in cui si trova il vettore spaziale della tensione di ingresso V_{if} e al valore fornito dal comparatore d_{φ} , determina quale dei due vettori spaziali di corrente adiacenti al vettore di tensione verrà scelto, se quello in ritardo o quello in anticipo rispetto alla tensione stessa, in maniera tale da mantenere all'interno delle bande di isteresi assegnate l'errore dello sfasamento tra i vettori tensione e corrente di ingresso d_{φ} , così che essi siano in fase tra loro e il fattore di potenza risulti istante per istante unitario, a meno dell'errore di isteresi.

In questo modo viene costruita la corretta tensione V_{pn} sul D.C. link.

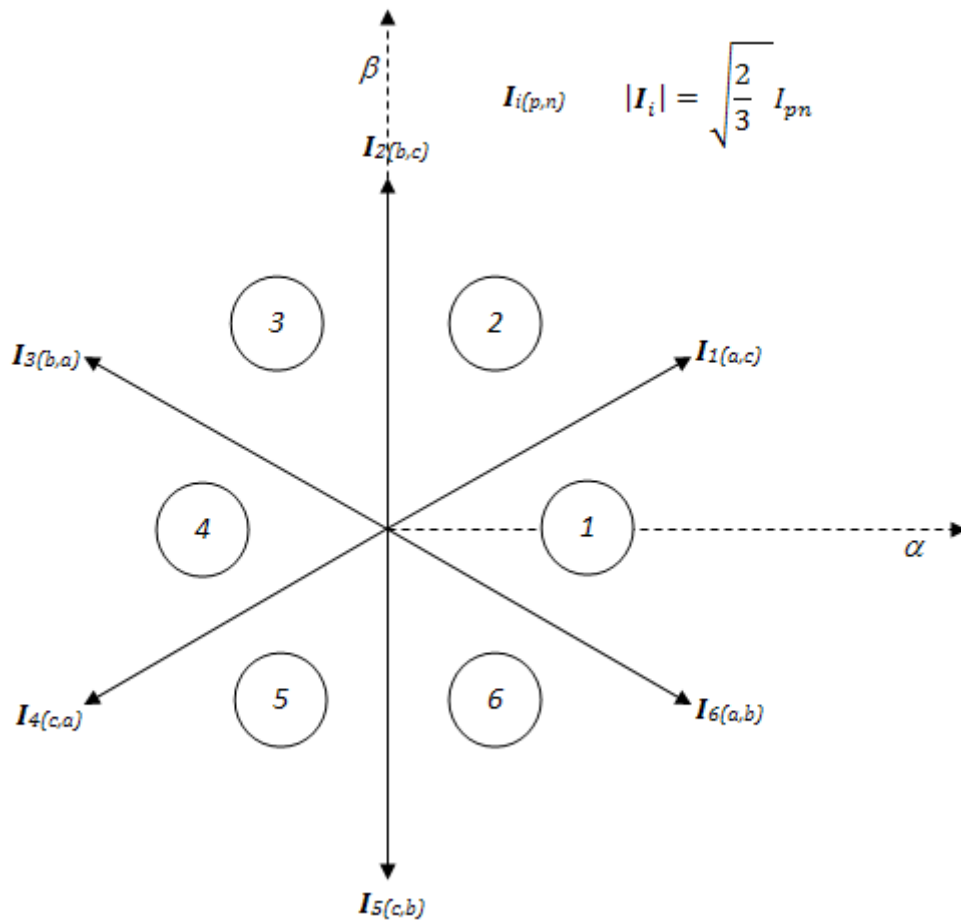


Figura 4.8 Esagono del vettore spaziale della corrente di ingresso I_i

Il controllo ad isteresi è mostrato in Fig. 4.9, dove il valore di d_φ può essere suddiviso in tre range:

- *Positive Error (PE)*, dove il $d_\varphi > +k$, vuol dire che la corrente è in ritardo rispetto alla tensione, quindi, viene scelto il vettore di corrente in anticipo per ridurre l'errore;
- *Negative Error (NE)*, dove il $d_\varphi < -k$, significa che la corrente è in anticipo rispetto alla tensione, quindi, viene scelto il vettore di corrente in ritardo per ridurre l'errore;
- Quando l'errore è all'interno delle bande di isteresi, vale a dire $-k < d_\varphi < +k$, lo stato di commutazione rimane invariato.

$+k$ e $-k$ rappresentano le soglie dell'isteresi che verranno opportunamente scelte.

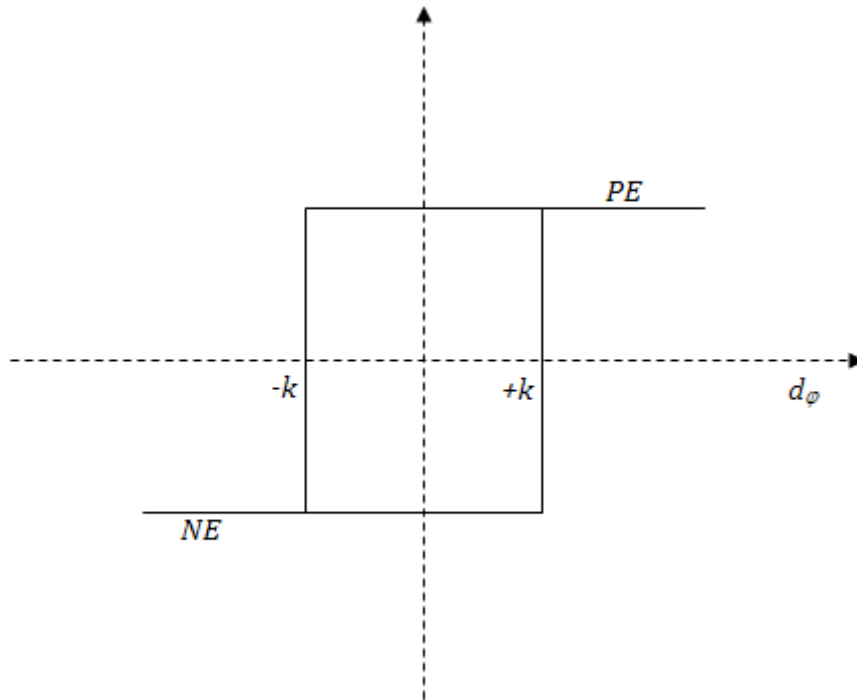


Figura 4.9 Bande di isteresi per il controllo dello sfasamento tra la tensione e la corrente di ingresso d_φ

Ad esempio si supponga che, sia il vettore spaziale della tensione sia quello della corrente di ingresso delle rispettive grandezze filtrate giacciono nel settore 1, come riportato nella Fig. 4.10. Se il vettore della corrente è in ritardo rispetto al vettore della tensione, non appena l'errore di sfasamento uguaglia la soglia superiore del comparatore ad isteresi, il controllo assegna il vettore spaziale $\mathbf{I}_{1(a,c)}$, corrispondente alla tensione del D.C. link pari a V_{ac} , che forza il vettore della corrente di ingresso \mathbf{I}_{if} ad anticipare la tensione \mathbf{V}_{if} fino a quando l'errore di sfasamento non arriva ad uguagliare la soglia inferiore del comparatore ad isteresi in cui il controllo assegna il vettore spaziale $\mathbf{I}_{6(a,b)}$, corrispondente alla tensione del D.C. link pari a V_{ab} , che forza il vettore della corrente di ingresso \mathbf{I}_{if} a ritardare sulla tensione, e così via ...

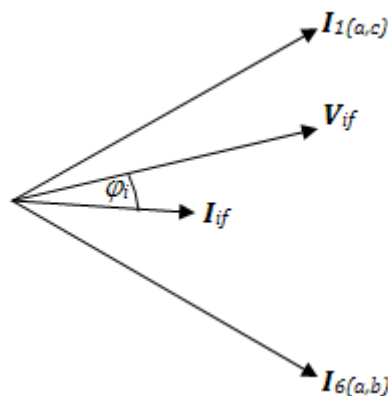


Figura 4.10 Vettori spaziali della tensione e corrente di ingresso nel settore 1

4.3.2 Stadio Invertitore (VSI)

L'obiettivo dello stadio invertitore (VSI) è quello di mantenere gli errori delle componenti α e β delle correnti di uscita $i_{A,B,C}$ all'interno delle bande di isteresi a tre livelli. L'aspetto interessante di questo controllo è proprio l'utilizzo di comparatori ad isteresi a tre livelli che consentiranno l'utilizzo delle configurazioni nulle del vettore spaziale della tensione di uscita V_o migliorando l'inseguimento delle grandezze di riferimento e diminuendo la frequenza di switching.

Come già accennato all'inizio di questo capitolo, le grandezze che si vogliono inseguire in uscita dal Matrix Converter non sono direttamente le correnti, bensì, le tensioni di fase sui condensatori in parallelo al carico $v_{LA,LB,LC}$. Per fare questo si utilizza lo *Sliding Mode Control* attraverso il quale si possono determinare le *Sliding Function (SF)* per il controllo delle tensioni sul carico.

Sliding Function per il controllo delle tensioni sul carico $v_{LA,LB,LC}$

$$d_{v_{LA}} = v_{LA} - v_{LAref} + T_v \frac{d(v_{LA} - v_{LAref})}{dt} + \frac{1}{4T_v} \int (v_{LA} - v_{LAref}) dt \quad (4.4)$$

$$d_{v_{LB}} = v_{LB} - v_{LBref} + T_v \frac{d(v_{LB} - v_{LBref})}{dt} + \frac{1}{4T_v} \int (v_{LB} - v_{LBref}) dt \quad (4.5)$$

$$d_{v_{LC}} = v_{LC} - v_{LCref} + T_v \frac{d(v_{LC} - v_{LCref})}{dt} + \frac{1}{4T_v} \int (v_{LC} - v_{LCref}) dt \quad (4.6)$$

dove T_v è la costante di tempo di smorzamento dell'errore. Quest'ultimo sarà scelto in modo tale da avere uno smorzamento dell'errore ottimale.

Considerando che

$$i_{CA,CB,CC} = C_o \frac{d}{dt} (v_{LA,LB,LC})$$

dividendo le relazioni (4.4),(4.5) e (4.6) per T_v/C_o e riorganizzando, le relazioni diventano le seguenti:

$$d_1 = i_{CA} + \alpha_1 (v_{LA} - v_{LAref}) + \beta_1 \int (v_{LA} - v_{LAref}) dt - C_o \frac{dv_{LAref}}{dt} \quad (4.7)$$

$$d_2 = i_{CB} + \alpha_1 (v_{LB} - v_{LBref}) + \beta_1 \int (v_{LB} - v_{LBref}) dt - C_o \frac{dv_{LBref}}{dt} \quad (4.8)$$

$$d_3 = i_{CC} + \alpha_1 (v_{LC} - v_{LCref}) + \beta_1 \int (v_{LC} - v_{LCref}) dt - C_o \frac{dv_{LCref}}{dt} \quad (4.9)$$

dove

$$\alpha_1 = \frac{C_o}{T_v} \quad \beta_1 = \frac{\alpha^2}{4C_o}$$

Così facendo si sono trasformate le SF dalla formulazione in tensione alla formulazione in corrente. Queste SF sono ancora nel dominio delle fasi, per cui bisogna attuare la trasformata di Park per ottenere finalmente le due variabili di interesse inizialmente riportate in (4.1) e (4.2), che saranno così riscritte:

$$d_{\alpha} = i_{C\alpha} + \alpha_1(v_{L\alpha} - v_{L\alpha ref}) + \beta_1 \int (v_{L\alpha} - v_{L\alpha ref}) dt - C_o \frac{dv_{L\alpha ref}}{dt} \quad (4.10)$$

$$d_{\beta} = i_{C\beta} + \alpha_1(v_{L\beta} - v_{L\beta ref}) + \beta_1 \int (v_{L\beta} - v_{L\beta ref}) dt - C_o \frac{dv_{L\beta ref}}{dt}. \quad (4.11)$$

La componente omopolare non è di interesse essendo il sistema a tre fili.

Ora si può procedere con la descrizione del controllo ad isteresi:

l'esagono del vettore spaziale della tensione di uscita V_o è mostrato in Fig. 4.11, dove i termini (p, n, n) , (p, p, n) ,... indicano lo stato delle tre fasi di uscita (A, B, C) che possono essere collegate, indipendentemente, al polo positivo p o negativo n del D.C. link fittizio, generando i tipici otto stati del vettore spaziale di tensione, di cui sei sono le configurazioni attive rappresentate dai vertici dell'esagono mentre le restanti due sono le configurazioni nulle coincidenti con l'origine degli assi. Il principio di funzionamento del controllo del comparatore ad isteresi a tre livelli è mostrato nella Fig. 4.12, e viene proposto in [22] ed è stato adottato anche per il controllo di un inverter tradizionale in [23].

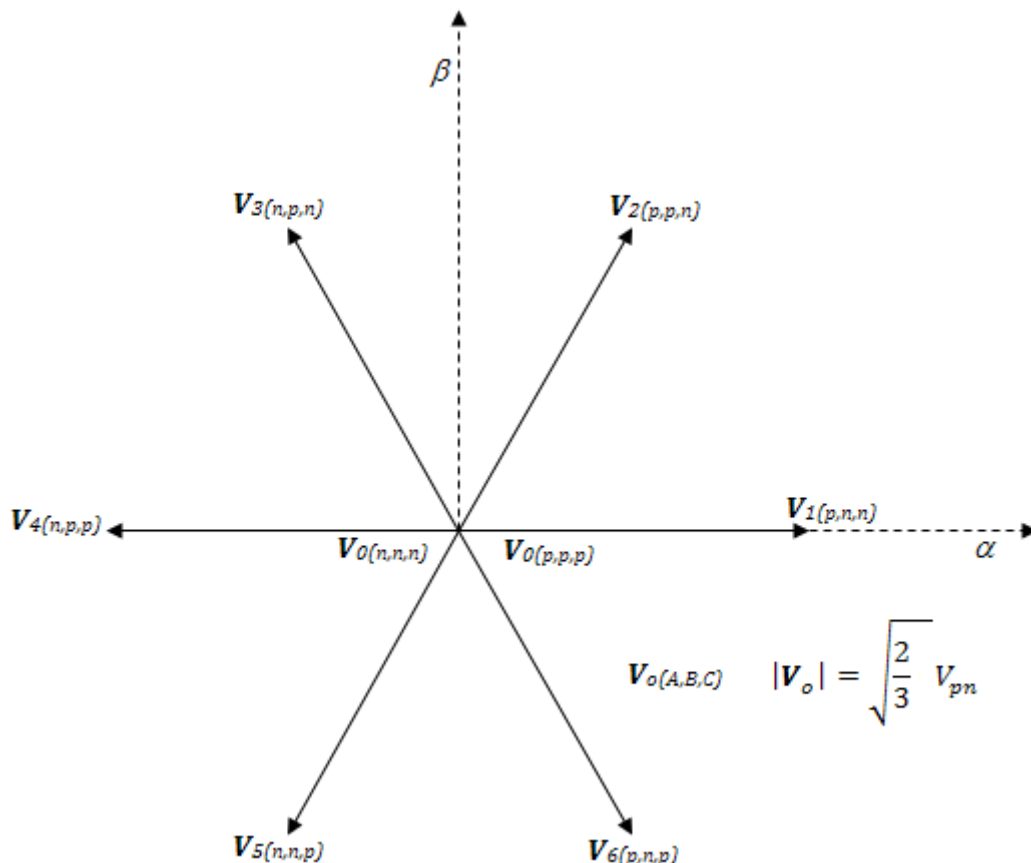


Figura 4.11 Esagono del vettore spaziale della tensione di uscita V_o

Comparatore ad isteresi a tre livelli

Per ottenere un controllo ad isteresi a tre livelli, due comparatori ad isteresi vengono utilizzati in modo tale che le loro bande di isteresi si sovrappongono quasi del tutto tranne che per una certa zona di offset. Si hanno quindi due soglie interne e due esterne complessivamente.

Ogni volta che l'errore raggiunge una delle soglie esterne, l'uscita dell'inverter viene impostata su una delle configurazioni attive, positiva o negativa, a seconda di quale soglia è stata attraversata, per imporre una inversione della traiettoria della corrente.

Ogni volta che l'errore raggiunge una delle soglie interne, l'uscita dell'inverter viene impostata su una delle configurazioni nulle e generalmente l'errore di corrente sarà guidato dalle condizioni di carico invertendo la direzione della corrente senza raggiungere la soglia esterna successiva.

Se la scelta di questa configurazione nulla non inverte la traiettoria della corrente, allora essa continuerà attraversando la soglia interna fino a raggiungere la successiva soglia esterna, in corrispondenza della quale l'uscita dell'inverter sarà impostata su una configurazione attiva di polarità opposta in modo tale che la traiettoria della corrente si inverta comunque.

Questo processo di commutazione viene mostrato nelle Fig. 4.12 e 4.13, nel caso in cui l'errore di corrente sia delimitato tra la soglia interna superiore e quella esterna inferiore delle bande di isteresi per una configurazione positiva dell'inverter e tra la soglia esterna superiore e quella interna inferiore per una configurazione negativa dell'inverter.

Dalle Fig. 4.12 e 4.13 si può notare che questo tipo di controllo introduce un errore di offset D.C. nella corrente controllata che può essere positivo o negativo, a seconda della polarità della tensione di uscita. Tuttavia, questo errore può essere corretto con l'aggiunta di un fattore di compensazione pari alla metà dell'ampiezza dell'offset nel riferimento di corrente. Il segno di questo fattore di compensazione è determinato dalla polarità della più recente configurazione attiva utilizzata, vale a dire: è positivo quando la configurazione in uso è positiva e negativo quando la configurazione in uso è negativa.

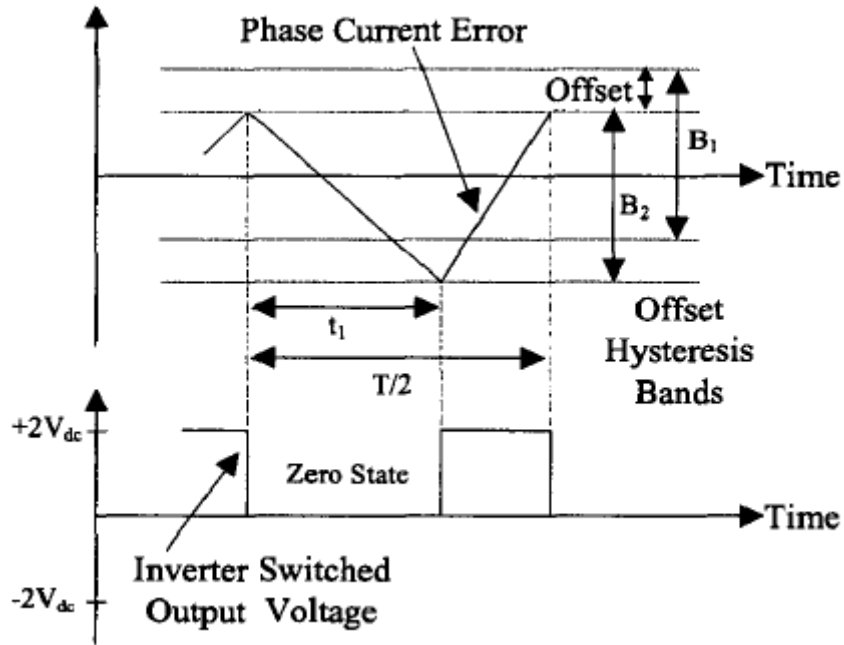


Figura 4.12 Isteresi a tre livelli con uscita positiva dell'inverter

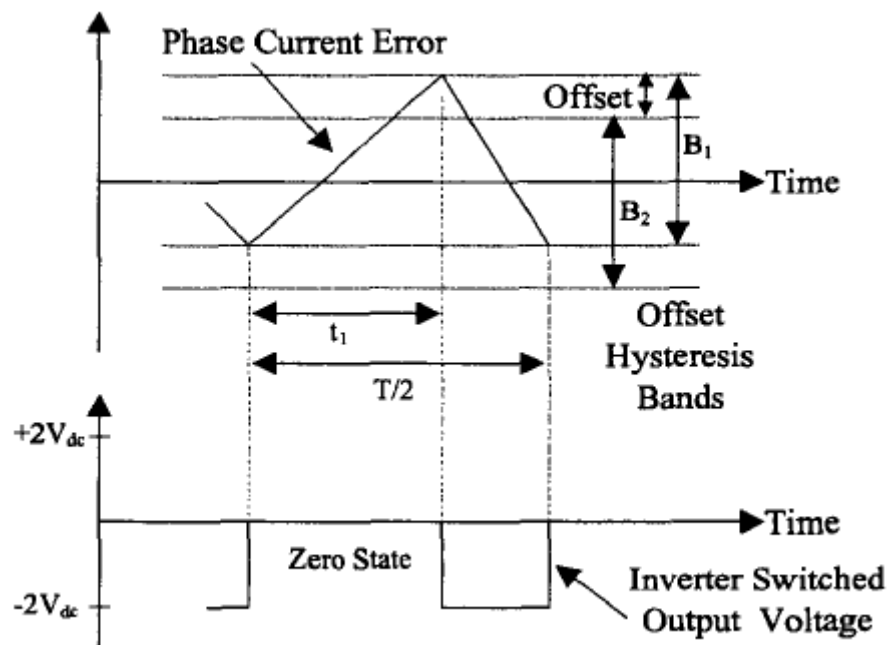


Figura 4.13 Isteresi a tre livelli con uscita negativa dell'inverter

Nel caso in questione si devono controllare due correnti di riferimento, ovvero le componenti α e β delle correnti di uscita $i_{A,B,C}$. Quindi serviranno due comparatori ad isteresi a tre livelli costituiti ciascuno come precedentemente descritto.

Le due variabili da controllare d_α e d_β possono essere, quindi, divise ciascuna in tre zone nominate *Positive Error (PE)*, *Small Error (SE)* e *Negative Error (NE)*. Le bande di isteresi sono mostrate in Fig. 4.14

- *Positive Error (PE)*, dove $d_{\alpha/\beta} > +S_e$, significa che la diminuzione delle componenti α e/o β delle correnti di uscita hanno la priorità più alta e gli errori d_α e/o d_β devono essere ridotti il più velocemente possibile, quindi, deve essere selezionato un vettore di tensione negativo che soddisfi a questa richiesta;
- *Small Error (SE)*, significa che l'errore di corrente è situato all'interno della banda di isteresi più interna, ovvero $-S_i < d_{\alpha/\beta} < +S_i$, quindi, se come si vedrà sarà possibile, viene selezionata una configurazione nulla.
- *Negative Error (NE)*, dove $d_{\alpha/\beta} < -S_e$, significa che l'aumento delle componenti α e/o β delle correnti di uscita hanno la priorità più alta e gli errori d_α e/o d_β devono essere ridotti il più velocemente possibile, quindi, deve essere selezionato un vettore di tensione positivo che soddisfi a questa richiesta.

Inoltre, la configurazione di uscita dell'inverter rimane uguale al quella dello stato precedente quando gli errori di corrente si trovano in una delle tre bande di isteresi seguenti:

$$\begin{aligned} -S_e < d_{\alpha/\beta} < -S_i \\ -S_i < d_{\alpha/\beta} < +S_i \\ +S_i < d_{\alpha/\beta} < +S_e \end{aligned}$$

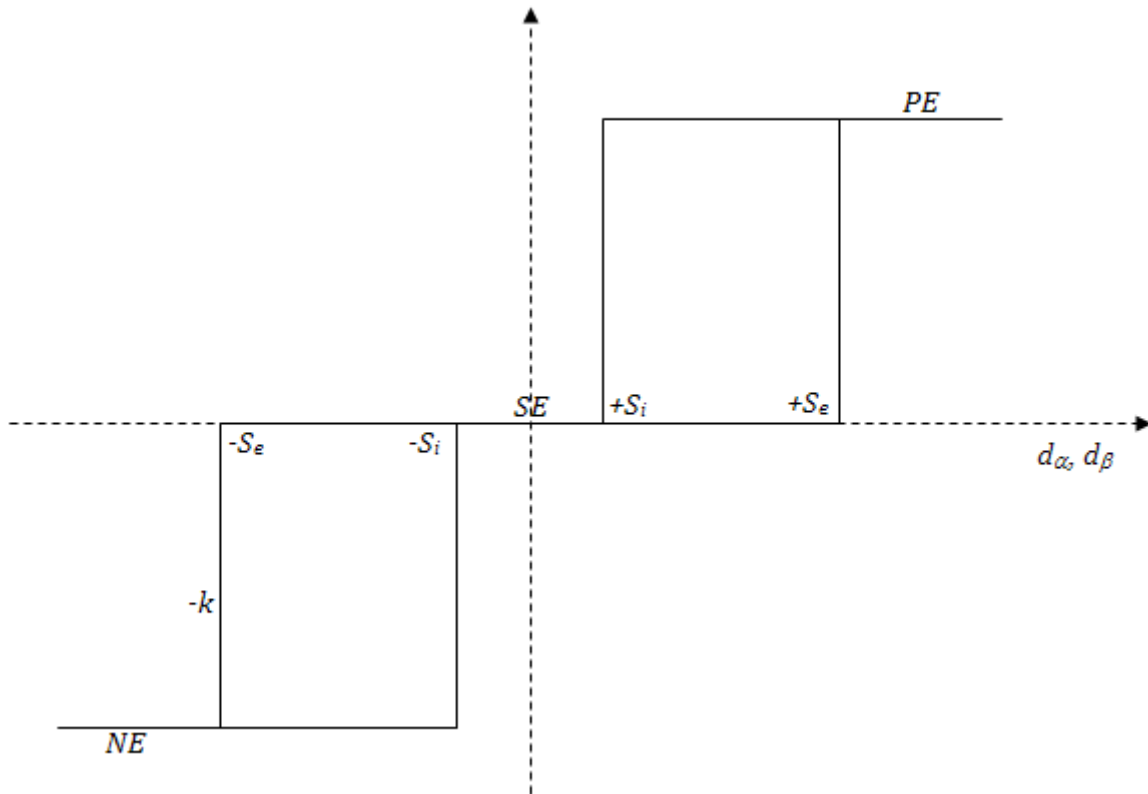


Figura 4.14 Bande di isteresi del controllo delle correnti di uscita d_α e d_β

A seconda del valore assunto dalle uscite dei due comparatori ad isteresi a tre livelli, che in realtà saranno quattro dato che ciascuno ne è costituito da due classici, si applicano le opportune configurazioni dell'inverter fittizio al fine di ridurre l'errore di entrambe le componenti della corrente di uscita. Infatti queste due componenti non possono essere controllate separatamente, in quanto il sistema è a tre fili, per cui bisogna di volta in volta attivare quella configurazione dell'inverter che soddisfi contemporaneamente al controllo di entrambe le componenti come riportato in Tab. 4.1.

$d_\beta \backslash d_\alpha$	NE	SE	PE
NE	V_2	V_2/V_3	V_3
SE	V_1	V_0	V_4
PE	V_6	V_5/V_6	V_5

Tabella 4.1 Logica di commutazione dello stadio invertitore (VSI)

Quindi, se le variabili d_α e d_β si trovano entrambe in una delle due condizioni NE o PE, il sistema di controllo sceglierà una delle quattro configurazioni attive corrispondenti ai vettori V_2 , V_3 , V_5 o V_6 che riducono entrambi gli errori.

Se entrambe le variabili d_α e d_β si trovano nello stato SE allora il controllo selezionerà una delle due configurazioni che costituiscono il vettore nullo V_0 . La scelta di quale delle due viene fatta con il criterio di ottenere la commutazione dallo stato precedente di un solo interruttore dell'inverter fittizio.

Se la variabile d_β si trova nello stato SE mentre la variabile d_α si trova in una delle due condizioni NE o PE allora il sistema di controllo provvederà a scegliere, rispettivamente il vettore V_1 o V_4 , i quali essendo vettori che giacciono sull'asse α costituiscono una configurazione nulla per la sola componente β .

Se si verifica la situazione inversa, e cioè la variabile d_α si trova nella condizione SE mentre d_β si trova in una delle due condizioni NE o PE , in questo caso non essendoci alcun vettore che giacendo sull'asse β possa costituire una configurazione nulla per la sola componente α , il sistema di controllo dovrà scegliere uno tra i due vettori V_2 o V_3 se d_β si trova in condizione NE oppure uno tra i due vettori V_5 o V_6 se d_β si trova in condizione PE . Quindi in questi due sottocasi ci sono due ulteriori possibili vettori da scegliere. Allora il sistema di controllo sceglierà tra i due quello che farà invertire la traiettoria della componente α , cosa che sarebbe dovuta accadere molto probabilmente se fossero esistite le configurazioni nulle per la sola componente α in relazione al valore della componente α della tensione sul carico, $v_{L\alpha}$.

4.3.3 Sistema di controllo finale

Il sistema di controllo finale provvede a mettere assieme i segnali fittizi generati dagli stadi raddrizzatore e invertitore al fine di produrre i segnali reali che saranno dati in ingresso ai gate dei nove interruttori bidirezionali costituenti il Matrix Converter.

Riassumendo, lo stadio raddrizzatore, istante per istante, indica le due fasi di ingresso che sono addette a costituire la tensione V_{pn} e quindi, quelle che verranno effettivamente utilizzate nella combinazione finale al fine di mantenere il fattore di potenza in ingresso unitario, come riportato in Tab. 4.2, mentre lo stadio invertitore seleziona il vettore spaziale della tensione di uscita adeguato a soddisfare l'inseguimento di entrambe le componenti α e β delle correnti di uscita e quindi, decide a quale polo del D.C. link fittizio saranno collegate le rispettive fasi di uscita. A questo punto in base alle varie combinazioni dei due stadi il sistema di controllo finale genera le combinazioni complessive indicando a quali fasi di ingresso devono essere collegate le rispettive fasi di uscita in accordo con le Tab. 4.2 e 4.3.

Settore di V_{if}	d_φ	$I_{i(p,n)}$	V_{pn}
1	PE	$I_{1(a,c)}$	V_{ac}
	NE	$I_{6(a,b)}$	V_{ab}
2	PE	$I_{2(b,c)}$	V_{bc}
	NE	$I_{1(a,c)}$	V_{ac}
3	PE	$I_{3(b,a)}$	V_{ba}
	NE	$I_{2(b,c)}$	V_{bc}
4	PE	$I_{4(c,a)}$	V_{ca}
	NE	$I_{3(b,a)}$	V_{ba}
5	PE	$I_{5(c,b)}$	V_{cb}
	NE	$I_{4(c,a)}$	V_{ca}
6	PE	$I_{6(a,b)}$	V_{ab}
	NE	$I_{5(c,b)}$	V_{cb}

Tabella 4.2 Costruzione della tensione sul D.C. link in funzione del settore in cui giace V_{if} e dell'errore del d_φ

V_{pn}	d_α	d_β	Vettore di uscita VSI	Combinazioni di commutazione	Stato degli interruttori (A, B, C)
V_{ab}	NE	NE	V_2	(p, p, n)	(a, a, b)
	NE	SE	V_1	(p, n, n)	(a, b, b)
	NE	PE	V_6	(p, n, p)	(a, b, a)
	SE	NE	V_2/V_3	(p, p, n) / (n, p, n)	(a, a, b) / (b, a, b)
	SE	SE	V_0	(p, p, p) / (n, n, n)	(a, a, a) / (b, b, b)
	SE	PE	V_5/V_6	(n, n, p) / (p, n, p)	(b, b, a) / (a, b, a)
	PE	NE	V_3	(n, p, n)	(b, a, b)
	PE	SE	V_4	(n, p, p)	(b, a, a)
	PE	PE	V_5	(n, n, p)	(b, b, a)
V_{ac}	NE	NE	V_2	(p, p, n)	(a, a, c)
	NE	SE	V_1	(p, n, n)	(a, c, c)
	NE	PE	V_6	(p, n, p)	(a, c, a)
	SE	NE	V_2/V_3	(p, p, n) / (n, p, n)	(a, a, c) / (c, a, c)
	SE	SE	V_0	(p, p, p) / (n, n, n)	(a, a, a) / (c, c, c)
	SE	PE	V_5/V_6	(n, n, p) / (p, n, p)	(c, c, a) / (a, c, a)
	PE	NE	V_3	(n, p, n)	(c, a, c)
	PE	SE	V_4	(n, p, p)	(c, a, a)
	PE	PE	V_5	(n, n, p)	(c, c, a)
V_{bc}	NE	NE	V_2	(p, p, n)	(b, b, c)
	NE	SE	V_1	(p, n, n)	(b, c, c)
	NE	PE	V_6	(p, n, p)	(b, c, b)
	SE	NE	V_2/V_3	(p, p, n) / (n, p, n)	(b, b, c) / (c, b, c)
	SE	SE	V_0	(p, p, p) / (n, n, n)	(b, b, b) / (c, c, c)
	SE	PE	V_5/V_6	(n, n, p) / (p, n, p)	(c, c, b) / (b, c, b)
	PE	NE	V_3	(n, p, n)	(c, b, c)
	PE	SE	V_4	(n, p, p)	(c, b, b)
	PE	PE	V_5	(n, n, p)	(c, c, b)
V_{ba}	NE	NE	V_2	(p, p, n)	(b, b, a)
	NE	SE	V_1	(p, n, n)	(b, a, a)
	NE	PE	V_6	(p, n, p)	(b, a, b)
	SE	NE	V_2/V_3	(p, p, n) / (n, p, n)	(b, b, a) / (a, b, a)
	SE	SE	V_0	(p, p, p) / (n, n, n)	(b, b, b) / (a, a, a)
	SE	PE	V_5/V_6	(n, n, p) / (p, n, p)	(a, a, b) / (b, a, b)
	PE	NE	V_3	(n, p, n)	(a, b, a)
	PE	SE	V_4	(n, p, p)	(a, b, b)
	PE	PE	V_5	(n, n, p)	(a, a, b)

V_{pn}	d_α	d_β	Vettore di uscita VSI	Combinazioni di commutazione	Stato degli interruttori (A, B, C)
V_{ca}	NE	NE	\mathbf{V}_2	(p, p, n)	(c, c, a)
	NE	SE	\mathbf{V}_1	(p, n, n)	(c, a, a)
	NE	PE	\mathbf{V}_6	(p, n, p)	(c, a, c)
	SE	NE	$\mathbf{V}_2 / \mathbf{V}_3$	(p, p, n) / (n, p, n)	(c, c, a) / (a, c, a)
	SE	SE	\mathbf{V}_0	(p, p, p) / (n, n, n)	(c, c, c) / (a, a, a)
	SE	PE	$\mathbf{V}_5 / \mathbf{V}_6$	(n, n, p) / (p, n, p)	(a, a, c) / (c, a, c)
	PE	NE	\mathbf{V}_3	(n, p, n)	(a, c, a)
	PE	SE	\mathbf{V}_4	(n, p, p)	(a, c, c)
	PE	PE	\mathbf{V}_5	(n, n, p)	(a, a, c)
V_{cb}	NE	NE	\mathbf{V}_2	(p, p, n)	(c, c, b)
	NE	SE	\mathbf{V}_1	(p, n, n)	(c, b, b)
	NE	PE	\mathbf{V}_6	(p, n, p)	(c, b, c)
	SE	NE	$\mathbf{V}_2 / \mathbf{V}_3$	(p, p, n) / (n, p, n)	(c, c, b) / (b, c, b)
	SE	SE	\mathbf{V}_0	(p, p, p) / (n, n, n)	(c, c, c) / (b, b, b)
	SE	PE	$\mathbf{V}_5 / \mathbf{V}_6$	(n, n, p) / (p, n, p)	(b, b, c) / (c, b, c)
	PE	NE	\mathbf{V}_3	(n, p, n)	(b, c, b)
	PE	SE	\mathbf{V}_4	(n, p, p)	(b, c, c)
	PE	PE	\mathbf{V}_5	(n, n, p)	(b, b, c)

Tabella 4.3 Stati degli interruttori che collegano le fasi di uscita (A,B,C) alle fasi di ingresso (a,b,c)

In Tab. 4.3 sono riportati tutte le varie combinazioni degli stati degli interruttori che collegano le fasi di uscita (A, B, C) con le fasi di ingresso (a, b, c) in funzione della tensione sul D.C. link.

Si supponga, ad esempio, che il vettore spaziale della tensione di ingresso \mathbf{V}_{if} sia nel settore 1 e che la variabile dell'errore del fattore di potenza di ingresso d_φ sia nella condizione PE, quindi per quanto riguarda lo stadio raddrizzatore (VSR) il sistema di controllo provvederà a scegliere il vettore della corrente di ingresso \mathbf{I}_6 per cui la tensione del D.C. link risulterà essere V_{ab} .

Si supponga, inoltre, che le variabili degli errori delle correnti di uscita d_α e d_β si trovino rispettivamente nelle condizioni PE e NE, allora il sistema di controllo dello stadio invertitore (VSI) sceglierà il vettore \mathbf{V}_3 in maniera tale da ridurre il valore della componente i_α che è maggiore del proprio riferimento e, nel contempo, di aumentare la componente i_β che, al contrario, è minore del proprio riferimento.

Mettendo assieme i risultati dei due controlli si determinano finalmente a quali fasi di ingresso devono essere collegate le fasi di uscita. In questo caso si ottiene: (A, B, C) - (b, a, b).

Capitolo 5

Risultati delle simulazioni

5.1 Introduzione

Vengono ora riportati i risultati di alcune simulazioni effettuate implementando il controllo analizzato nel Capitolo 4 in Matlab/Simulink.

Si vogliono verificare due aspetti, il funzionamento del controllo HCC-SVM e l'analisi matematica in regime deformato come riportato nel Capitolo 3.

Inoltre, in tutti i grafici, sulle ascisse è riportato il tempo in secondi e sulle ordinate sono riportate:

- le tensioni in Volt [V];
- le correnti in Ampere [A];
- le potenze attive istantanee in Watt [W];
- le potenze immaginarie istantanee in Voltampere [VA];

Con riferimento allo schema elettrico riportato in Fig. 4.1, si hanno le eseguenti grandezze elettriche rilevate:

$V_{a,b,c}$	Tensioni di fase di ingresso del Matrix Converter;
$V_{A,B,C}$	Tensioni di fase di uscita del Matrix Converter;
$V_{LA,LB,LC}$	Tensioni di fase ai capi del carico;
$\dot{I}_{LA,LB,LC}$	Correnti assorbite dal carico;
$\dot{I}_{A,B,C}$	Correnti di uscita del Matrix Converter;
$\dot{I}_{a,b,c}$	Correnti di ingresso del Matrix Converter;
$\dot{I}_{Sa,Sb,Sc}$	Correnti di rete;
\mathbf{V}_i	Vettore spaziale della tensione di ingresso del Matrix Converter;
\mathbf{I}_i	Vettore spaziale della corrente di ingresso del Matrix Converter;
\mathbf{I}_o	Vettore spaziale della corrente di uscita del Matrix Converter;
p_L	Potenza attiva istantanea assorbita dal carico;
q_L	Potenza immaginaria istantanea assorbita dal carico;
p_o	Potenza attiva istantanea di uscita dal Matrix Converter;
q_o	Potenza immaginaria istantanea di uscita dal Matrix Converter;
p_i	Potenza attiva istantanea di ingresso al Matrix Converter;
q_i	Potenza immaginaria istantanea di ingresso al Matrix Converter.

In generale, quando si farà riferimento alle tensioni, queste saranno sempre intese, se non specificato diversamente, di fase, ed in particolare, quelle di ingresso al Matrix Converter sono misurate ai capi dei condensatori C_F mentre quelle sul carico sono misurate sui condensatori C_o .

Si vuole sottolineare che, per l'analisi matematica, le grandezze utilizzate sono quelle di ingresso e uscita dal Matrix Converter e non quelle di rete e di carico. Infatti per via dei filtri di ingresso e di uscita, le rispettive grandezze elettriche di rete e di carico differiscono da quelle di ingresso e uscita dal convertitore per via delle componenti di corrente assorbite dai condensatori C_F e C_o . Di fatto quando si parlerà di carico squilibrato o deformato sarà quest'ultimo che introduce delle armoniche di corrente, le quali però, le si ritroveranno nella corrente di uscita del Matrix Converter in quanto, la tensione imposta sui condensatori C_o è sinusoidale e simmetrica. Alla stessa maniera quando si parlerà di tensione di ingresso dissimmetrica o deformata sarà la rete ad introdurre i relativi disturbi armonici che li si ritroveranno all'ingresso del Matrix Converter in quanto, il filtro di ingresso è passa basso ad alta frequenza e lascia, quindi, inalterate le componenti a bassa frequenza.

5.2 Parametri del sistema

Nella Tab. 5.1 sono mostrati i valori dei parametri utilizzati nel sistema elettrico:

R_F	0,02 Ω
L_F	5,6 μH
C_F	0,5 mF
R_o	1 m Ω
L_o	0,3 mH
C_o	0,5 mF
P_n	100 kW
Tensione di ingresso (Δ -Y)	530/306 V
Tensione di uscita (Δ -Y)	380/220 V
q	0,72
f_i	50 Hz
f_o	20 - 150 Hz
f_s	20 - 30 kHz

Tabella 5.1 Parametri del sistema elettrico

Il filtro di ingresso, dati i parametri riportati in Tab. 5.1, è un filtro RLC del secondo ordine con frequenza di taglio a circa 3000 Hz.

Le tensioni sul carico $v_{LA, LB, LC}$ costituiscono una terna sinusoidale, simmetrica e di sequenza diretta che può in generale essere variabile sia in ampiezza che in frequenza, ma nelle simulazioni di seguito riportate si è mantenuta la tensione in ampiezza fissa a 220 V e a diverse frequenze.

Si vuole sottolineare che le correnti di ingresso al Matrix Converter $i_{a,b,c}$ sono state riportate sia come sono realmente, ovvero discontinue, sia filtrate a livello di segnale con un filtro passa basso del secondo ordine con frequenza di taglio a 3000 Hz.

In più sono riportate le correnti di rete $i_{Sa, Sb, Sc}$ che, come già detto, differiscono in generale da quelle di ingresso filtrate a livello di segnale, per la componente reattiva dovuta ai condensatori di filtro C_F e al fatto che il filtro sul segnale è a poli reali negativi, mentre quello elettrico è a poli reali complessi e coniugati a parte reale negativa.

Per quanto riguarda il sistema di controllo è stato utilizzato un filtro passa basso del secondo ordine con frequenza di taglio 5000 Hz per ottenere i vettori spaziali della corrente e della tensione di ingresso I_{if} e V_{if} .

Le soglie di isteresi per il controllo del fattore di potenza di ingresso, ossia le soglie di d_{ϕ} , sono state impostate a $\pm 0,001$.

Le soglie di isteresi esterne ed interne per il controllo delle tensioni sul carico, ossia d_{α} e d_{β} , sono state impostate, rispettivamente, a ± 12 A e ± 10 A.

Si riporta un sommario delle simulazioni effettuate:

Regime Sinusoidale

- 1) Stadio Raddrizzatore (VSR) non controllato;
- 2) Stadio Raddrizzatore (VSR) controllato;
- 3) Tre simulazioni con lo stadio raddrizzatore (VSR) controllato con diverse frequenze e fattori di potenza di carico ed una con frequenza di uscita variabile.

Regime Deformato

- 1) Carico squilibrato con l'aggiunta dell'armonica -1 ($f_o = 90$ Hz);
- 2) Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica +3 ($f_o = 90$ Hz);
- 3) Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica -3 ($f_o = 90$ Hz);
- 4) Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica -1 ($f_o = 30$ Hz);
- 5) Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica +2 ($f_o = 30$ Hz);
- 6) Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica -5 ($f_o = 30$ Hz);
- 7) Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica -7 ($f_o = 30$ Hz);
- 8) Tensione di ingresso dissimmetrica con l'aggiunta dell'armonica -1 ($f_o = 90$ Hz);
- 9) Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica +2 ($f_o = 90$ Hz);
- 10) Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica +3 ($f_o = 90$ Hz);
- 11) Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica -5 ($f_o = 90$ Hz);
- 12) Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica +7 ($f_o = 90$ Hz);
- 13) Tensione di ingresso dissimmetrica e carico squilibrato ($f_o = 30$ Hz);
- 14) Carico deformato che assorbe correnti ad onda quadra ($f_o = 30$ Hz).

5.3 Regime Sinusoidale

Verranno riportate delle simulazioni attraverso le quali si vuole mostrare il funzionamento del sistema in condizioni di tensione di rete sinusoidale e simmetrica e di carico equilibrato e non deformato per differenti valori di frequenza di uscita e di fattore di potenza del carico.

In particolare prima si vuole mostrare cosa accade alla corrente di ingresso al Matrix Converter in queste condizioni quando non viene attuata la *modulazione statica del fattore di potenza di ingresso*, ovvero, che lo stadio raddrizzatore (VSR) si occupa di mantenere sul D.C. link fittizio la massima tensione, prendendo di volta in volta le due fasi di ingresso con valore assoluti di

tensione più elevati. In questo modo si dovranno ottenere delle correnti di ingresso che conducono per 120° in un semiperiodo, esattamente come un ponte a diodi non controllato. Dopodiché vengono mostrate altre simulazioni in cui viene applicata la *modulazione statica del fattore di potenza*, attraverso la quale, le correnti di ingresso conducono per 180° in un semiperiodo e il contenuto armonico si abbassa, e nelle condizioni sopra menzionate, a meno del ripple ad alta frequenza, si dovranno ottenere correnti di ingresso sinusoidali ed equilibrate.

5.3.1 Stadio Raddrizzatore (VSR) non controllato

In questo caso, come già accennato precedentemente, le correnti di ingresso del Matrix Converter conducono per 120° in un semiperiodo, quasi ad onda quadra, per cui il contenuto armonico di tali correnti sarà quello tipico delle forme d'onda alternate, deformate ma simmetriche e di sequenza diretta per le quali l'indice armonico è $k = 1 + 6m$ con m intero, secondo la nota successione $k = +1, -5, +7, -11, +13, -17, +19...$

Infatti, in questo caso, è come se lo stadio raddrizzatore (VSR) fosse un semplice ponte a diodi non controllato a conduzione naturale.

Il sistema elettrico presenta un carico equilibrato che assorbe una potenza attiva di circa 100 kW con fattore di potenza 0,9 in ritardo e la frequenza di uscita è pari a 90 Hz.

Nei grafici seguenti sono riportate tutte le grandezze elettriche di interesse.

Nei grafici 5.1 e 5.2 sono riportate le tensioni di ingresso $v_{a,b,c}$ costituenti una terna sinusoidale, simmetrica e di sequenza diretta con un ripple ad alta frequenza dovuto a sua volta al ripple delle correnti di ingresso $i_{a,b,c}$.

Nei grafici 5.3 e 5.4 vengono mostrate le tensioni sul carico $v_{LA,LB,LC}$ che costituiscono una terna sinusoidale, simmetrica e di sequenza diretta.

Nei grafici 5.5 e 5.6 sono riportate le correnti assorbite dal carico $i_{LA,LB,LC}$ che sono anch'esse sinusoidali, equilibrate e di sequenza diretta.

Seguono nei grafici 5.7 e 5.8 le correnti di uscita del Matrix Converter $i_{A,B,C}$ che differiscono dalle precedenti per la componente reattiva assorbita dai condensatori C_o e dal ripple ad alta frequenza di cui quelle di carico vengono filtrate dai condensatori stessi C_o e dalle induttanze del carico.

Nei grafici 5.9 e 5.10 sono riportate, nel primo le tre correnti di ingresso del Matrix Converter $i_{a,b,c}$ mentre nel secondo la sola corrente i_a , che come si può notare sono discontinue e conducono per 120° in un semiperiodo come ci si aspettava.

Nel grafico 5.11 vengono riportate le correnti di ingresso $i_{a,b,c}$ ma filtrate dal ripple ad alta frequenza a livello di segnale. Come si può vedere queste correnti costituiscono quasi delle onde quadre come in un ponte a diodi non controllato.

Nel grafico 5.12 vengono mostrate le correnti di rete $i_{Sa,Sb,Sc}$ che, ovviamente, presentano un andamento diverso da quello delle correnti di ingresso filtrate a livello di segnale perché contengono anche la parte di corrente reattiva dovuta ai condensatori di filtro C_F .

Nel grafico 5.13 vengono riportate le potenze attiva ed immaginaria istantanee trifase p_L e q_L assorbite dal carico che come si vede sono praticamente costanti, in quanto la tensione sul carico è sinusoidale e simmetrica e il carico è equilibrato.

Nel grafico 5.14 vengono mostrate le potenze attiva e immaginaria istantanee in uscita dal Matrix Converter, rispettivamente p_o e q_o . In particolare a meno delle perdite nelle resistenze di uscita R_o ,

la potenza attiva istantanea trifase p_o è la stessa di quella assorbita dal carico mentre quella immaginaria q_o differisce da quella assorbita dal carico, poiché bisogna tener conto della parte di reattivo assorbita dai condensatori di uscita C_o e dagli induttori L_o , e complessivamente è minore in quanto la componente assorbita dai condensatori C_o è maggiore di quella degli induttori L_o . Nel grafico 5.15 è invece riportata la potenza attiva istantanea trifase in ingresso p_i al Matrix Converter che secondo i vincoli del convertitore e a meno delle perdite interne è la stessa di quella in uscita p_o .

Nel grafico 5.16 viene mostrata la potenza immaginaria di ingresso q_i al Matrix Converter che non è uguale a quella di uscita. Infatti la potenza immaginaria di ingresso dipende dal tipo di controllo ed, in questo caso, essendo lo stadio raddrizzatore non controllato si hanno ampie oscillazioni della potenza immaginaria attorno allo zero, che sono poi le responsabili delle componenti armoniche presenti nella corrente di ingresso del Matrix Converter.

Nei grafici 5.17 e 5.18 vengono riportati gli spettri armonici delle correnti di ingresso e uscita del Matrix Converter. Nel primo, la scala utilizzata per le ampiezze delle armoniche è logaritmica per mettere meglio in risalto anche quelle più piccole. In particolare si vedono le armoniche ad alta frequenza dovute al sistema di controllo attorno ai 10-20 kHz. Nel secondo vengono mostrate in scala lineare le componenti armoniche a bassa frequenza. In particolare si possono notare le componenti armoniche previste dalla relazione riportata inizialmente secondo cui si hanno gli indici armonici $k = +1, -5, +7, -11, +13, -17, +19...$

Infine nella Tab. 5.2 sono riportate le ampiezze delle armoniche più importanti. In particolare bisogna notare che il valore della componente fondamentale della corrente di ingresso differisce da quello della corrente di uscita, poiché la corrente di uscita contiene anche una quota parte di reattivo che invece la corrente di ingresso non ha, in quanto il sistema presenta una potenza immaginaria di ingresso oscillante ma a valor medio praticamente nullo e in più c'è da tener conto del fattore di trasferimento di tensione q che a pari potenza attiva trasferita dall'ingresso all'uscita fa differire i due rispettivi valori delle correnti.

Infatti sapendo che la potenza attiva in ingresso è di circa 100 kW e che la tensione concatenata di ingresso è di circa 530 V e tenendo conto che le armoniche sono riportate in ampiezza e non in valore efficace, verrebbe una corrente di ampiezza pari a circa 154 A. Quella misurata è di 156,4 A e la differenza è dovuta a piccole approssimazioni e al fatto che la potenza immaginaria di ingresso in realtà non è esattamente a valor medio nullo.

<i>Indice armonico di I_o</i>	<i>Frequenza [Hz]</i>	<i>Ampiezza [A]</i>
+1	90	215,4
<i>Indice armonico di I_i</i>	<i>Frequenza [Hz]</i>	<i>Ampiezza [A]</i>
+1	50	156,4
-5	-250	26,9
+7	350	27,1
-11	-550	14,0
+13	650	14,0
-17	-850	9,3
+19	950	9,2

Tabella 5.2 Contenuto armonico dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC

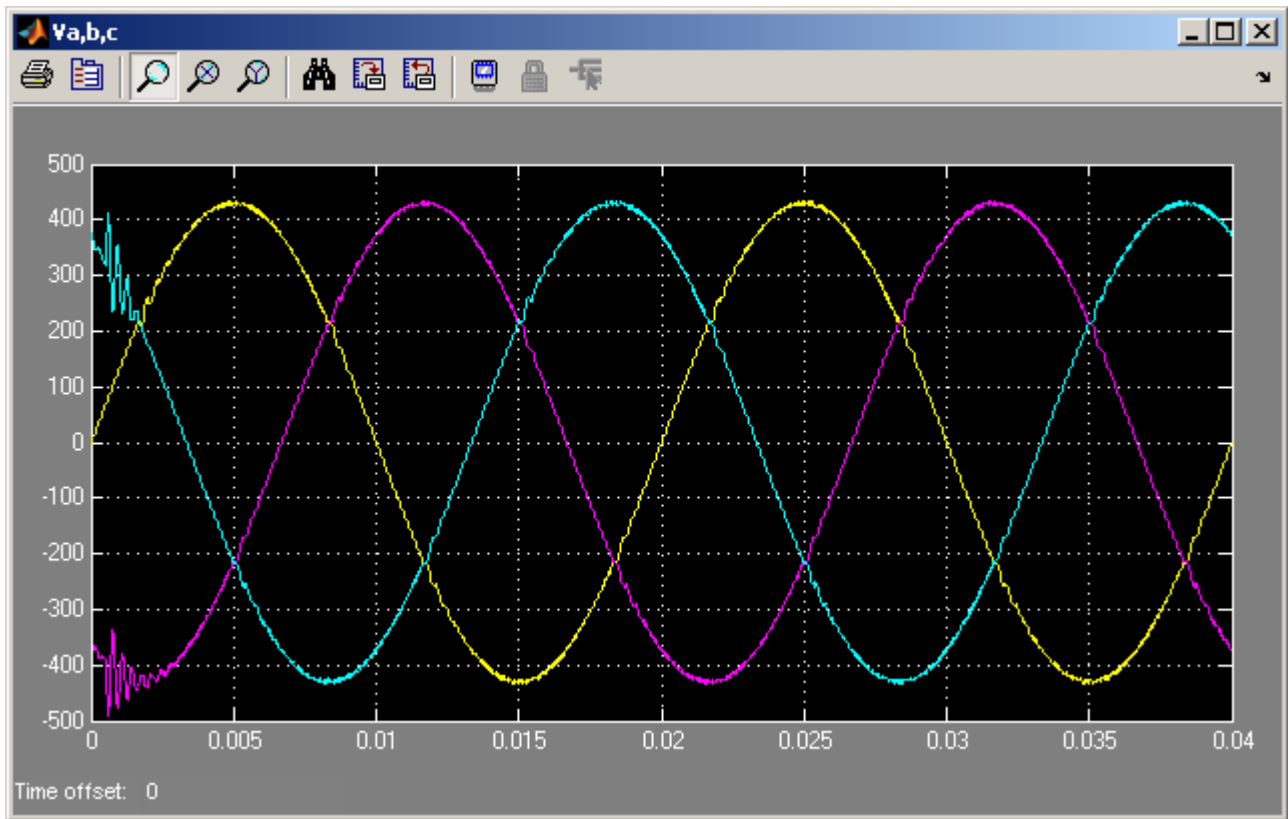


Grafico 5.1 Tensioni di ingresso del MC v_a, v_b, v_c

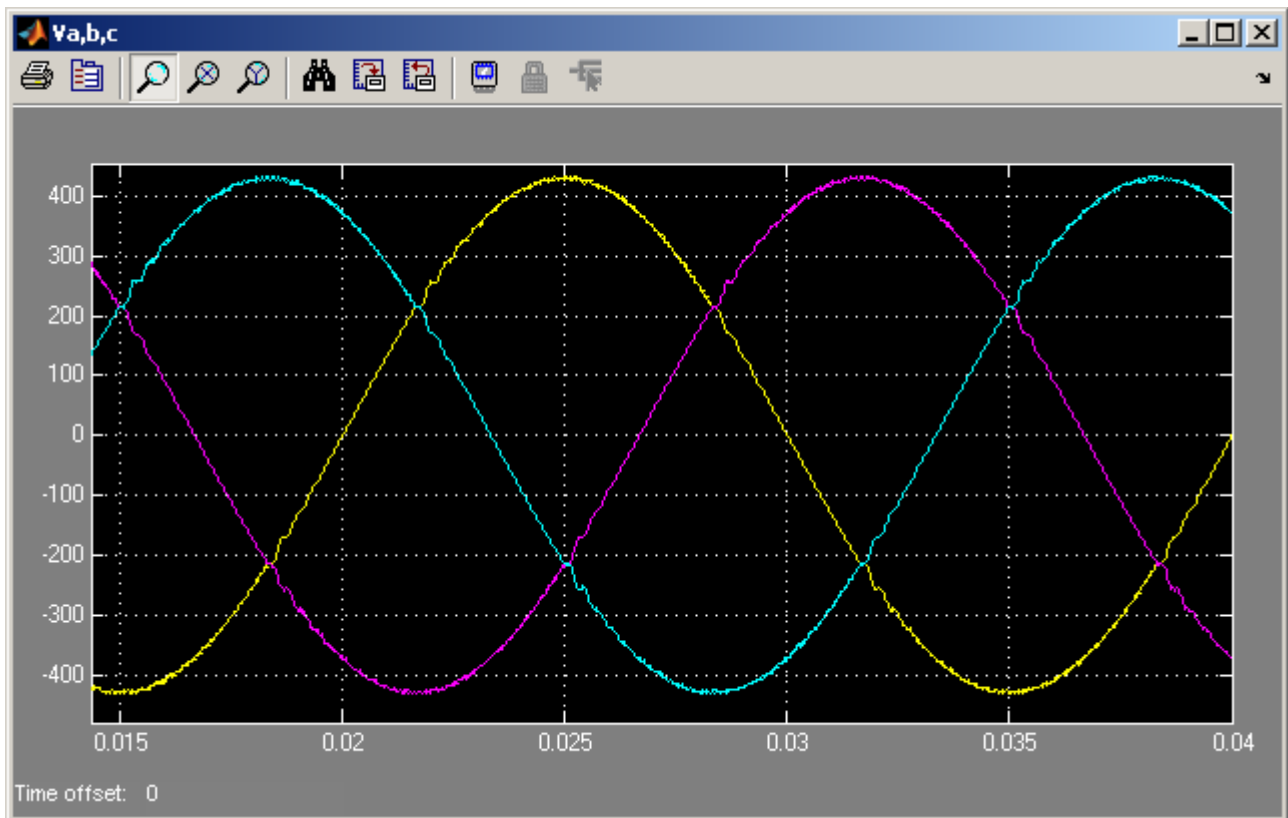


Grafico 5.2 Zoom Tensioni di ingresso del MC v_a, v_b, v_c

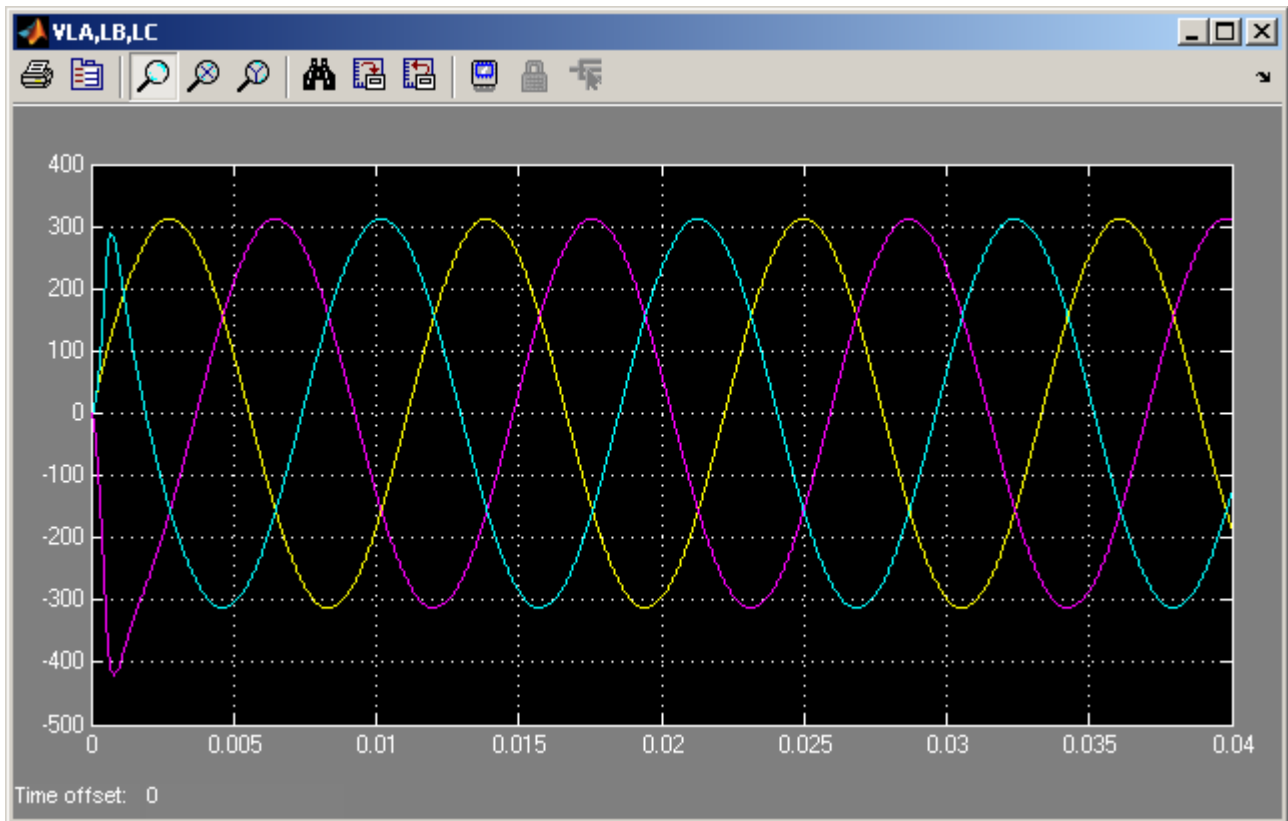


Grafico 5.3 Tensioni sul carico v_{LA} , v_{LB} , v_{LC}

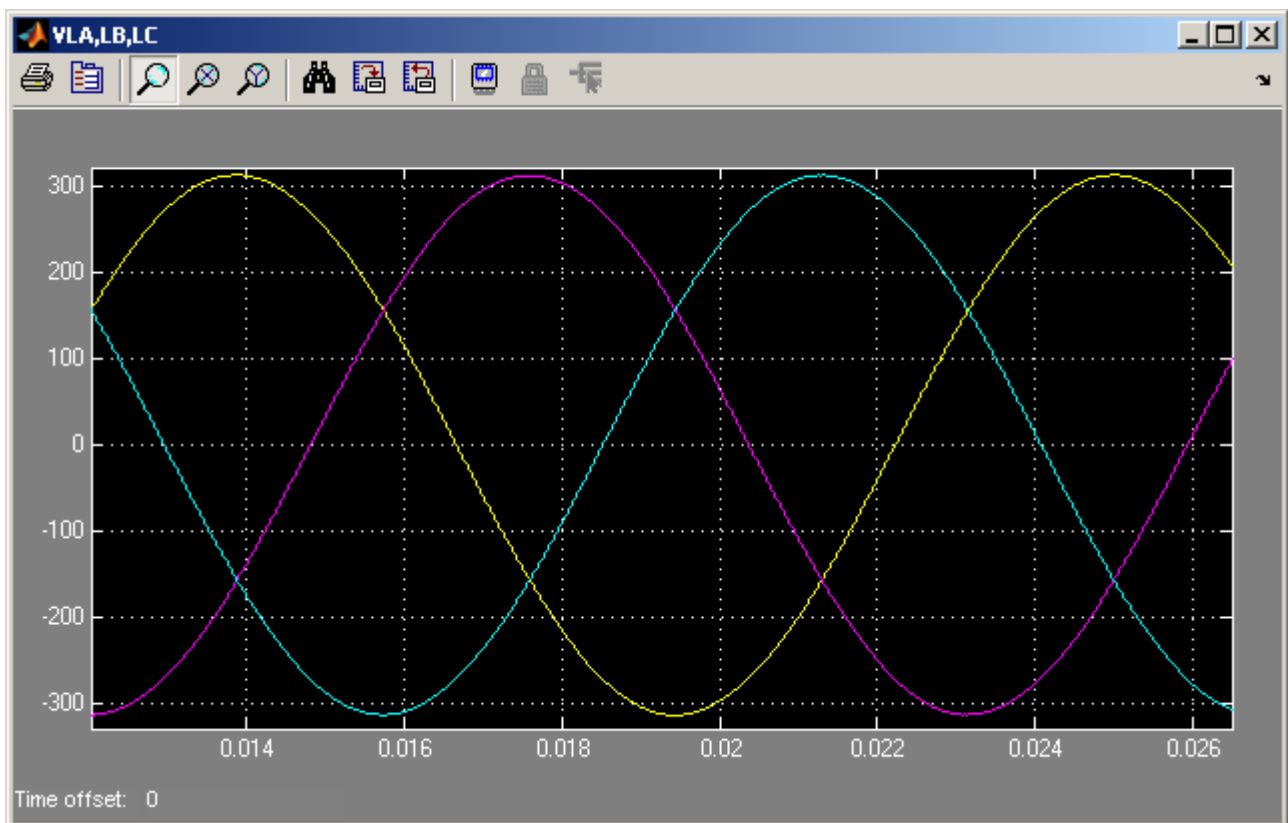


Grafico 5.4 Zoom Tensioni sul carico v_{LA} , v_{LB} , v_{LC}

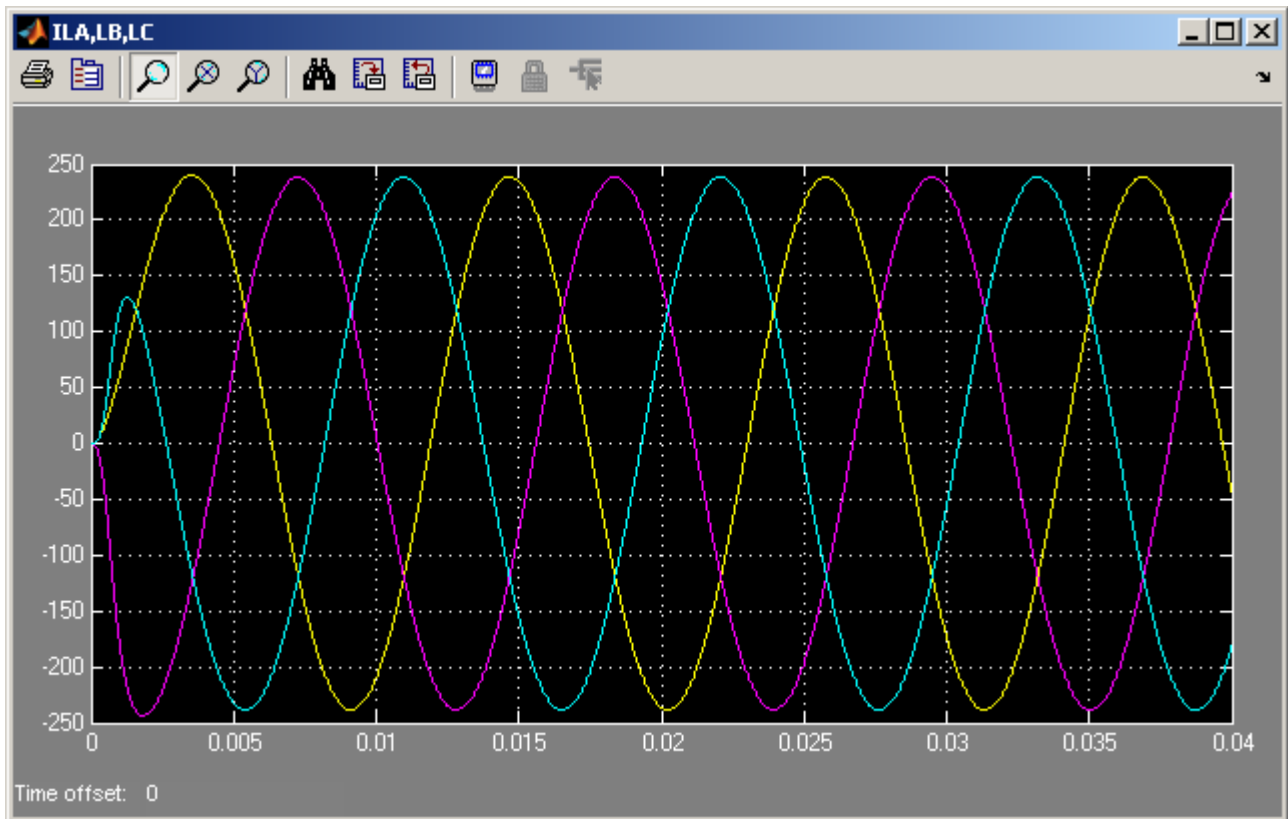


Grafico 5.5 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

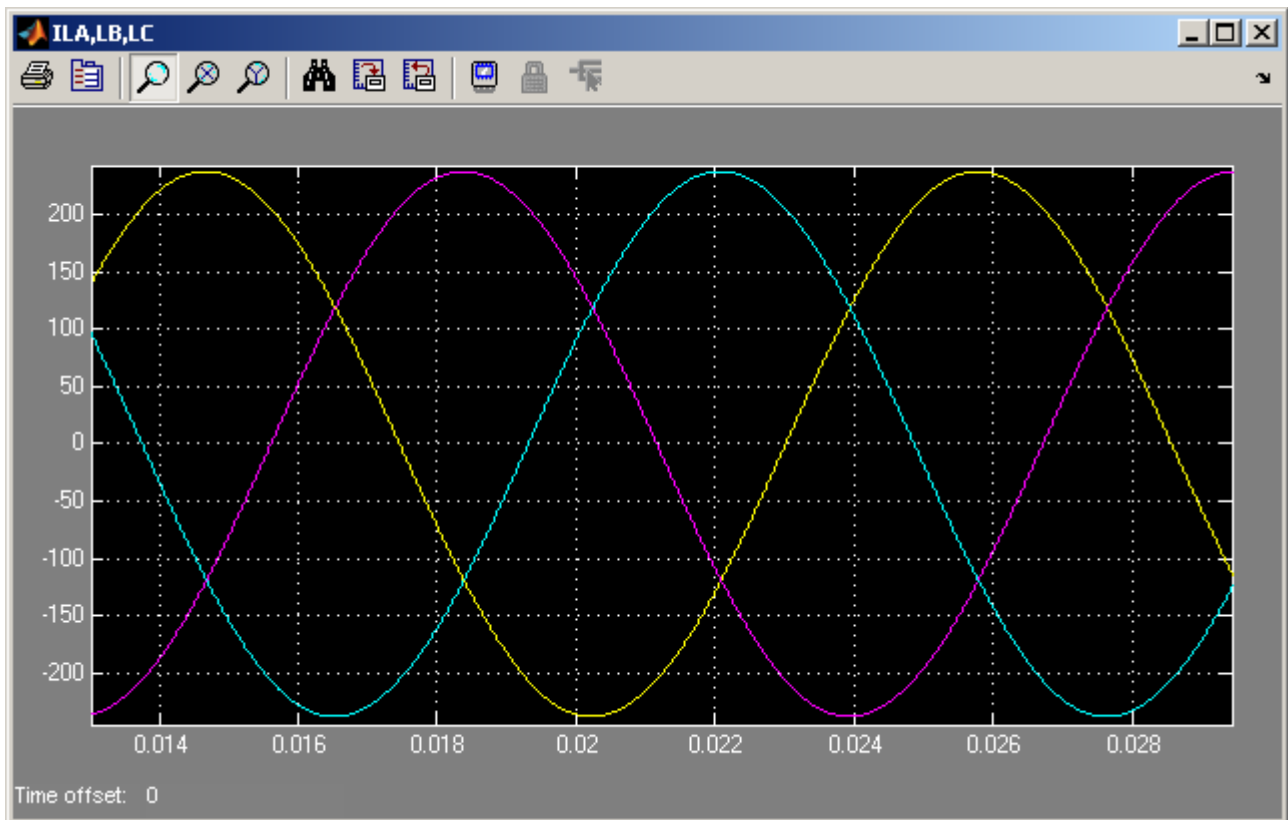


Grafico 5.6 Zoom Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

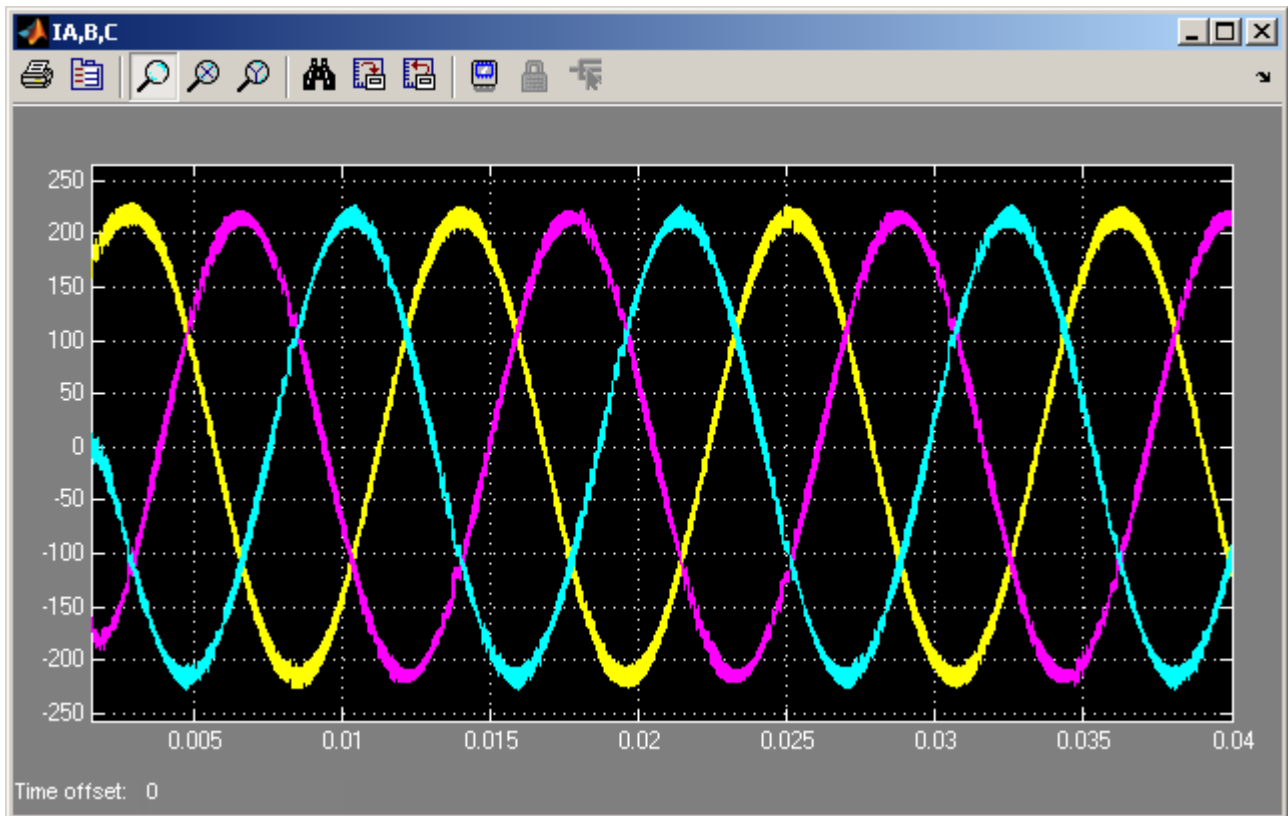


Grafico 5.7 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

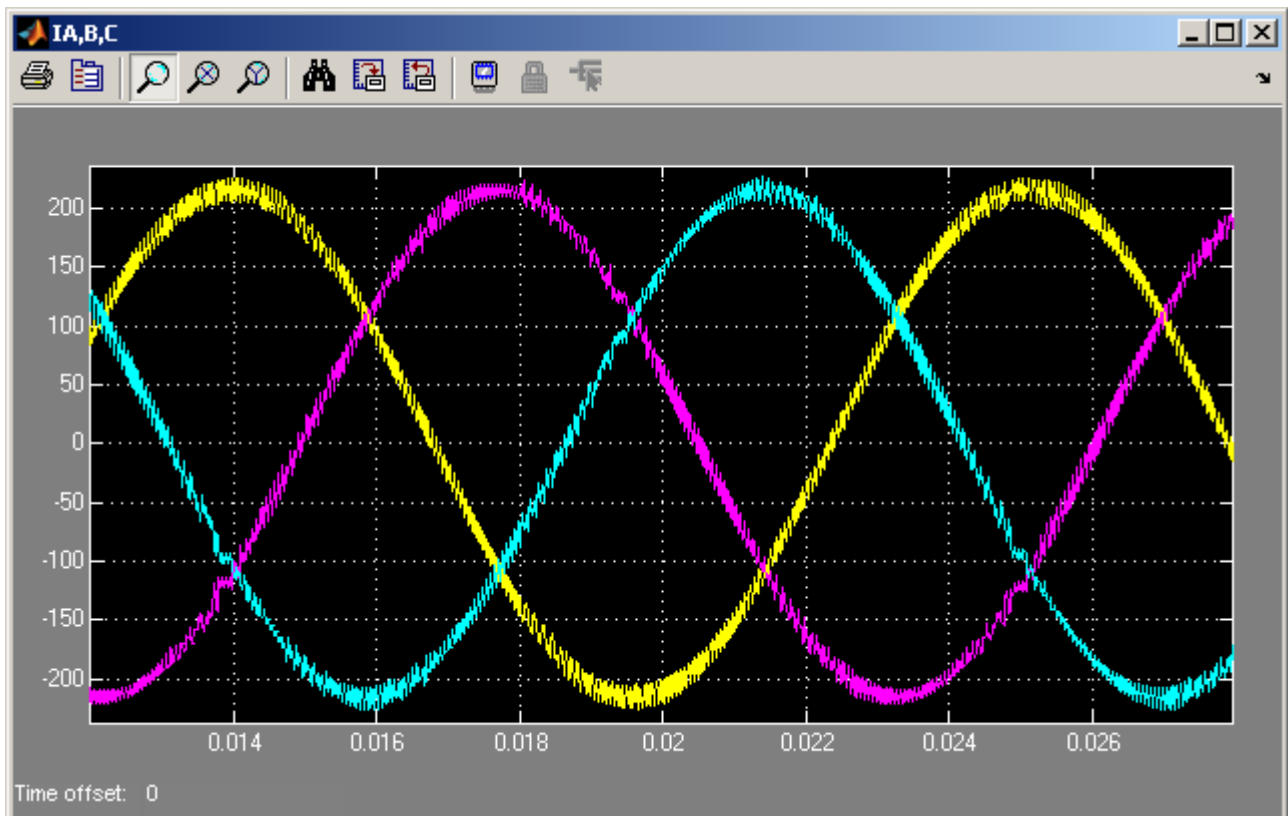


Grafico 5.8 Zoom Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

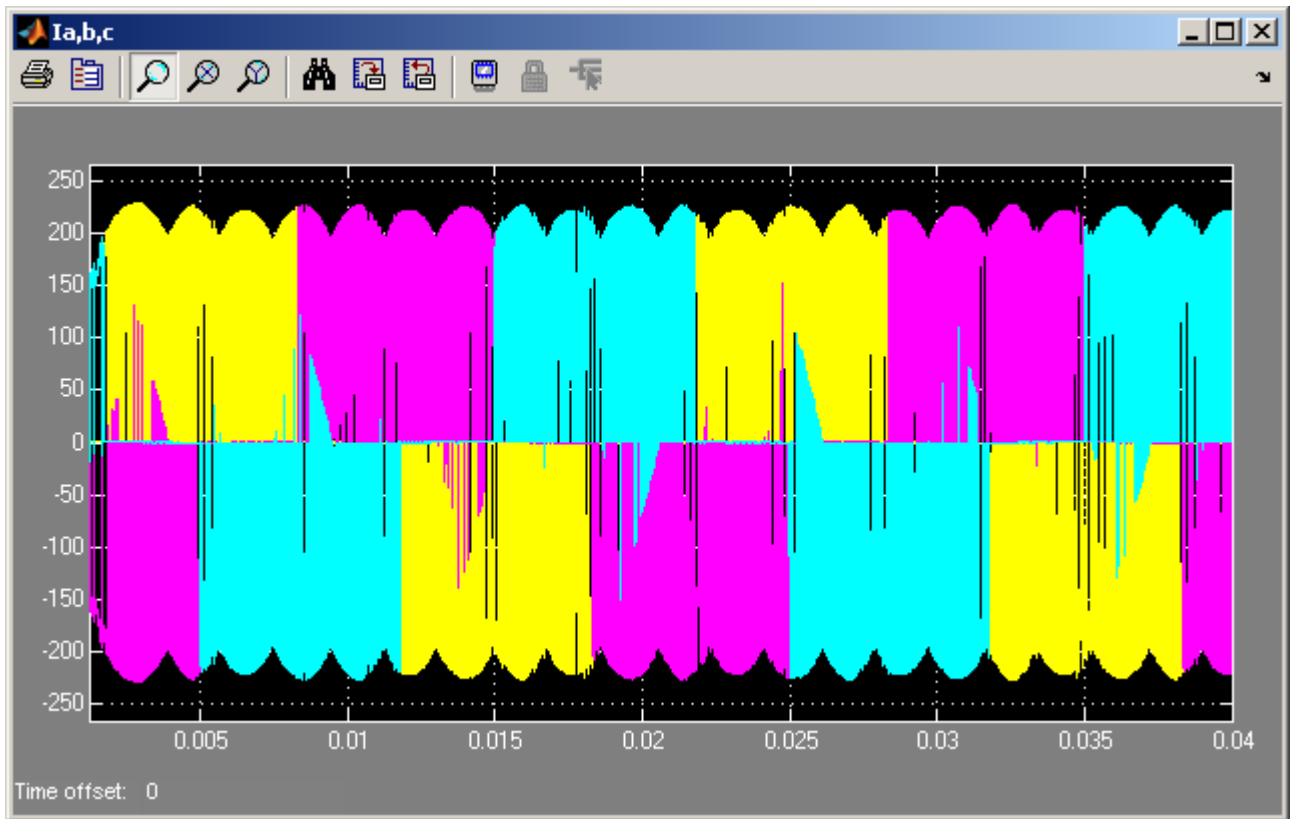


Grafico 5.9 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

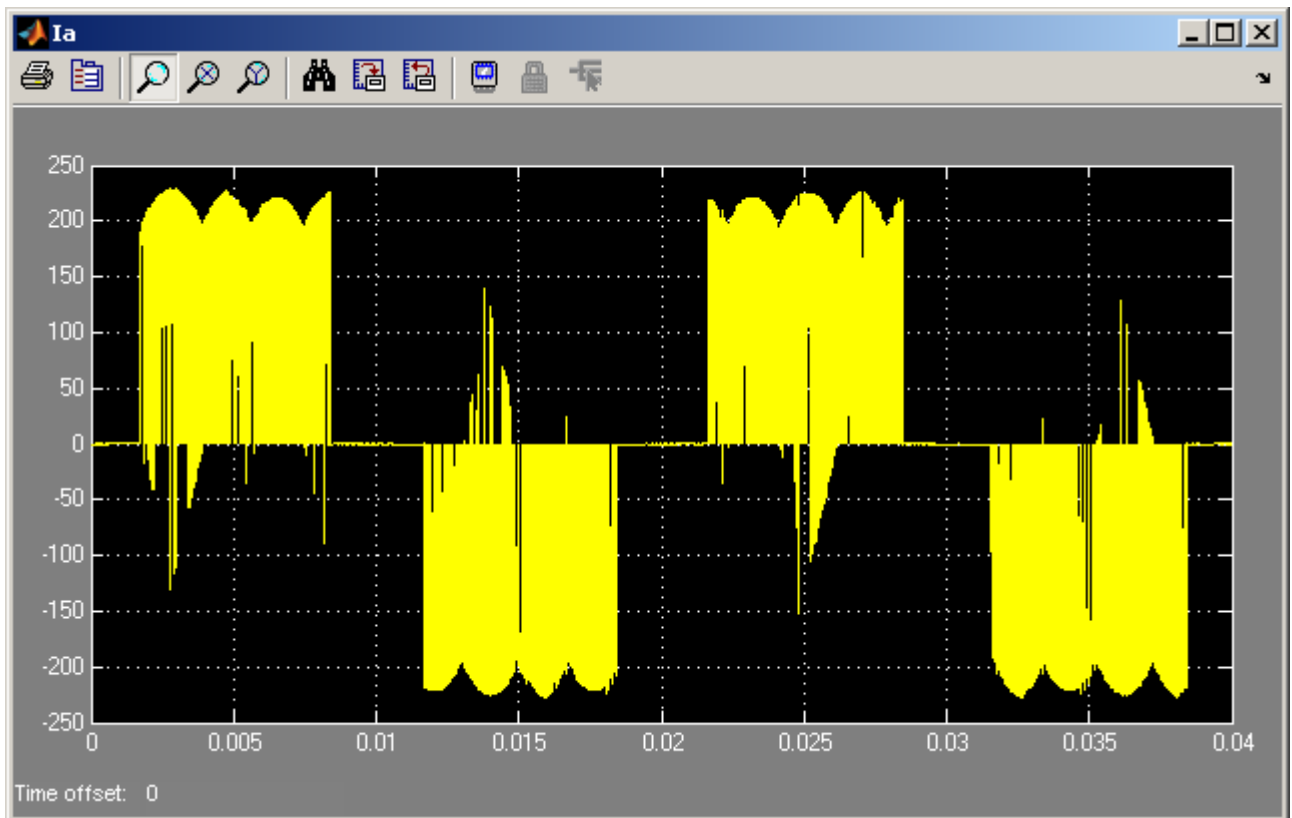


Grafico 5.10 Corrente di ingresso della fase a del MC i_a

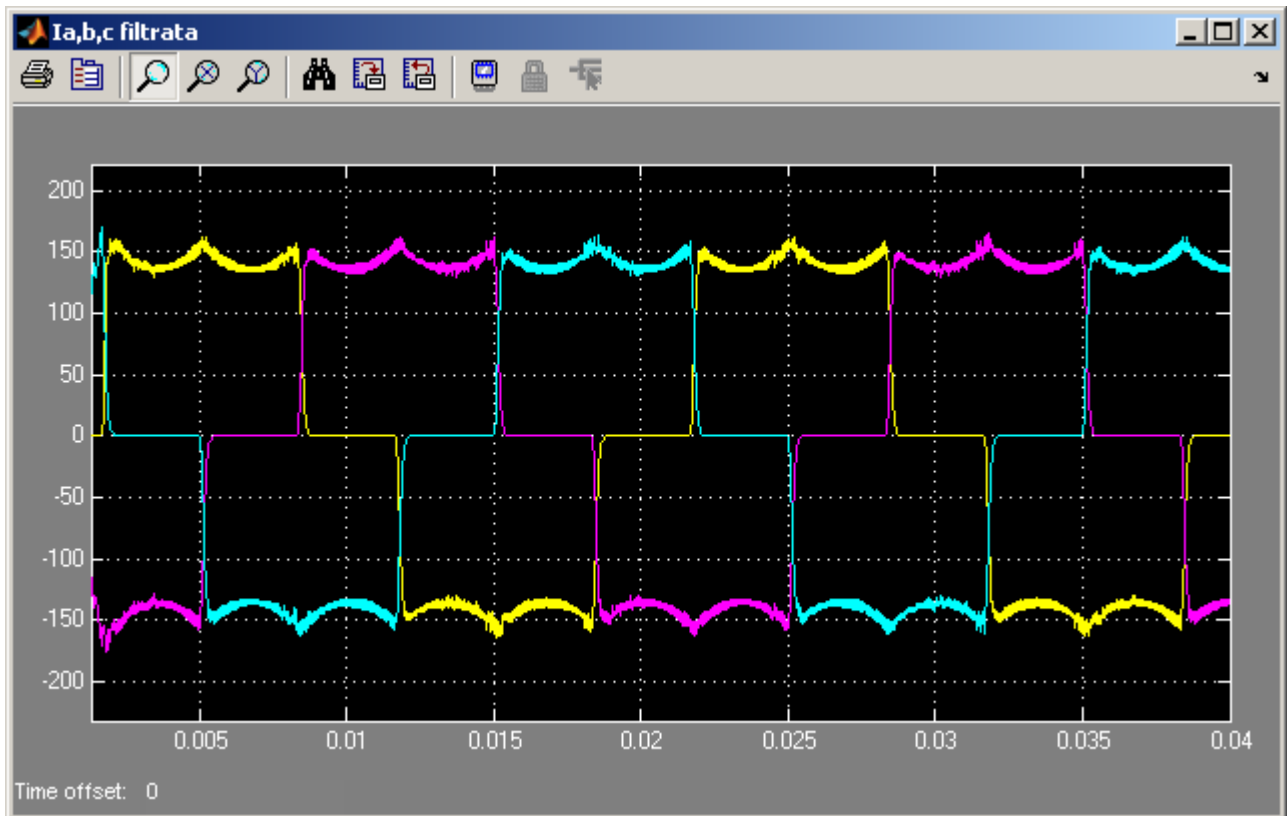


Grafico 5.11 Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

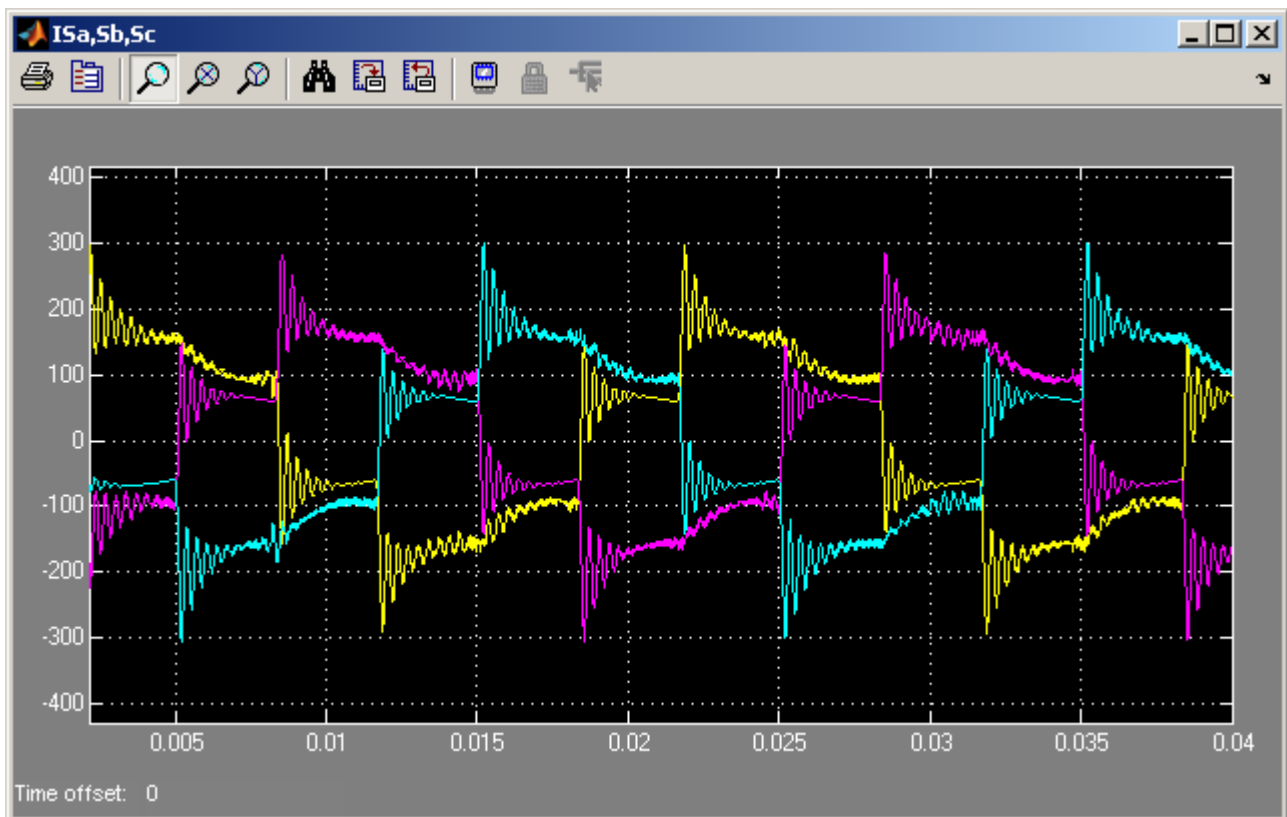


Grafico 5.12 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

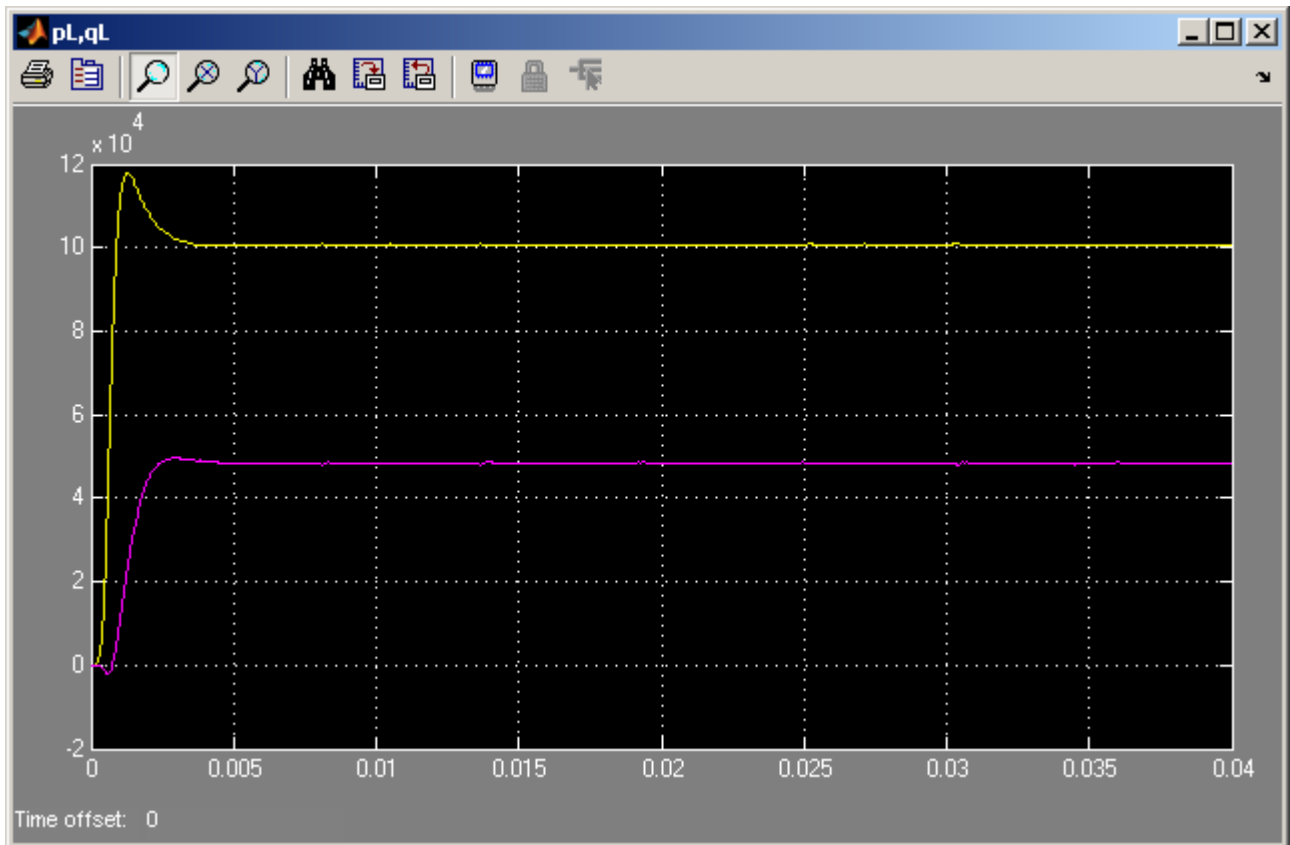


Grafico 5.13 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

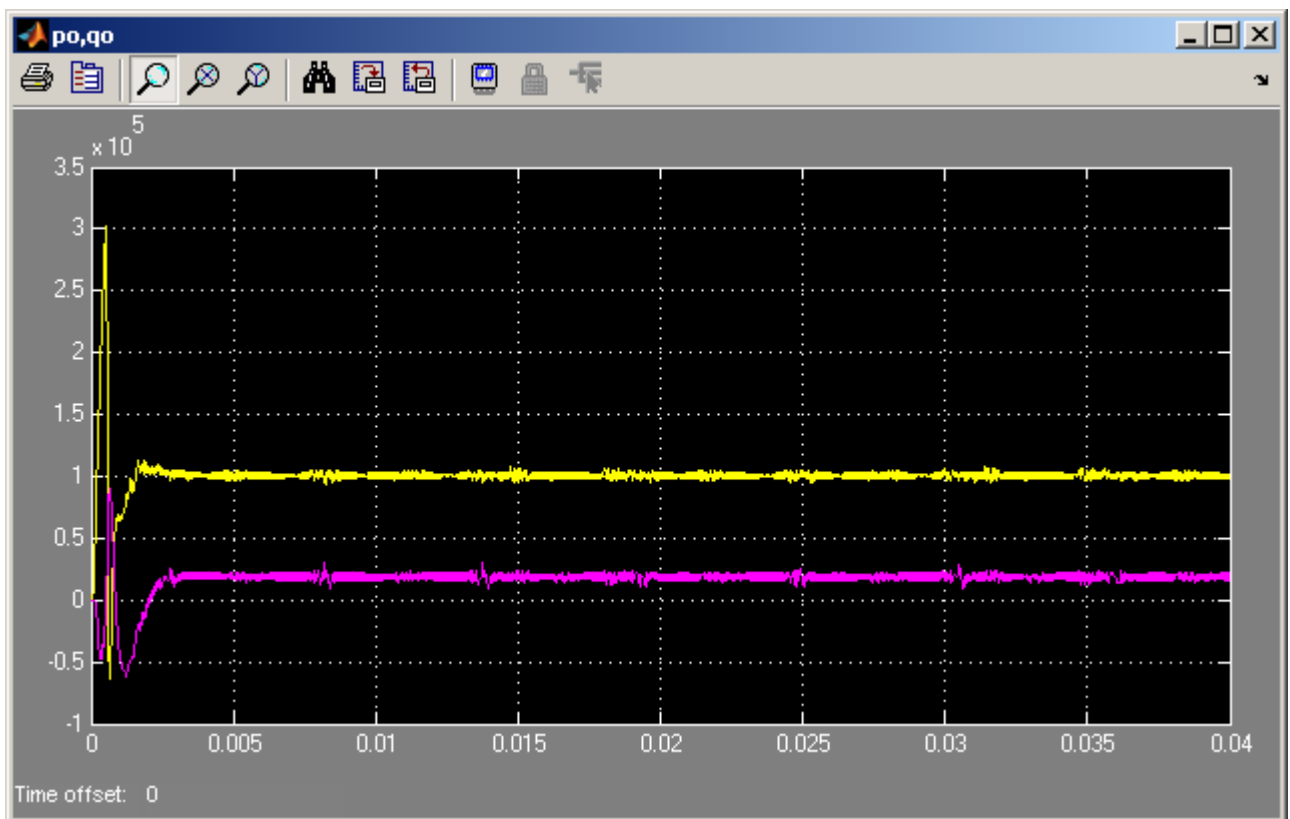


Grafico 5.14 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

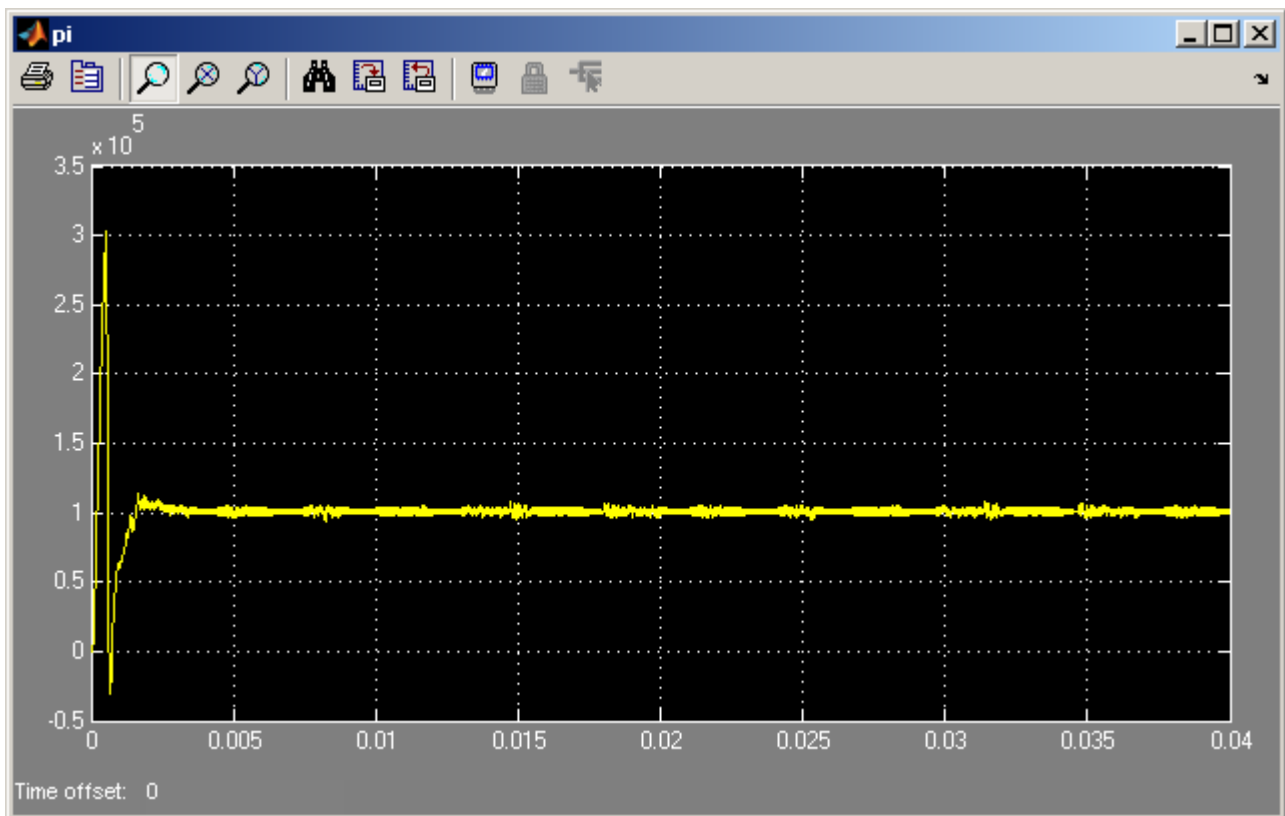


Grafico 5.15 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

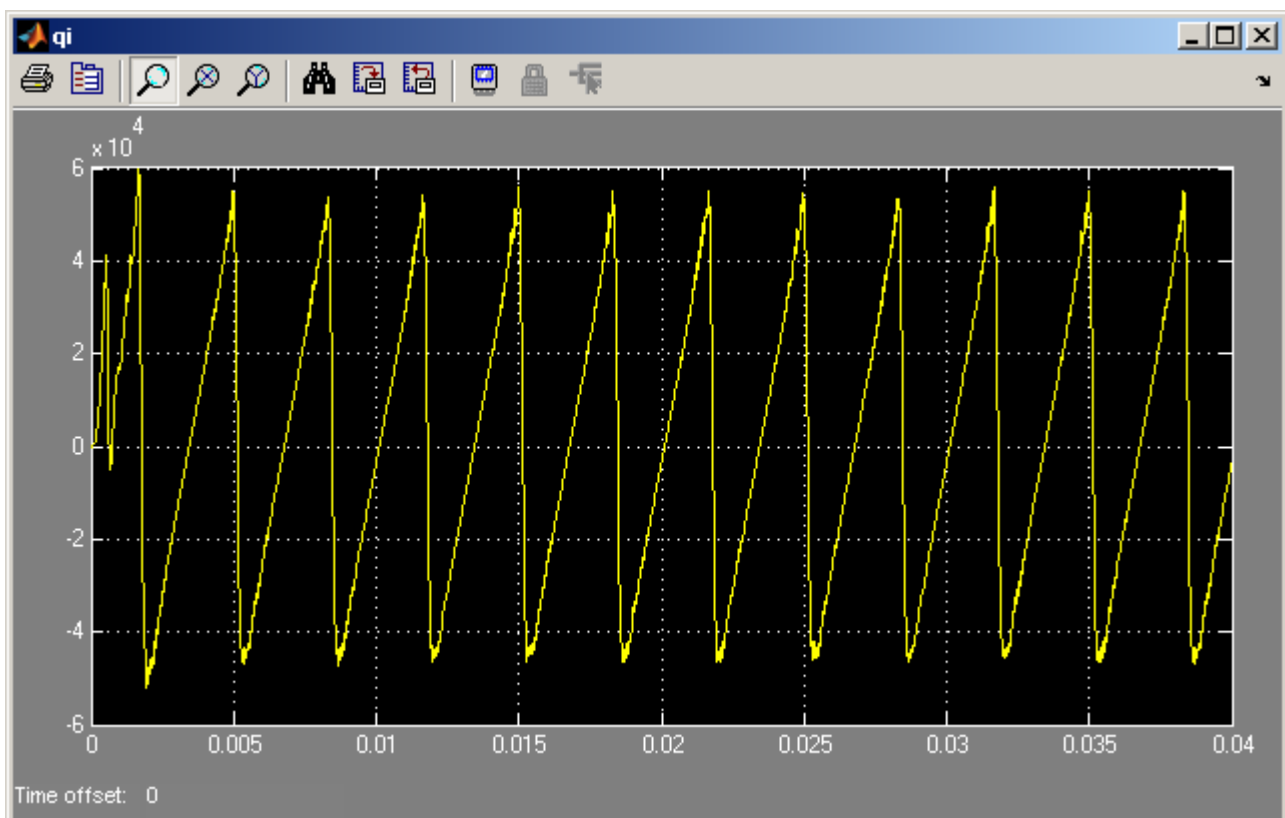


Grafico 5.16 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

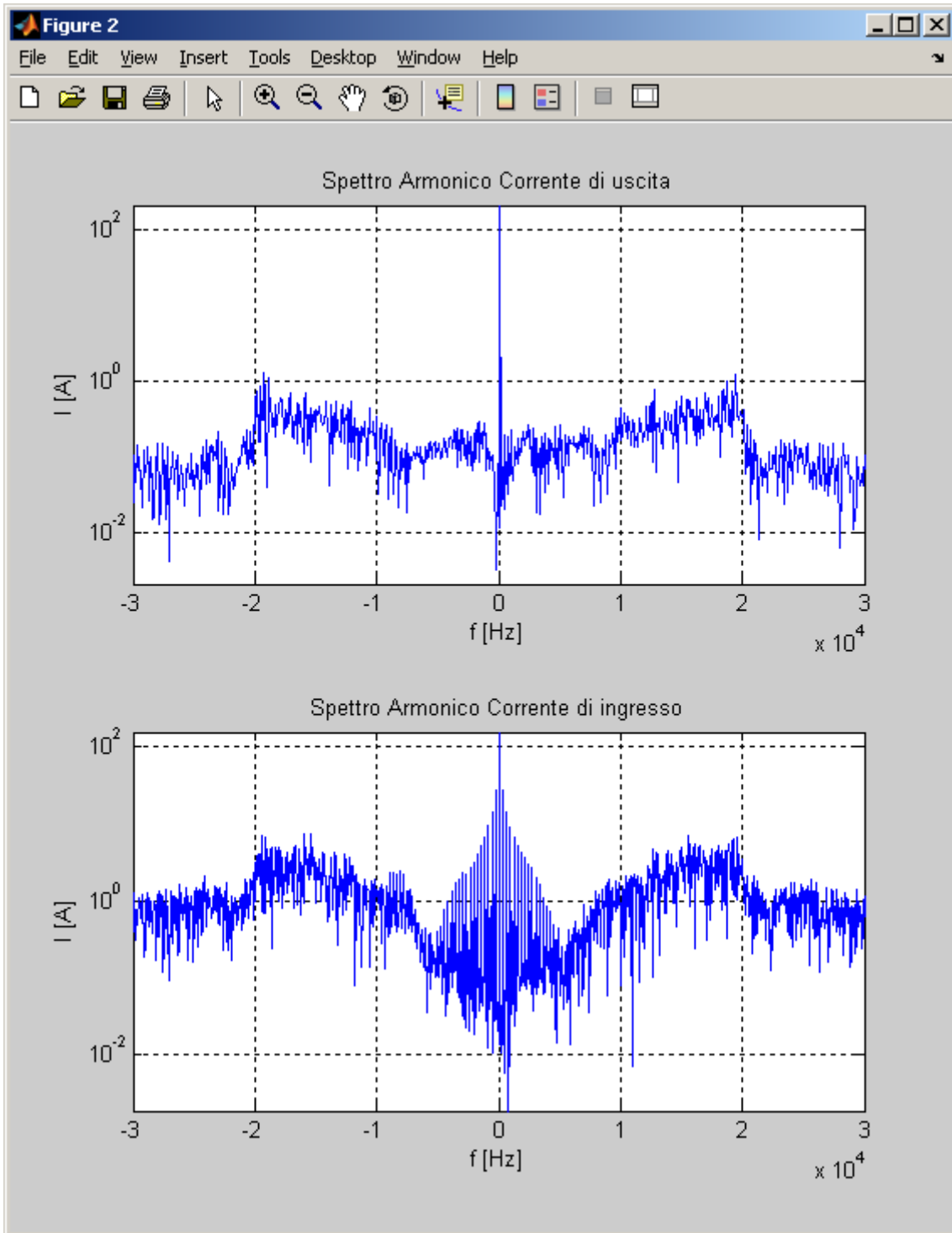


Grafico 5.17 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

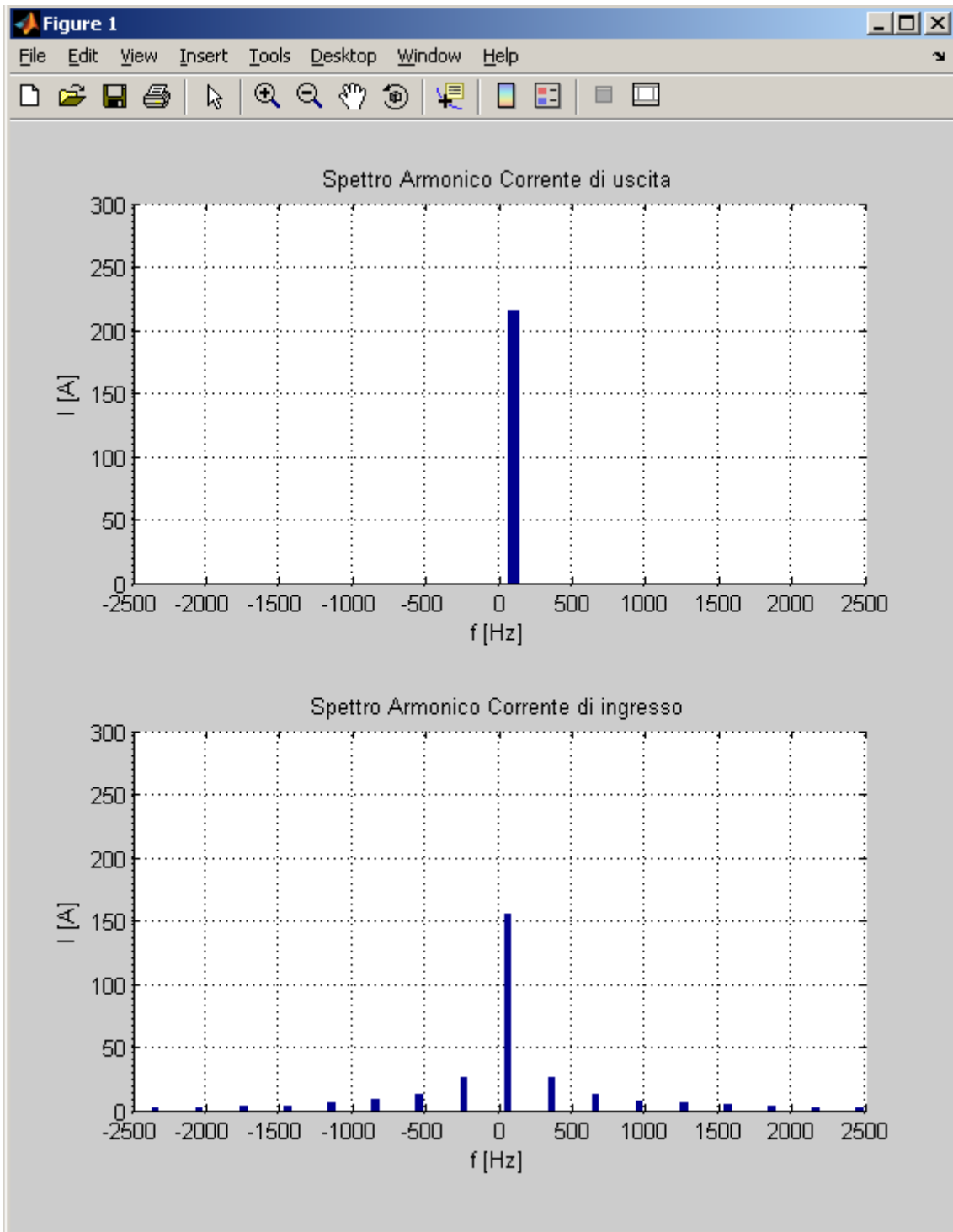


Grafico 5.18 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.3.2 Stadio Raddrizzatore (VSR) controllato con la modulazione statica del fattore di potenza

In questo caso viene attuata la *modulazione statica del fattore di potenza di ingresso*, ovvero il *primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi*, attraverso la quale si cerca di compensare la potenza immaginaria istantanea di ingresso al fine di ottenere una corrente di ingresso sinusoidale ed equilibrata con fattore di potenza istantaneo unitario.

Il sistema elettrico presenta gli stessi dati della simulazione precedente, ossia un carico equilibrato che assorbe una potenza attiva di circa 100 kW con fattore di potenza 0,9 in ritardo e frequenza di uscita pari a 90 Hz.

Seguono i grafici che riportano nello stesso ordine della simulazione precedente tutte le varie grandezze elettriche di interesse.

Interessante notare l'andamento delle correnti di ingresso del Matrix Converter $i_{a,b,c}$ nei grafici 5.26 e 5.27 che conducono ora per 180° in un semiperiodo.

Nel grafico 5.28 viene riportato l'andamento delle stesse correnti filtrate a livello di segnale e si può constatare che costituiscono una terna sinusoidale ed equilibrata a meno del ripple ad alta frequenza, che potrebbe essere ulteriormente smorzato diminuendo la frequenza di taglio del filtro passa basso.

Nel grafico 5.29 viene mostrato l'andamento delle correnti di rete $i_{Sa,Sb,Sc}$ che come sempre differiscono da quelle di ingresso per la componente reattiva dei condensatori C_F , ma che comunque sono sinusoidali ed equilibrate.

Inoltre nei grafici 5.33 e 5.34 si può notare che, a differenza del caso precedente, qui la potenza immaginaria istantanea di ingresso q_i non presenta più delle variazioni ampie attorno allo zero, ma al contrario, viene mantenuta attorno allo zero con variazioni dell'ordine del per cento e di un ripple ad alta frequenza dovuto al controllo. In particolare si può notare che questa potenza immaginaria contiene delle oscillazioni a frequenza sesta della fondamentale. Ciò è dovuto al controllo di tipo vettoriale che sfrutta l'esagono della corrente di ingresso.

Nei grafici 5.35 e 5.36 sono riportati gli spettri armonici dei vettori spaziali della corrente di uscita e di ingresso del Matrix Converter, attraverso i quali si può constatare che le correnti di ingresso presentano, questa volta, solo la componente fondamentale di sequenza diretta a 50 Hz di valore 156,4 A, mentre tutte le altre armoniche presenti nel caso precedente sono state eliminate dal controllo del fattore di potenza di ingresso.

Infine in Tab. 5.3 vengono riportate le ampiezze delle armoniche in questione dei vettori spaziali delle correnti di ingresso e uscita del Matrix Converter.

<i>Indice armonico di I_o</i>	<i>Frequenza [Hz]</i>	<i>Ampiezza [A]</i>
+1	90	215,4
<i>Indice armonico di I_i</i>	<i>Frequenza [Hz]</i>	<i>Ampiezza [A]</i>
+1	50	156,4

Tabella 5.3 Contenuto armonico dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC

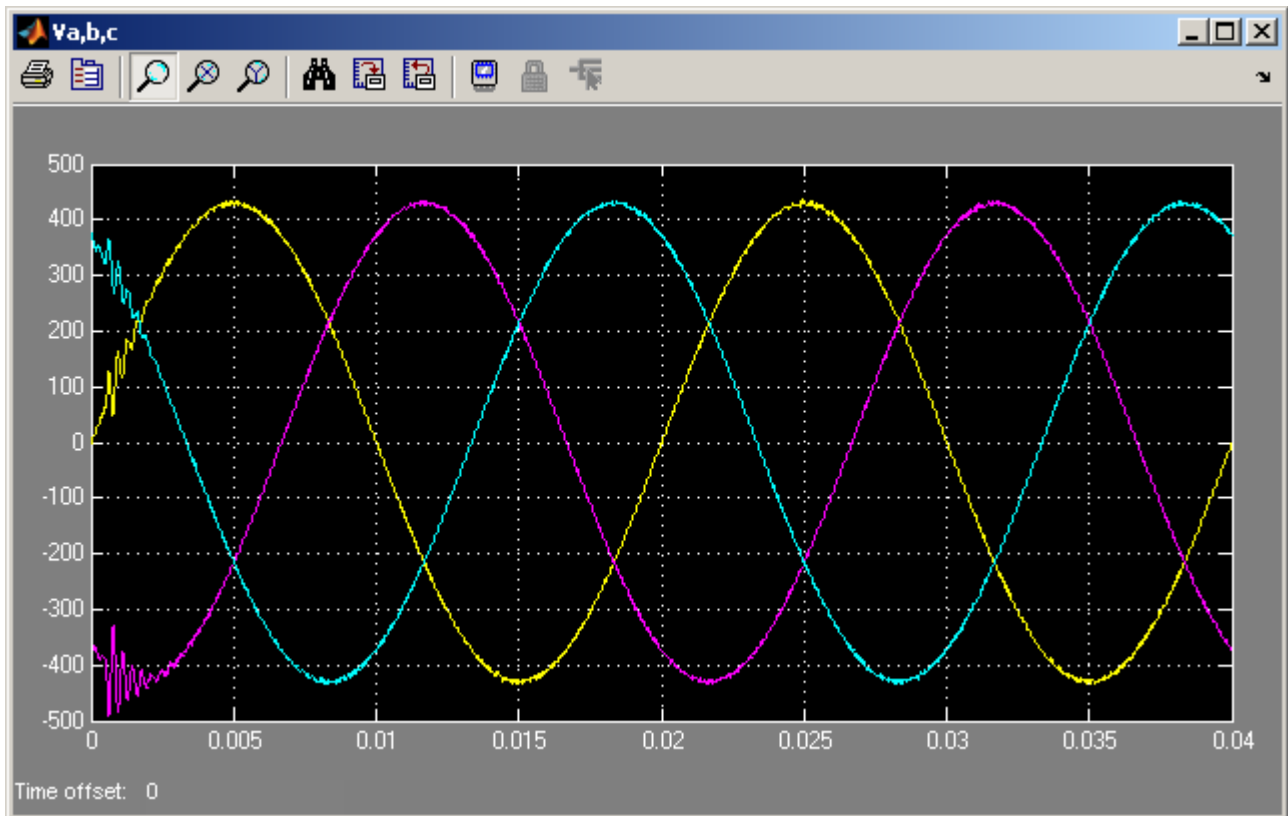


Grafico 5.19 Tensioni di ingresso del MC v_a , v_b , v_c

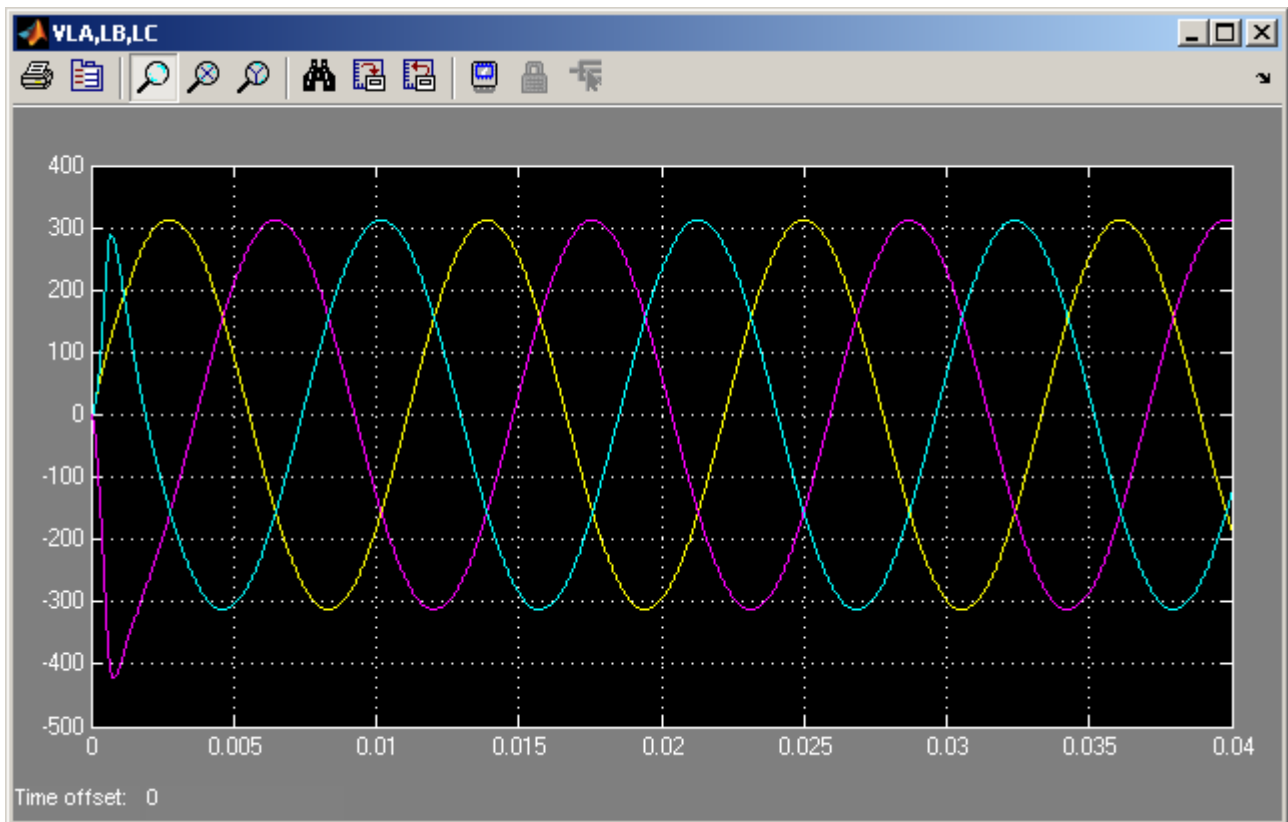


Grafico 5.20 Tensioni sul carico v_{LA} , v_{LB} , v_{LC}

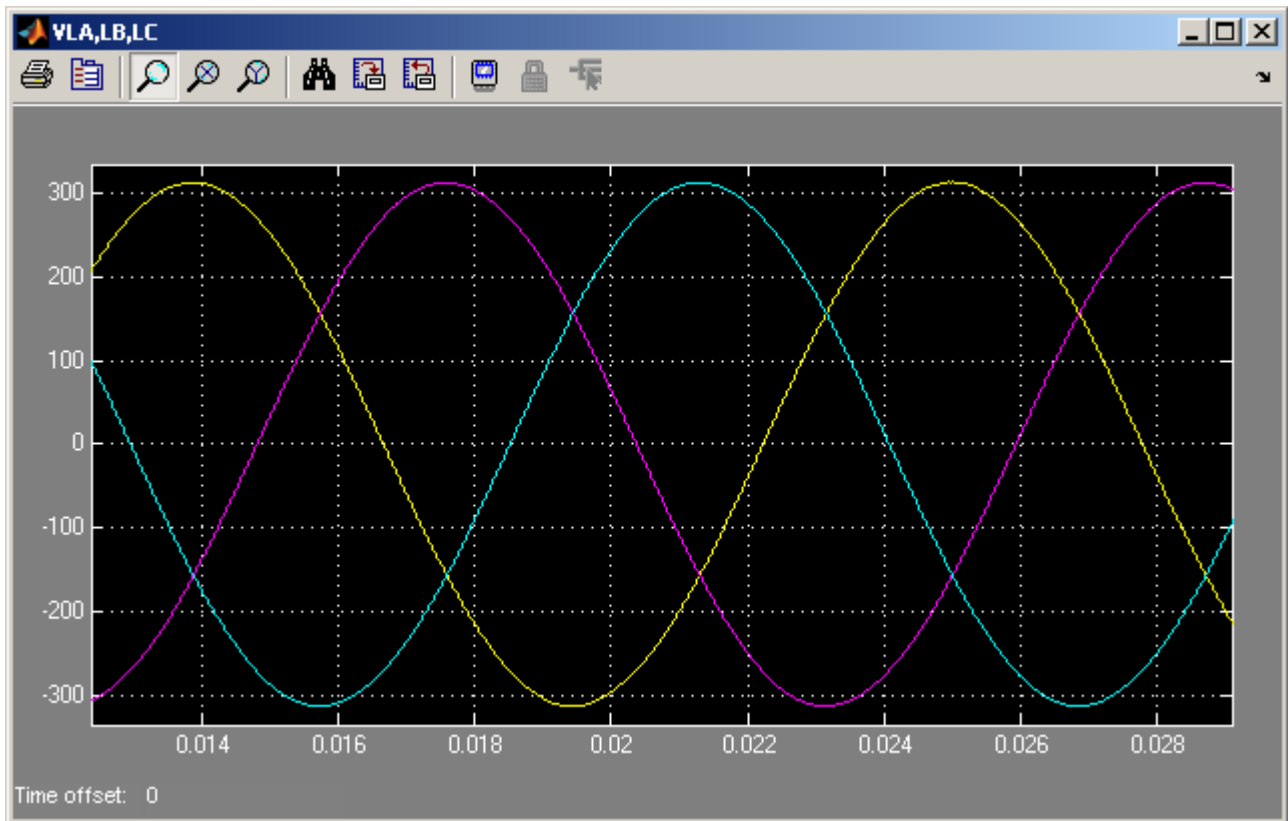


Grafico 5.21 Zoom Tensioni sul carico v_{LA} , v_{LB} , v_{LC}

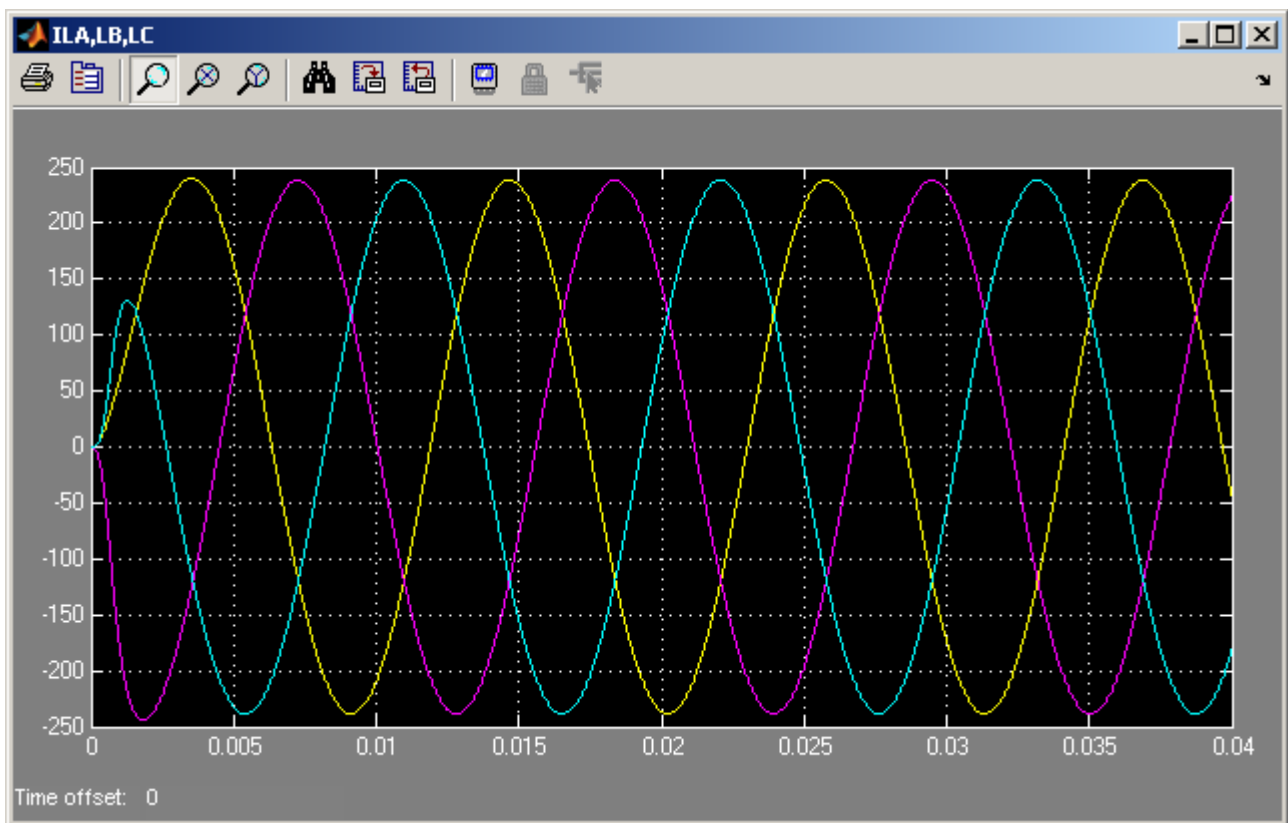


Grafico 5.22 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

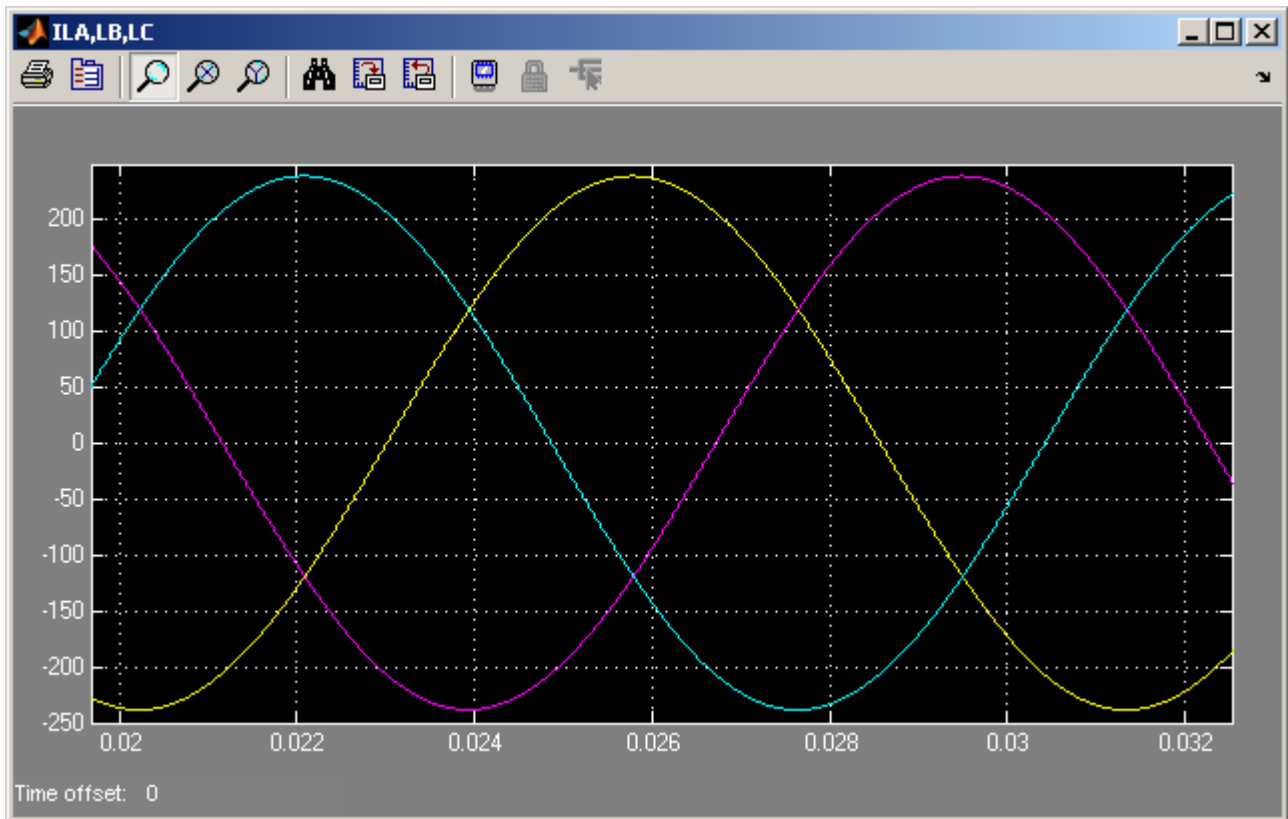


Grafico 5.23 Zoom Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

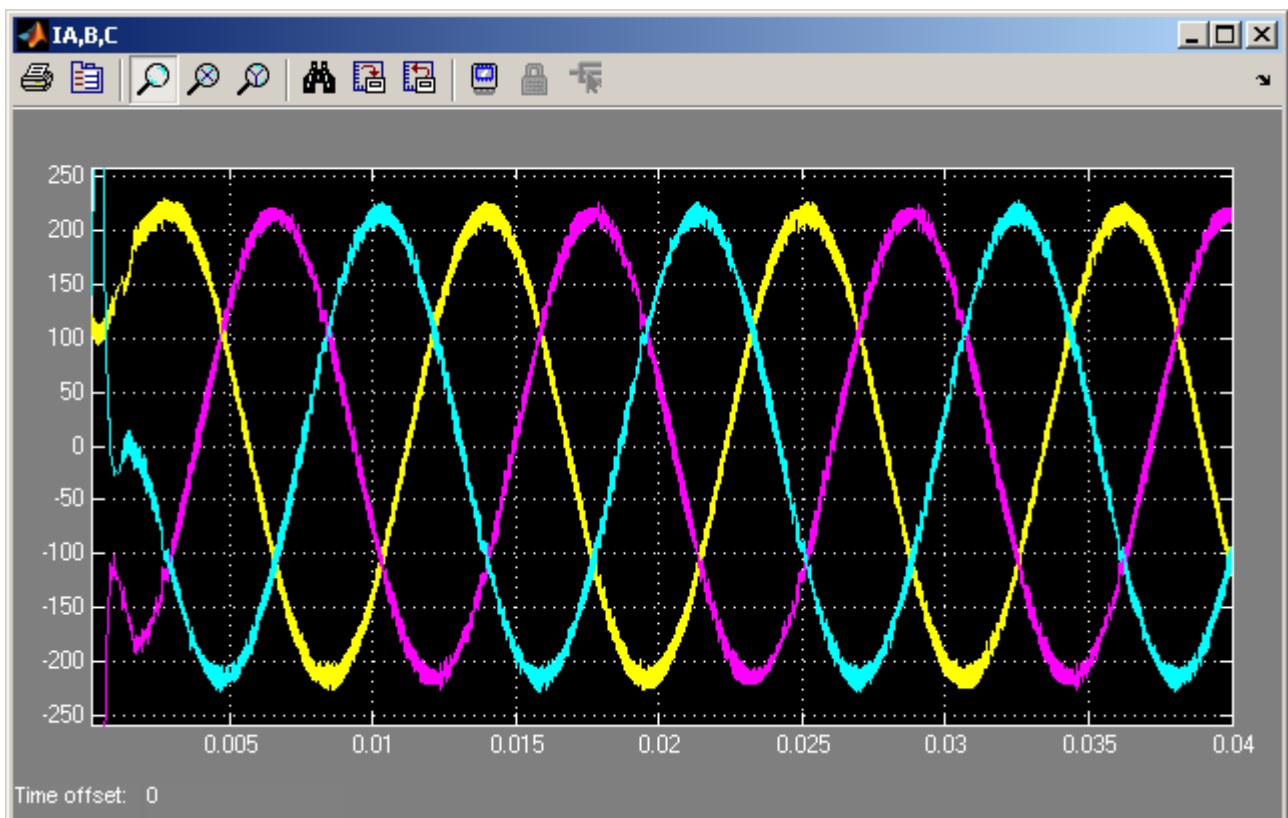


Grafico 5.24 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

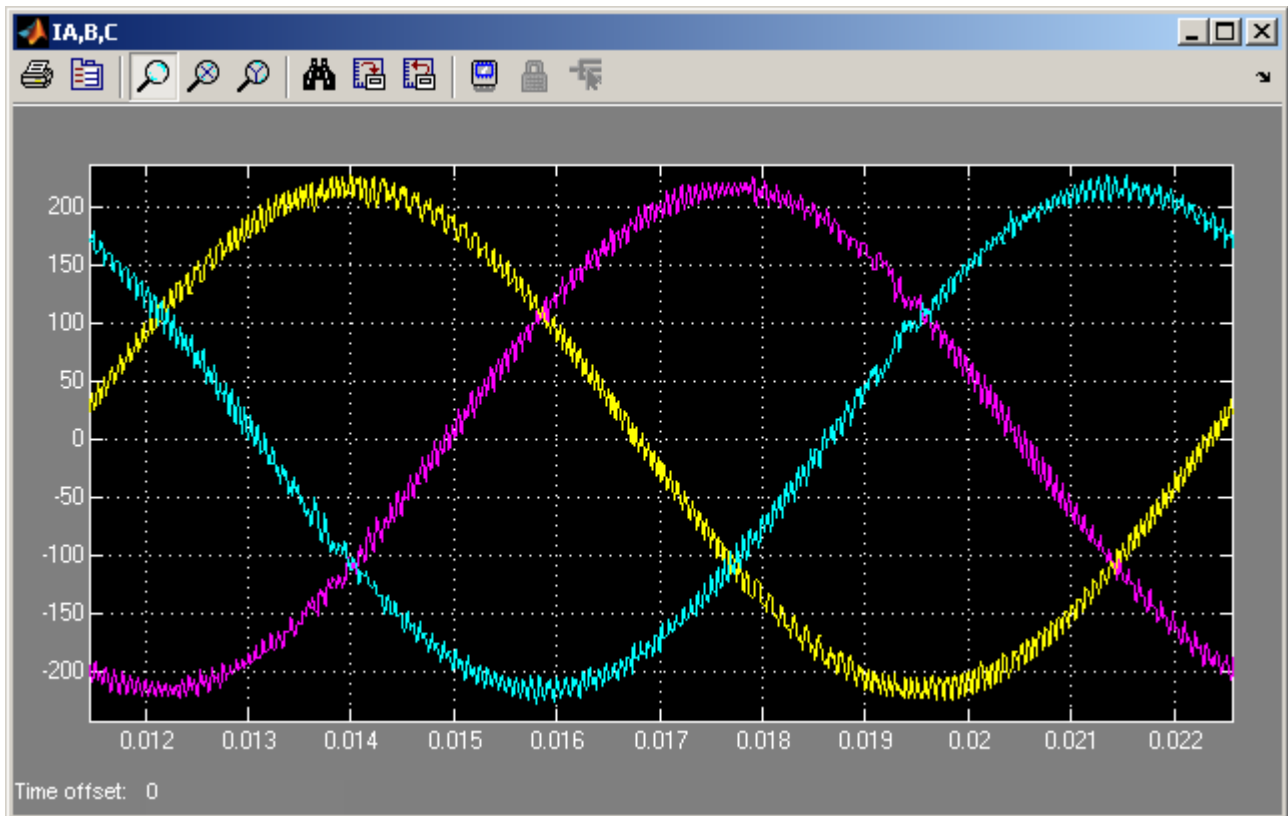


Grafico 5.25 Zoom Correnti di uscita del MC i_A, i_B, i_C

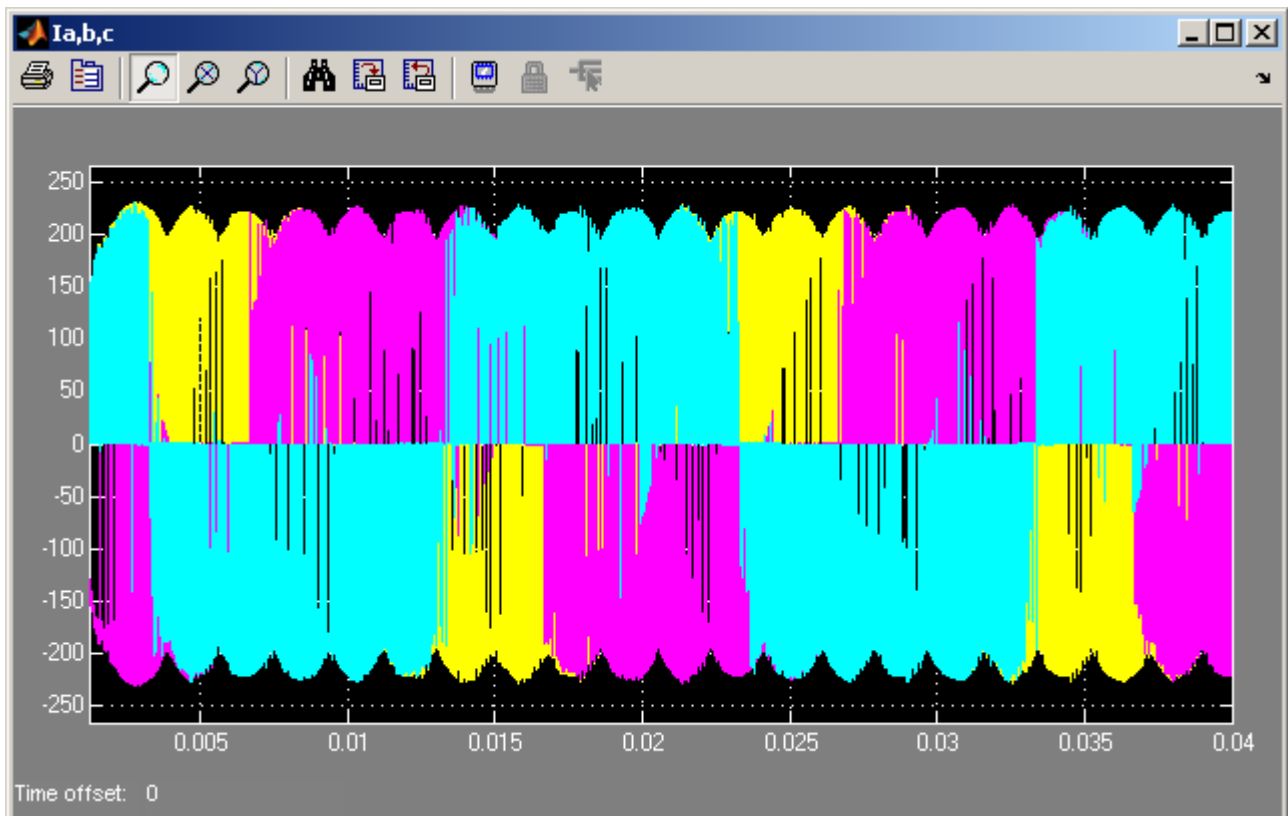


Grafico 5.26 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

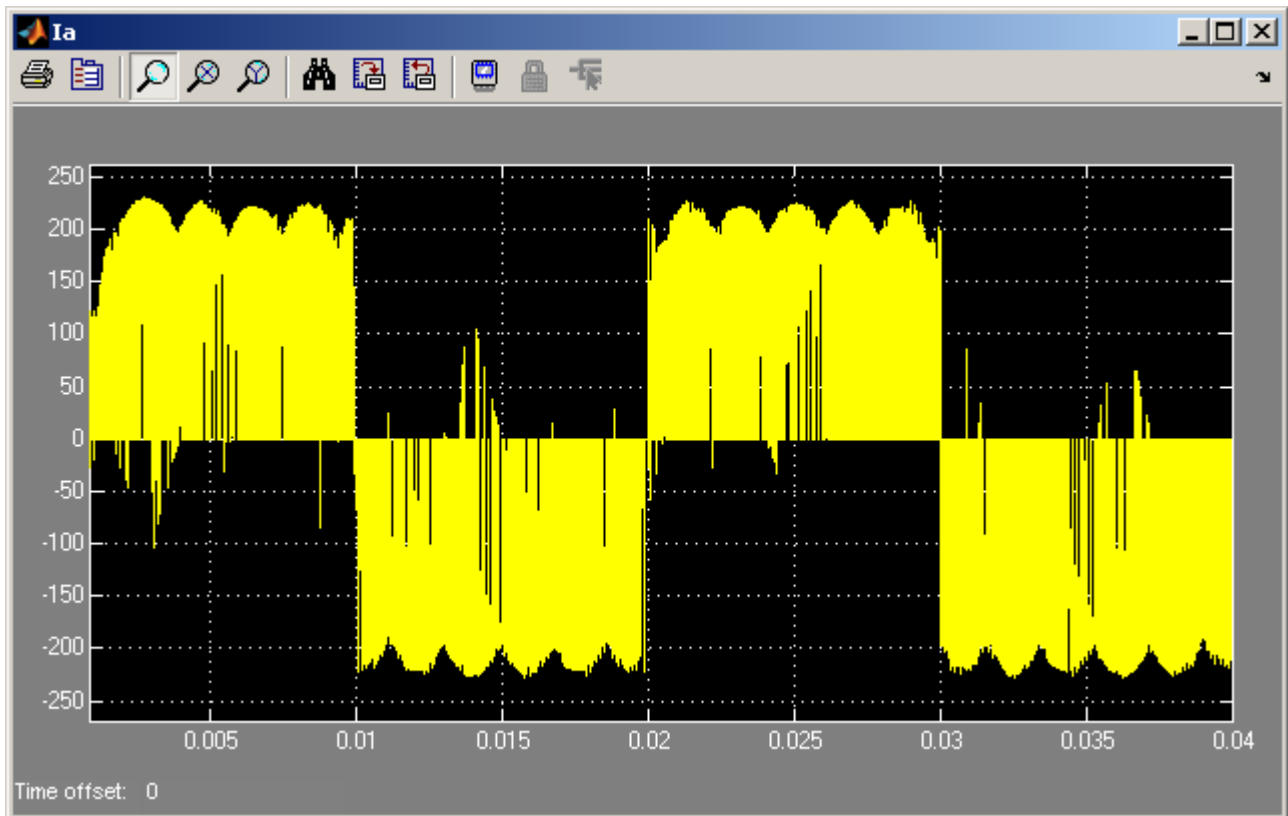


Grafico 5.27 Corrente di ingresso della fase a del MC i_a

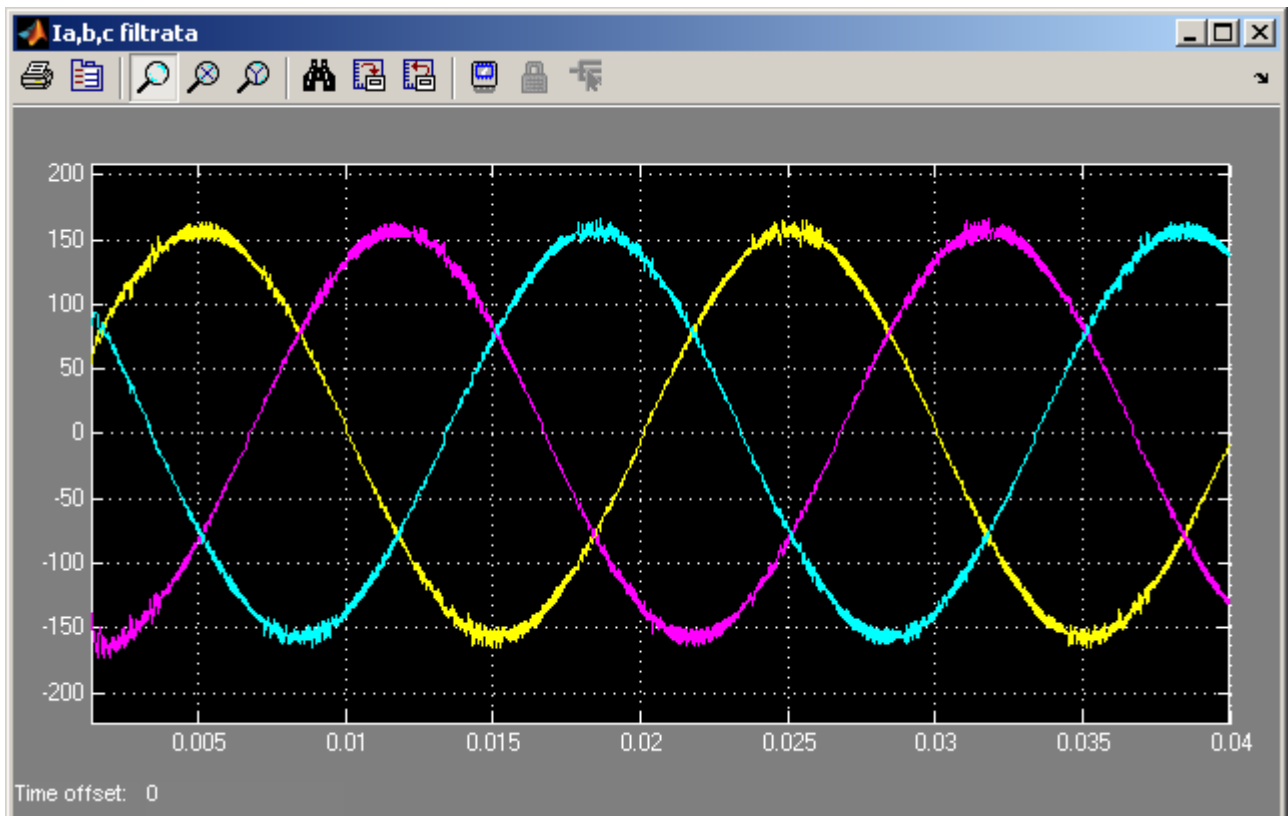


Grafico 5.28 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

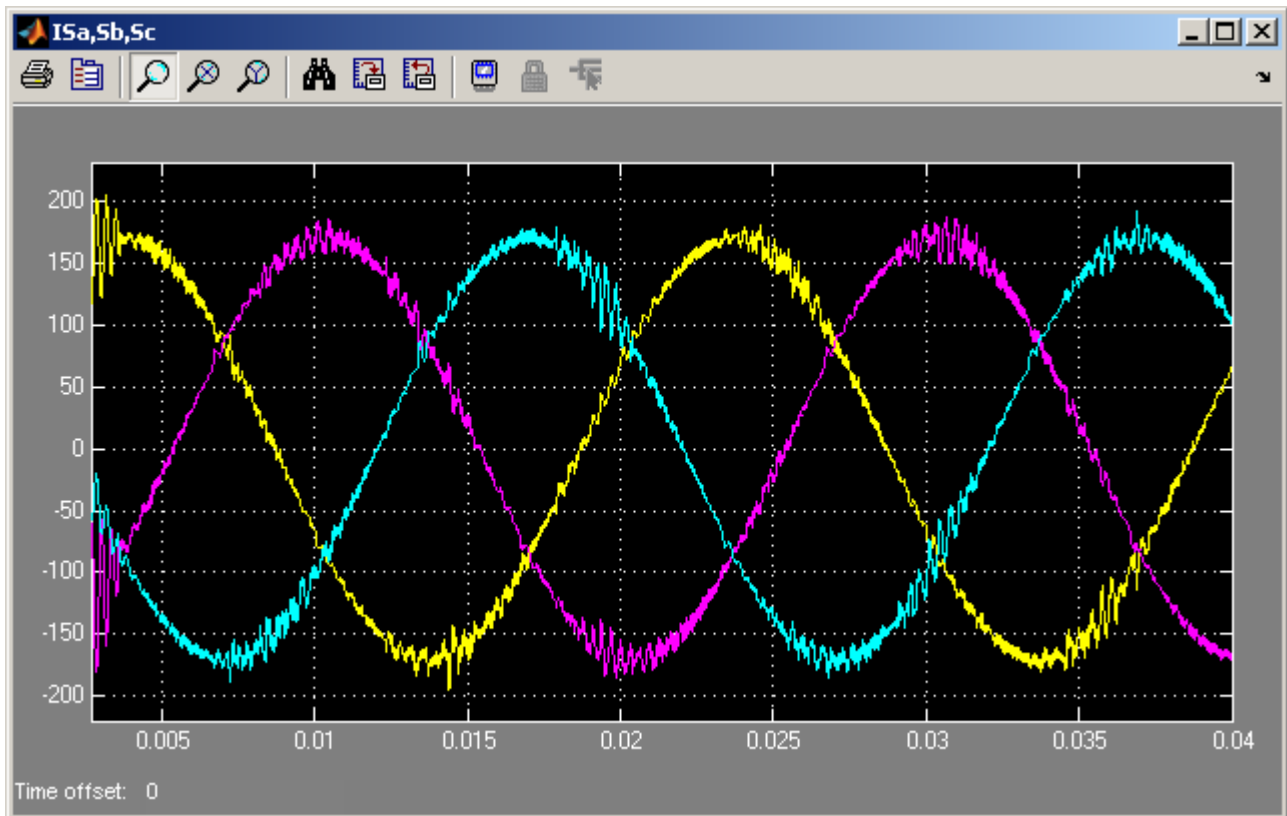


Grafico 5.29 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

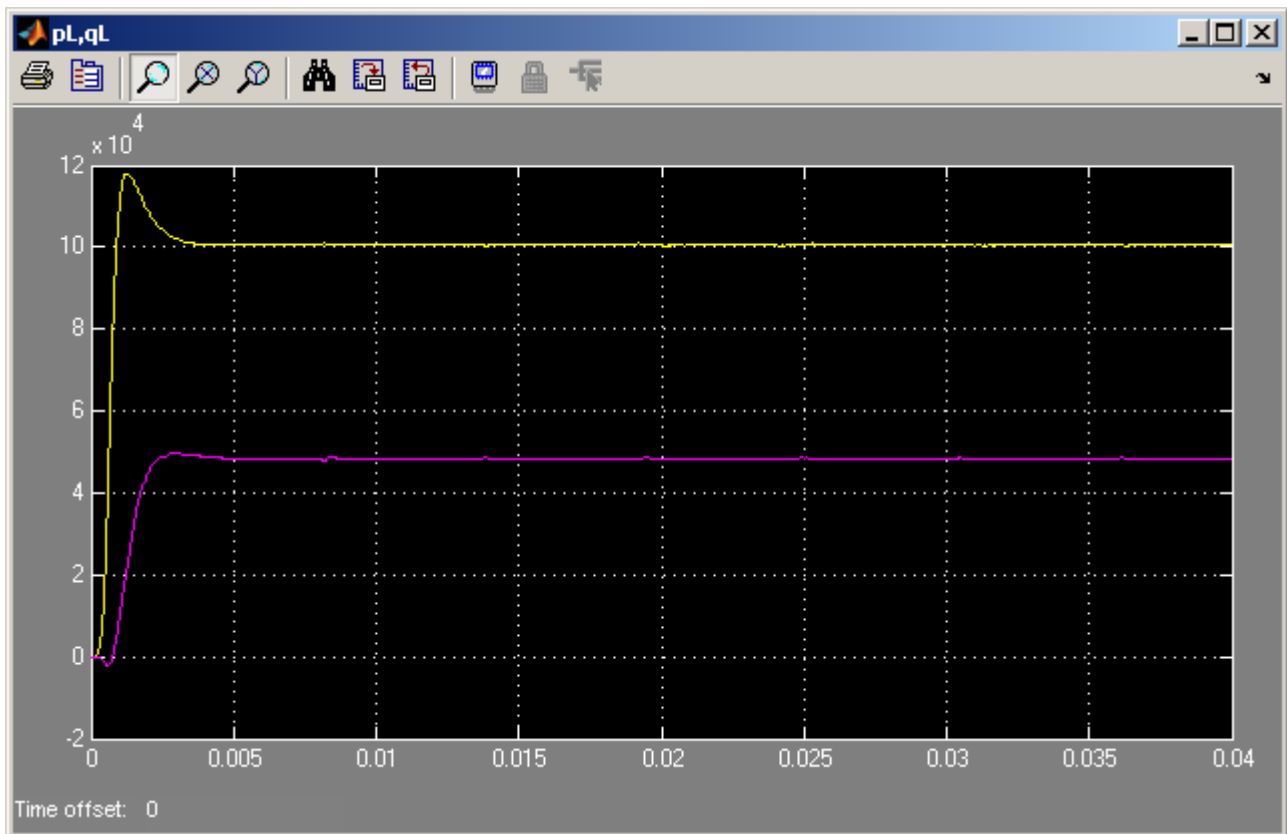


Grafico 5.30 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

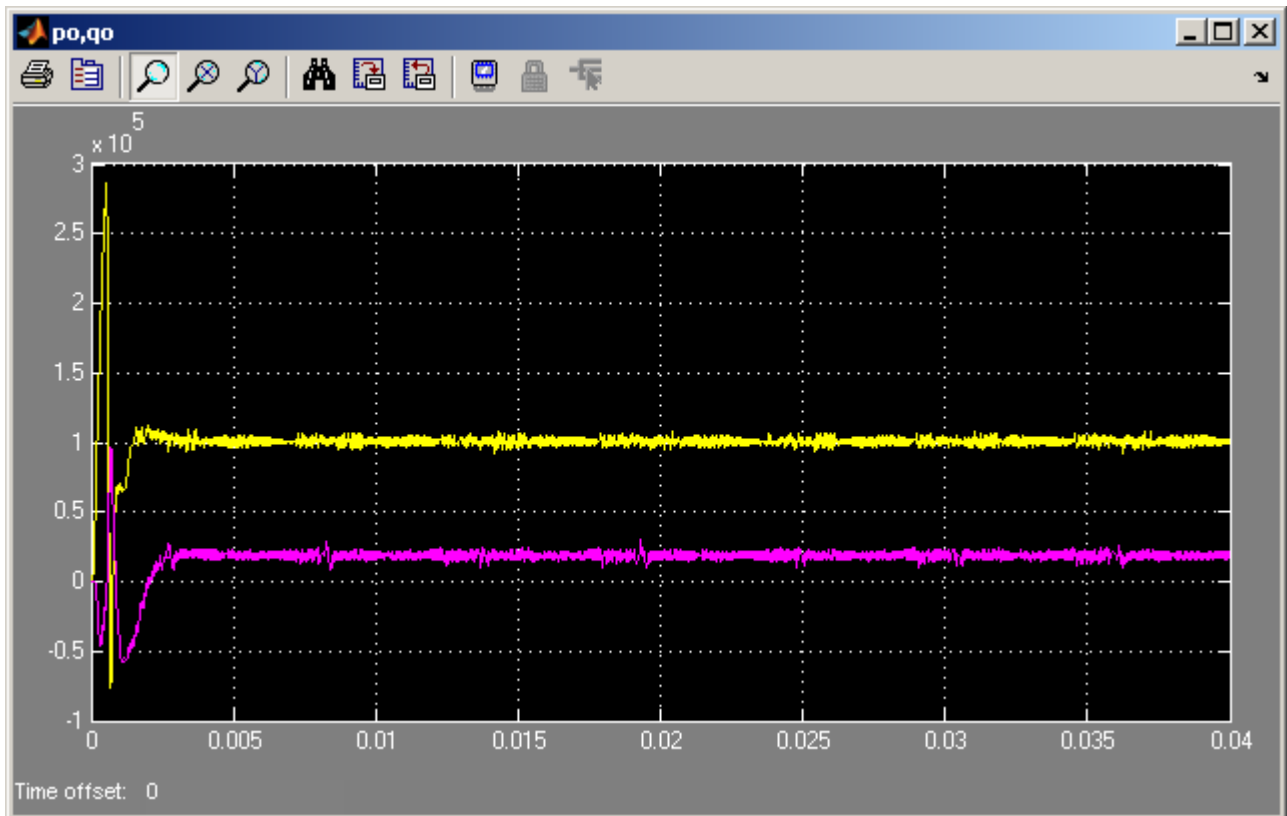


Grafico 5.31 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

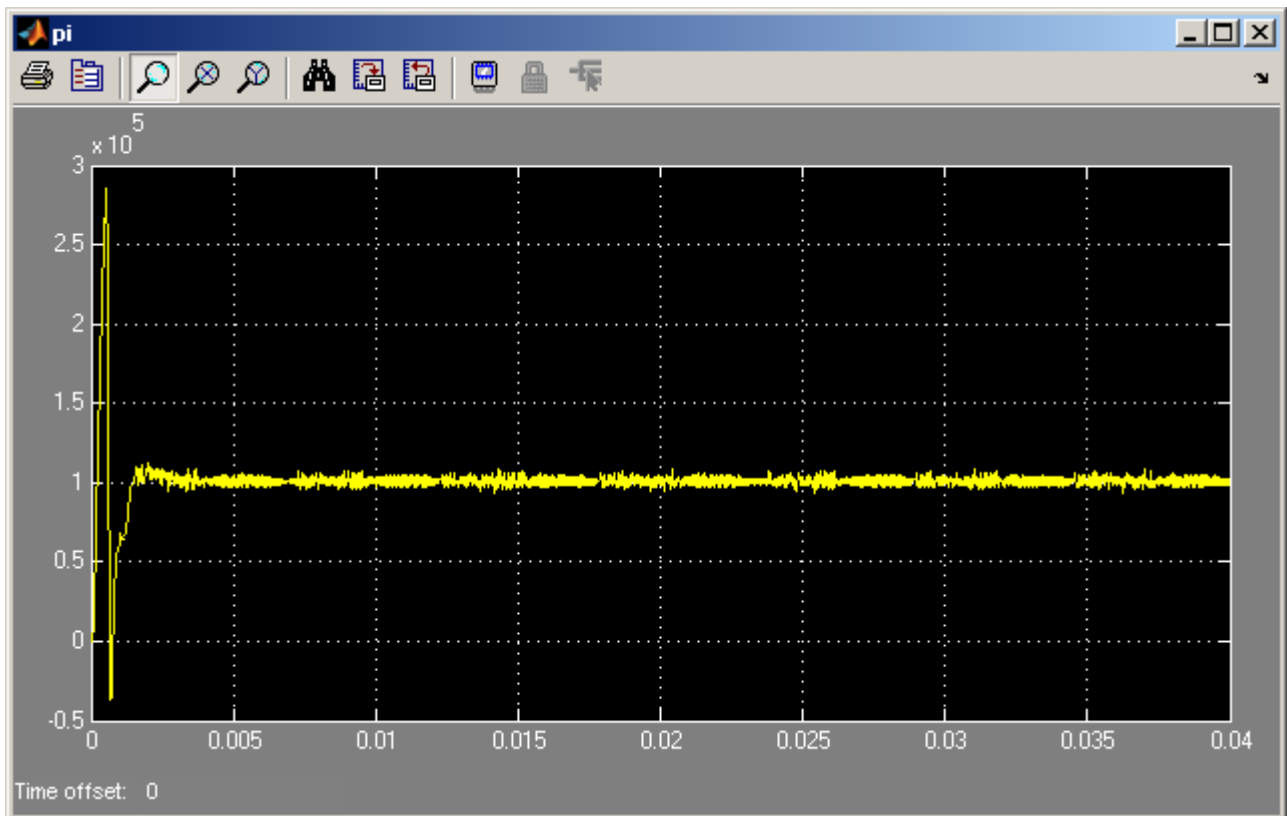


Grafico 5.32 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

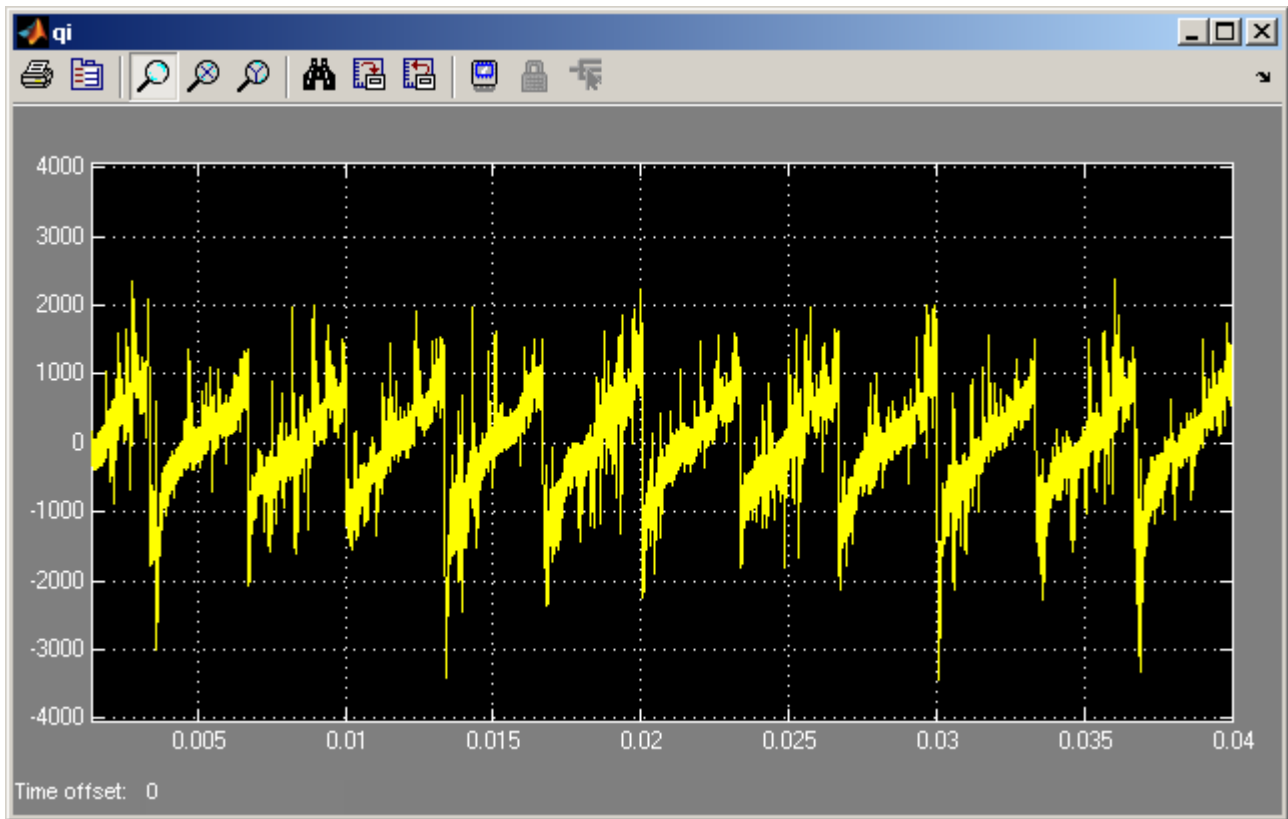


Grafico 5.33 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

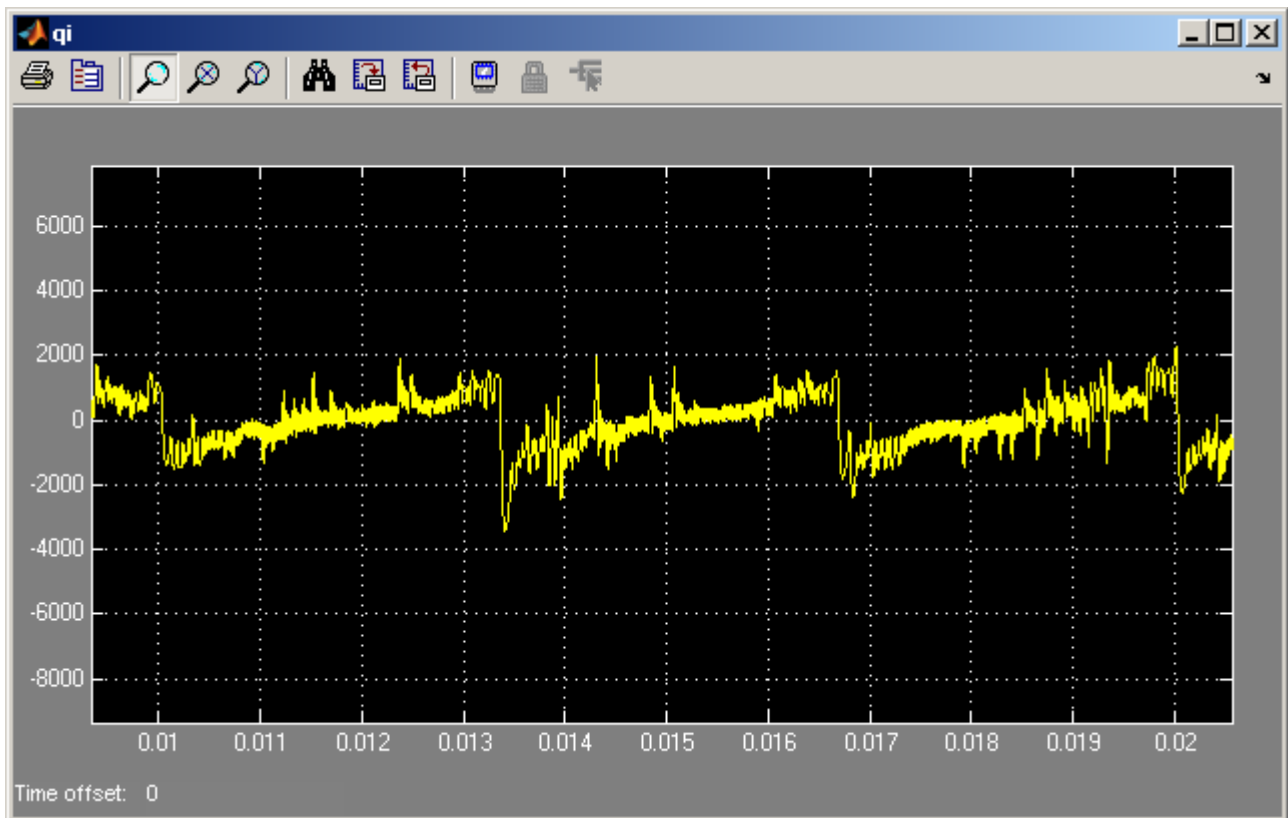


Grafico 5.34 Zoom Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

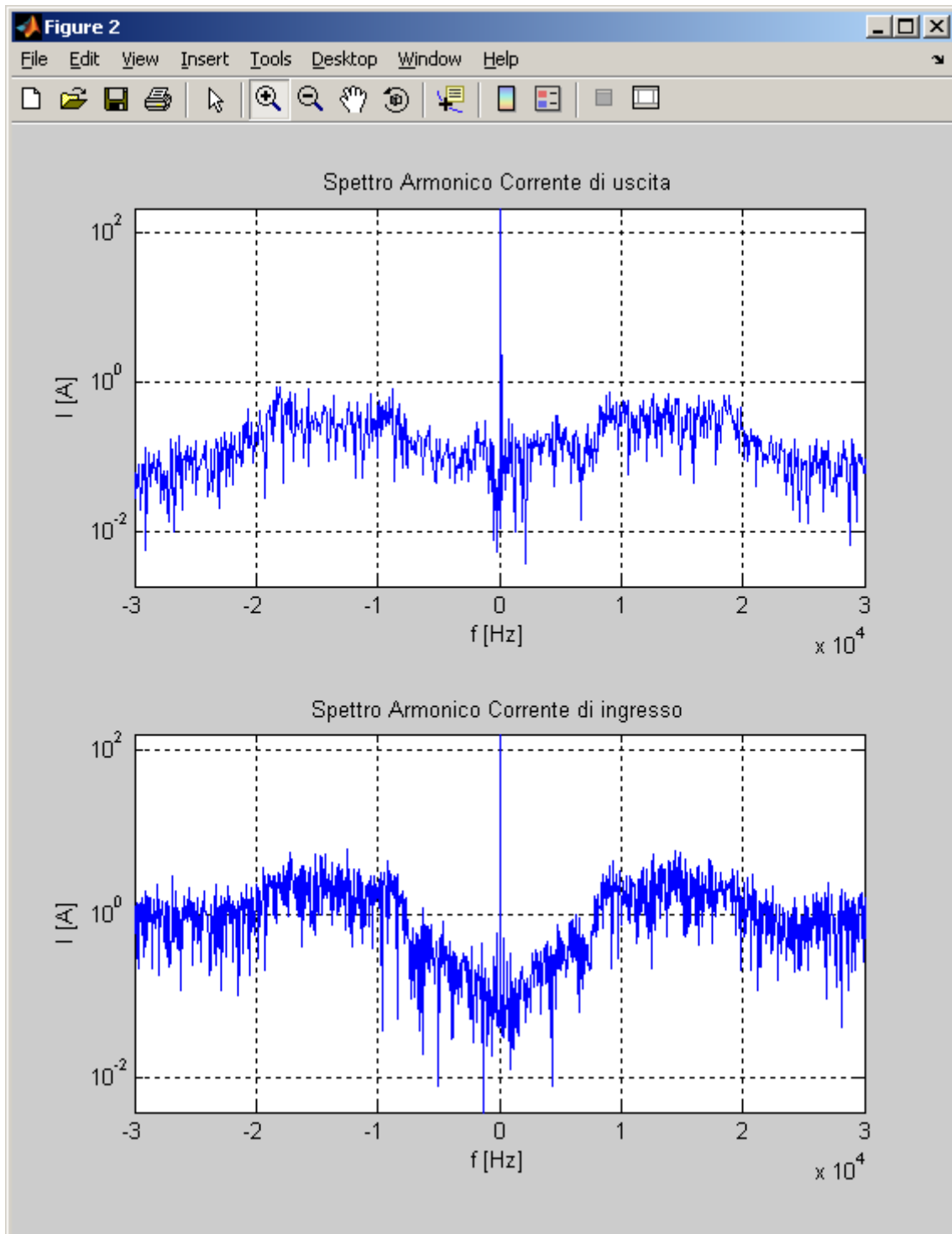


Grafico 5.35 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

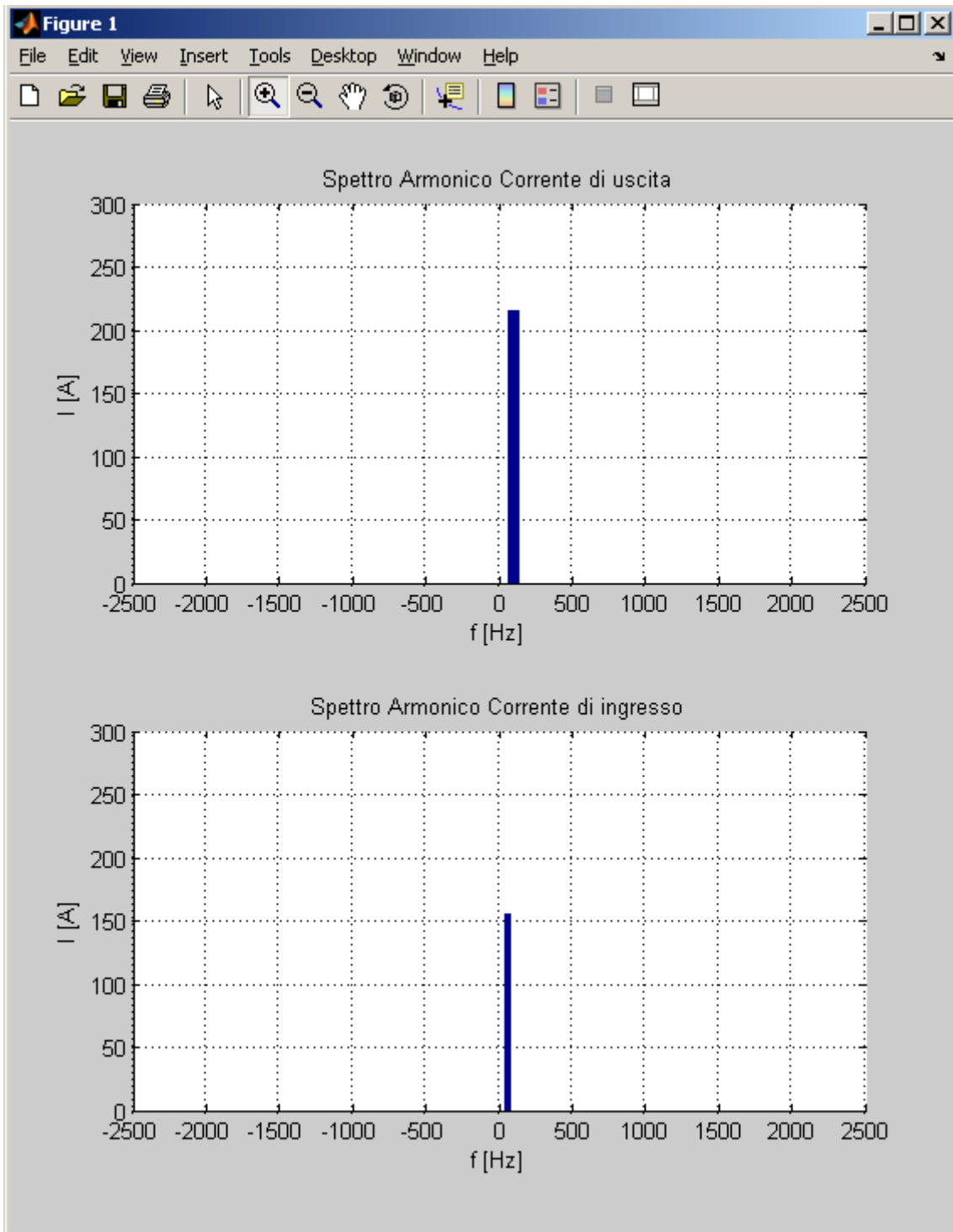


Grafico 5.36 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.3.3 Altre simulazioni con differenti frequenze di uscita e fattori di potenza di carico

Vengono di seguito riportate quattro simulazioni sempre in regime sinusoidale ma con due differenti valori della frequenza di uscita e diversi valori del fattore di potenza del carico e, in particolare, l'ultima di queste quattro è a frequenza variabile tipica di un azionamento.

In tutte le simulazioni vengono riportate le solite grandezze elettriche, a partire dalle tensioni di ingresso del Matrix Converter $v_{a,b,c}$, le tensioni sul carico $v_{LA,LB,LC}$, le correnti assorbite dal carico stesso $i_{LA,LB,LC}$, le correnti di uscita dal Matrix Converter $i_{A,B,C}$, quelle reali di ingresso $i_{a,b,c}$ e quelle filtrate a livello di segnale, le correnti di rete $i_{Sa,Sb,Sc}$, tutte le varie potenze attive ed immaginarie istantanee, assorbite dal carico, in uscita e in ingresso al Matrix Converter, rispettivamente, p_L , q_L , p_o , q_o , p_i e q_i . Infine gli spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di ingresso e di uscita del Matrix Converter.

Come si vede da tutti i grafici riportati, il sistema presenta un buon funzionamento alle diverse frequenze e ai diversi fattori di potenza del carico.

Si può notare che, se il carico è induttivo, diminuendone il fattore di potenza le prestazioni del sistema a parità di tutti gli altri parametri tendono a degradare leggermente. Questo è dovuto al fatto che la componente reattiva induttiva di potenza assorbita dal carico da luogo a maggiori cadute di tensione sulle induttanze di uscita L_o in fase con la tensione sul carico e quindi la tensione richiesta dal fittizio D.C. link aumenta al fine di mantenere sul carico la stessa tensione. Invece se il carico è capacitivo, il sistema, al contrario, tende a migliorare, poiché la componente di reattivo capacitiva da luogo sulle induttanze di uscita L_o a cadute di tensione che sono in controfase con la tensione sul carico e quindi la tensione richiesta al fittizio D.C. link è minore. In ogni caso, per migliorare le prestazioni si dovrebbe diminuire il rapporto di trasferimento di tensione q , che in queste simulazioni è stato fissato a 0,72. Il limite massimo teorico di questo rapporto sarebbe di 0,86 ma in questo modo il sistema non darebbe dei risultati molto buoni, a meno di non essere in condizioni di alti fattori di potenza di uscita e comunque in regime sinusoidale. Infatti al di fuori del regime sinusoidale quel rapporto non varrebbe più e comunque anche nello stesso regime sinusoidale diminuendo il valore di tale rapporto il sistema migliora. L'unico inconveniente è che non può essere ridotto eccessivamente a causa del fatto che, generalmente un impianto presenta una certa tensione disponibile in ingresso, e in uscita si vuole variare la tensione sia in frequenza che in ampiezza e quest'ultima da valori bassi fino al valore che di solito è quello di un tipico impianto di bassa tensione, il quale però, solitamente è quello disponibile in ingresso. Quindi in uscita la tensione sarebbe tanto minore quanto lo è il rapporto di trasferimento.

Una possibile soluzione a questo inconveniente sarebbe quella di avere a disposizione un impianto in media tensione in modo tale da poter utilizzare, entro certi limiti, il Matrix Converter anche per poter abbassare la tensione stessa ai valori di bassa tensione e nel contempo poter funzionare con una tensione di ingresso molto più elevata.

$$1) f_o = 90 \text{ Hz } P_L = 100 \text{ kW } Q_L = 100 \text{ kVA } \cos\varphi = 0,707R$$

In questo caso la frequenza di uscita del sistema è pari a 90 Hz, il carico assorbe una potenza attiva di circa 100 kW con fattore di potenza 0,707 in ritardo.

Come già accennato il sistema funziona discretamente bene anche se le varie potenze presentano dei disturbi maggiori rispetto ai casi precedenti in cui il fattore di potenza del carico è più alto, poiché la tensione richiesta al D.C. link è, in questo caso, maggiore.

<i>Indice armonico di I_o</i>	<i>Frequenza [Hz]</i>	<i>Ampiezza [A]</i>
+1	90	250,1
<i>Indice armonico di I_i</i>	<i>Frequenza [Hz]</i>	<i>Ampiezza [A]</i>
+1	50	156,4

Tabella 5.4 Contenuto armonico dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC

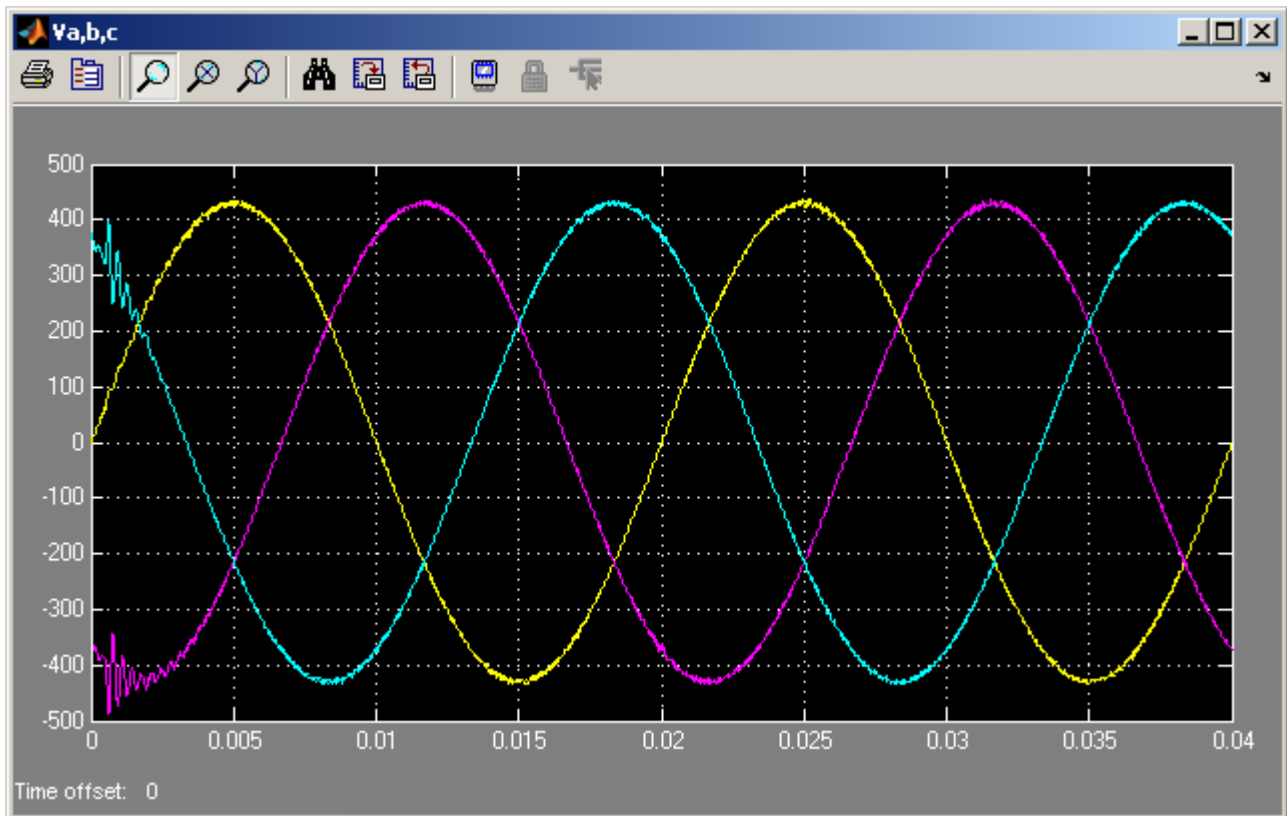


Grafico 5.37 Tensioni di ingresso del MC v_a , v_b , v_c

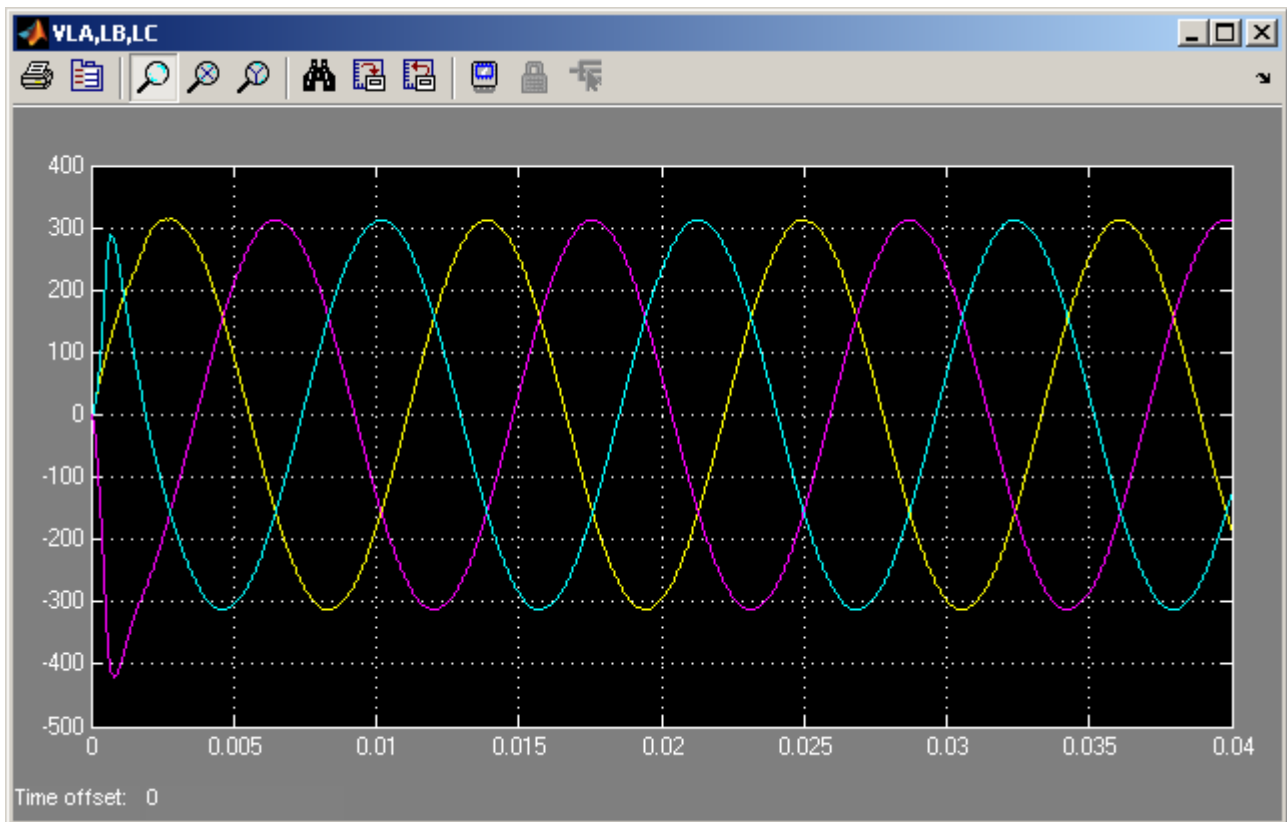


Grafico 5.38 Tensioni sul carico v_{LA} , v_{LB} , v_{LC}

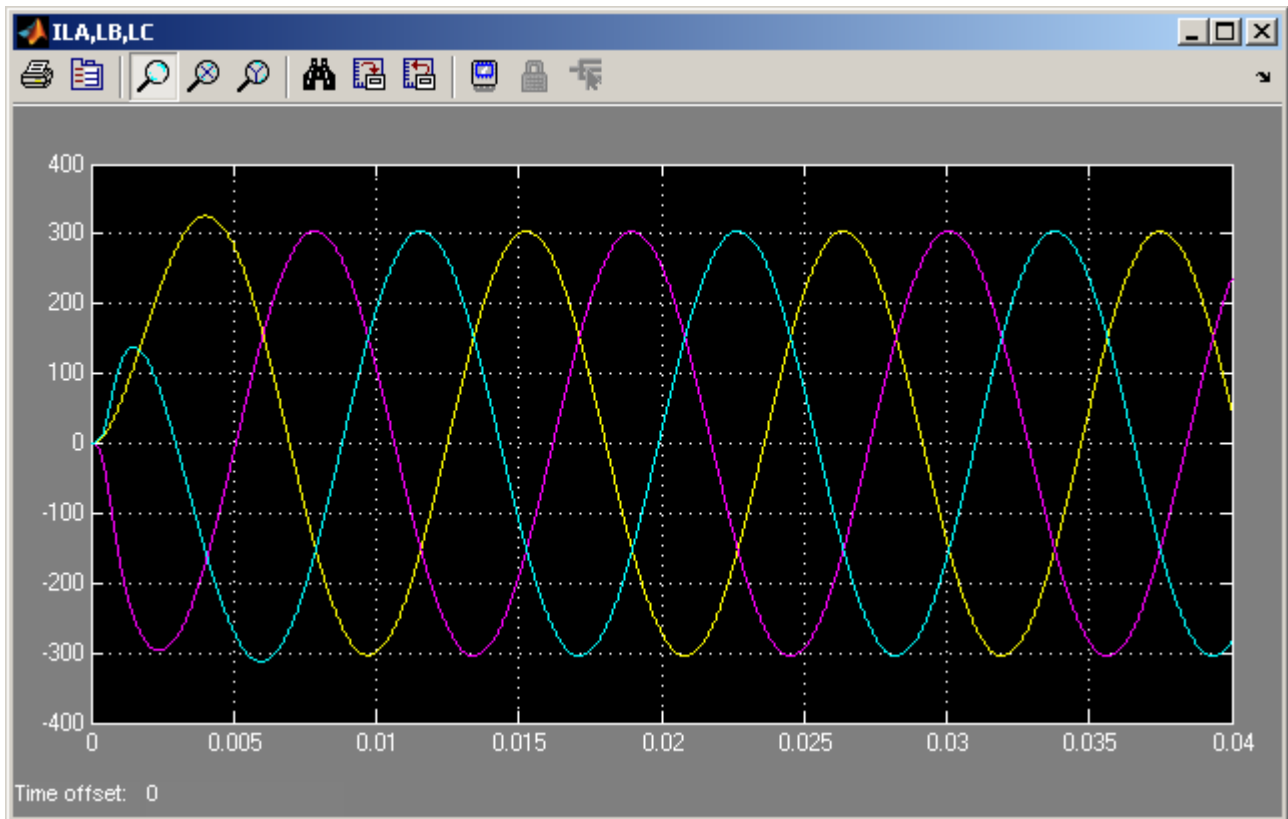


Grafico 5.39 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

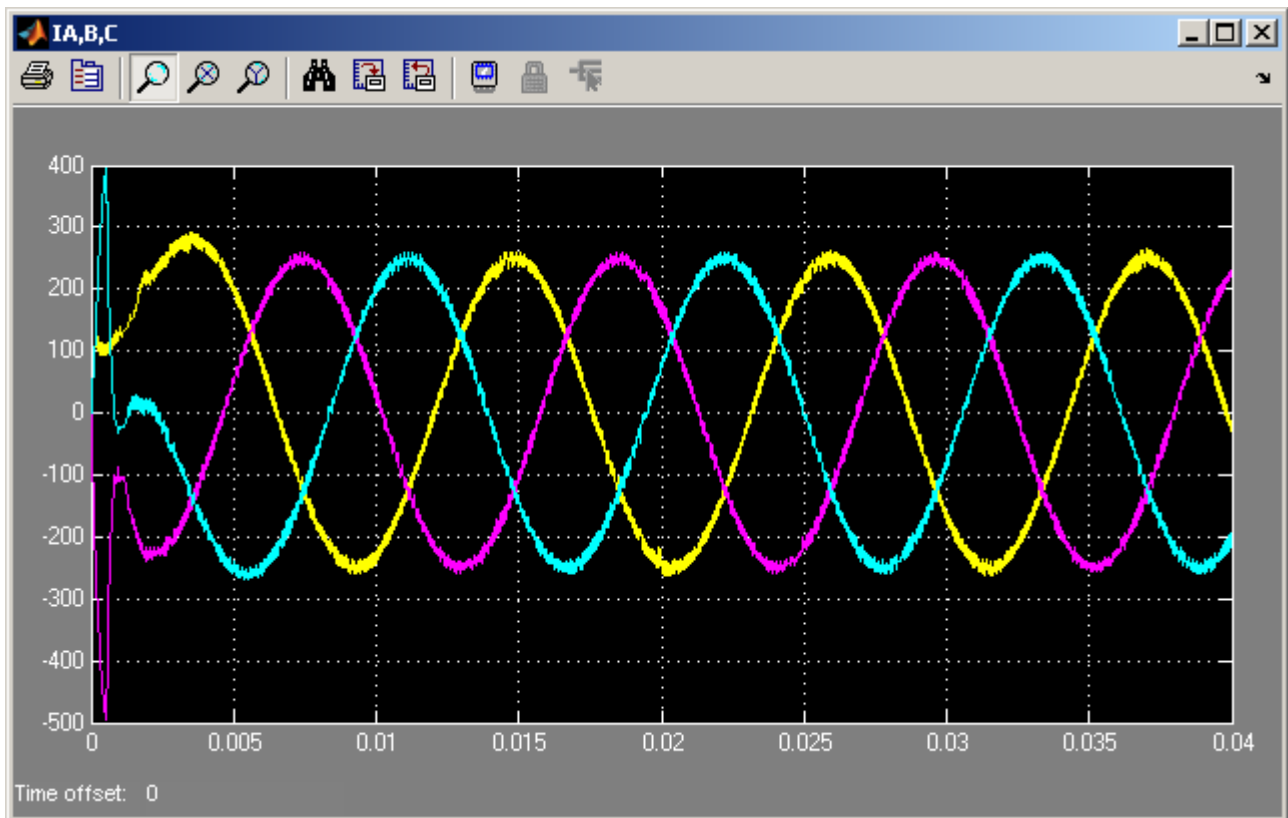


Grafico 5.40 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

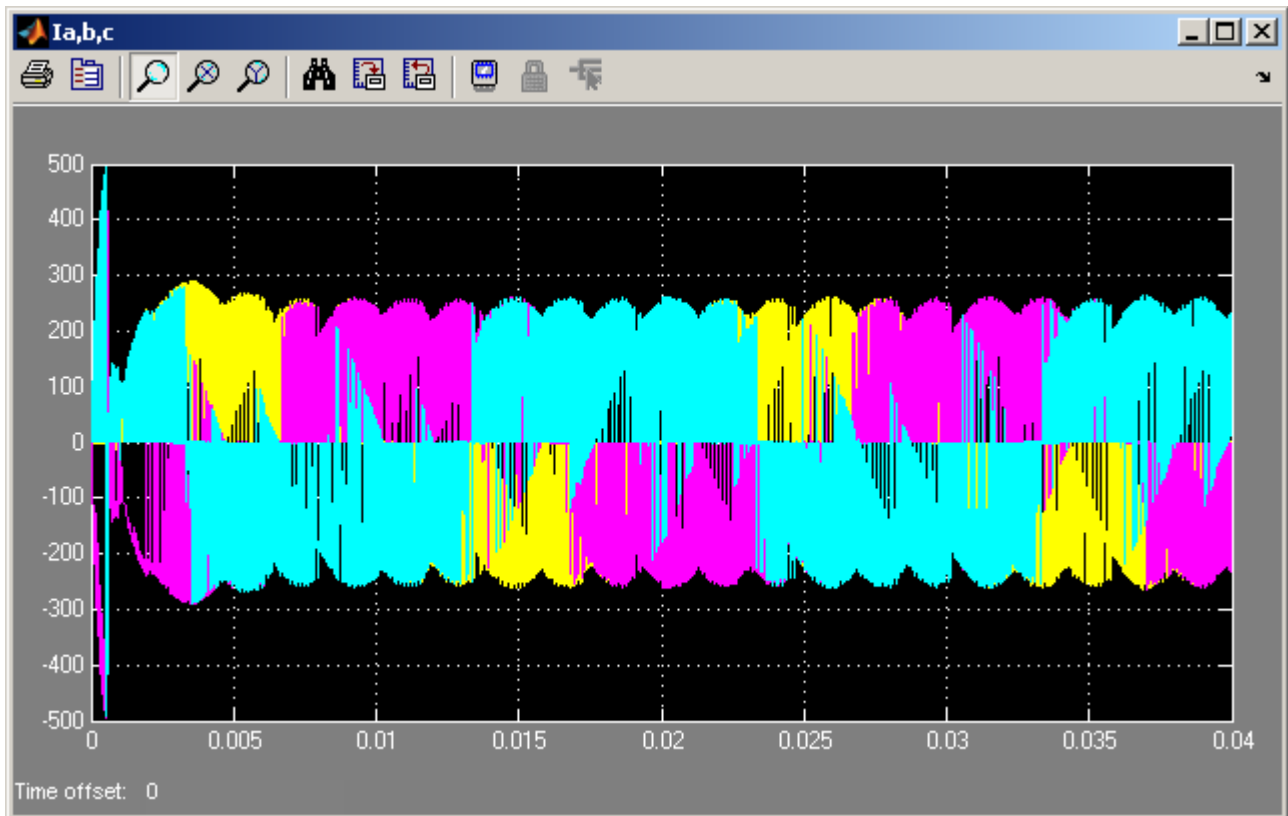


Grafico 5.41 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

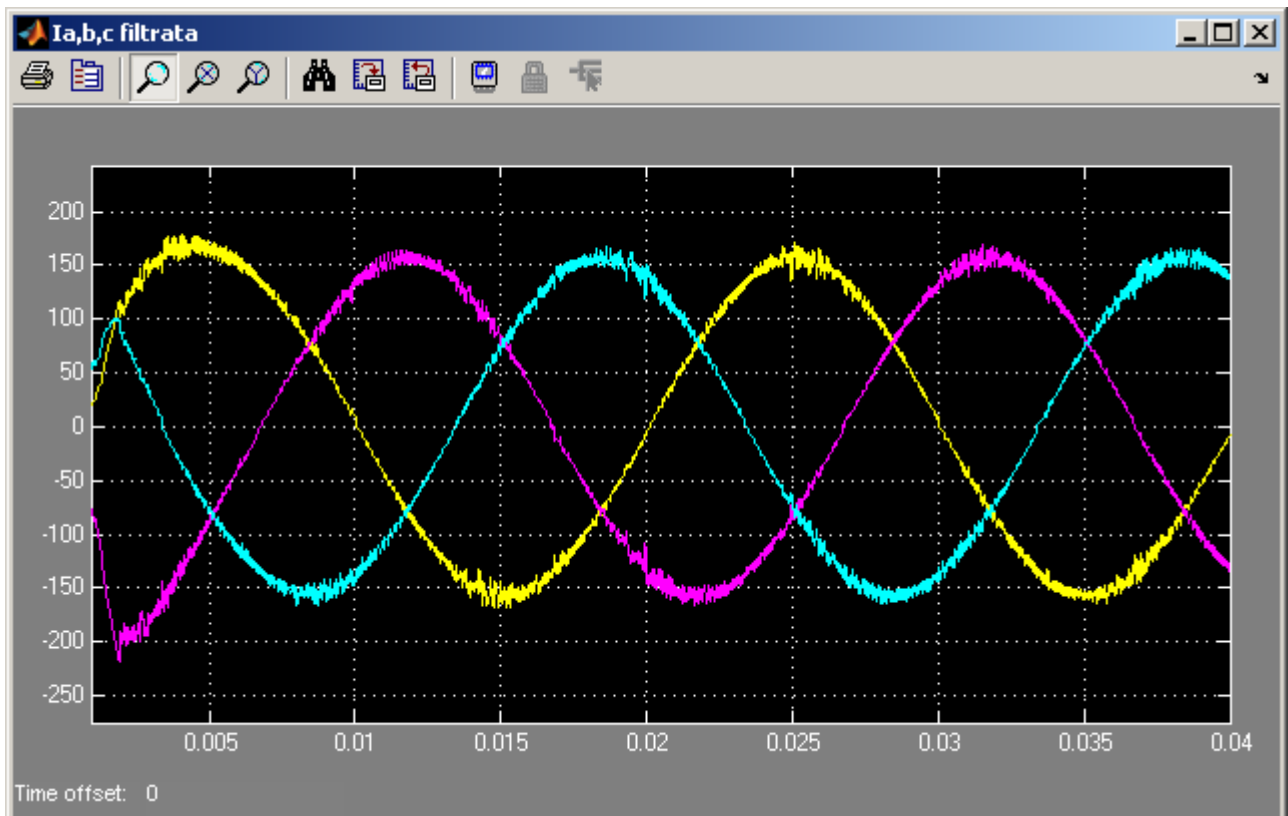


Grafico 5.42 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

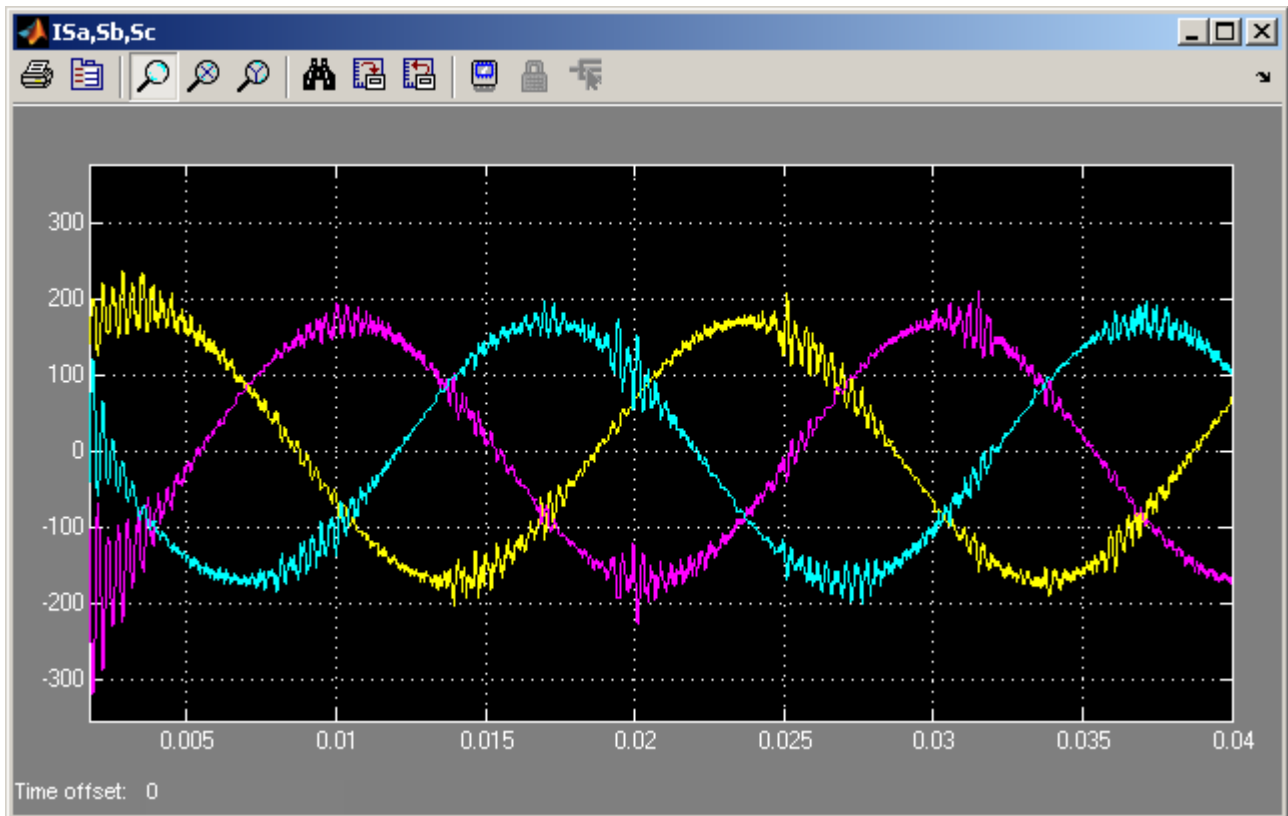


Grafico 5.43 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

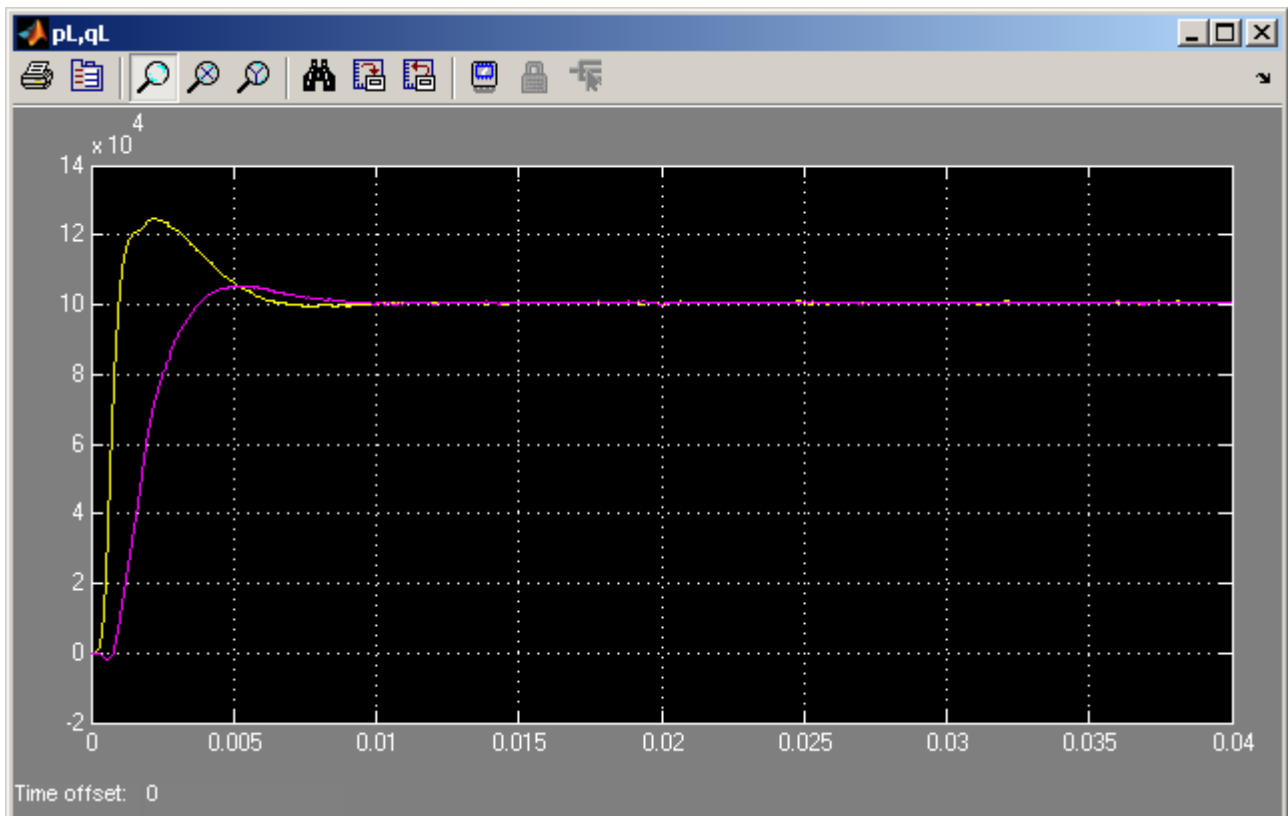


Grafico 5.44 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

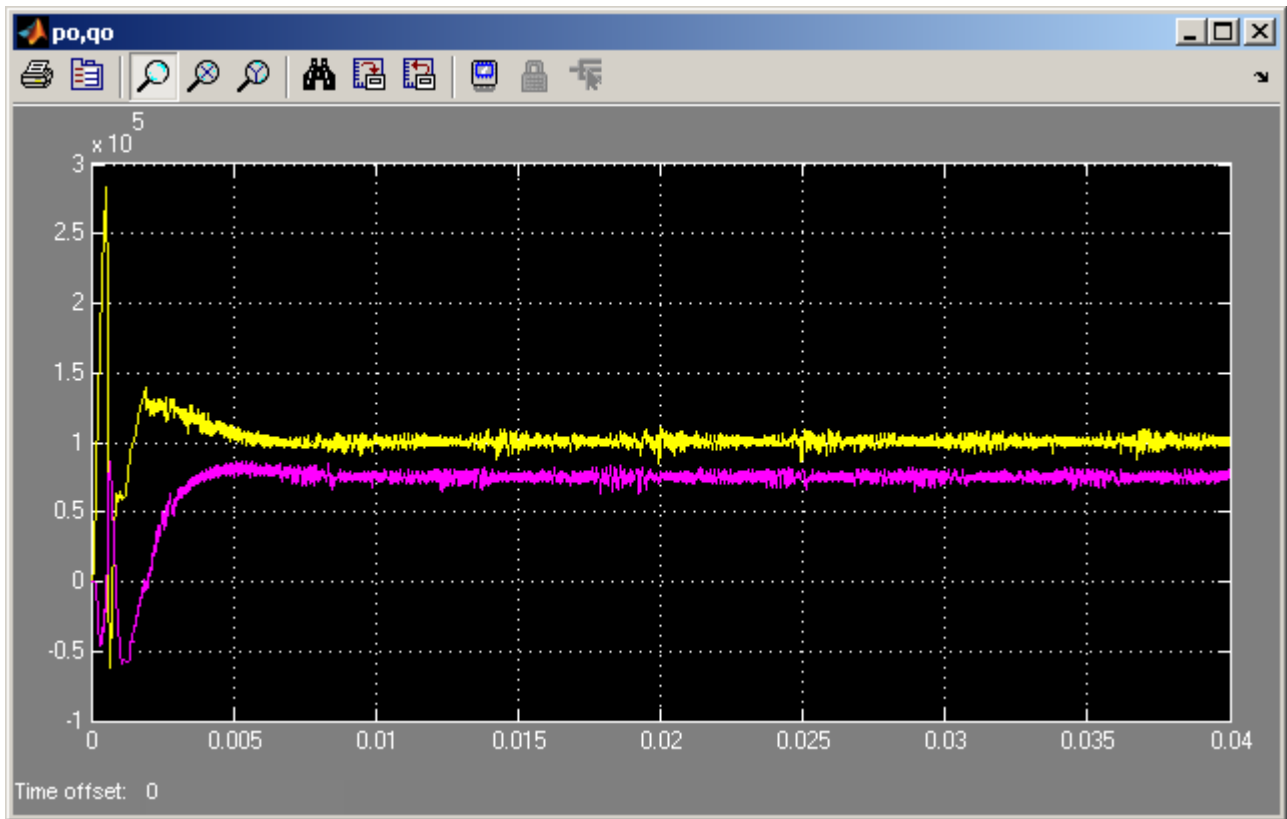


Grafico 5.45 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

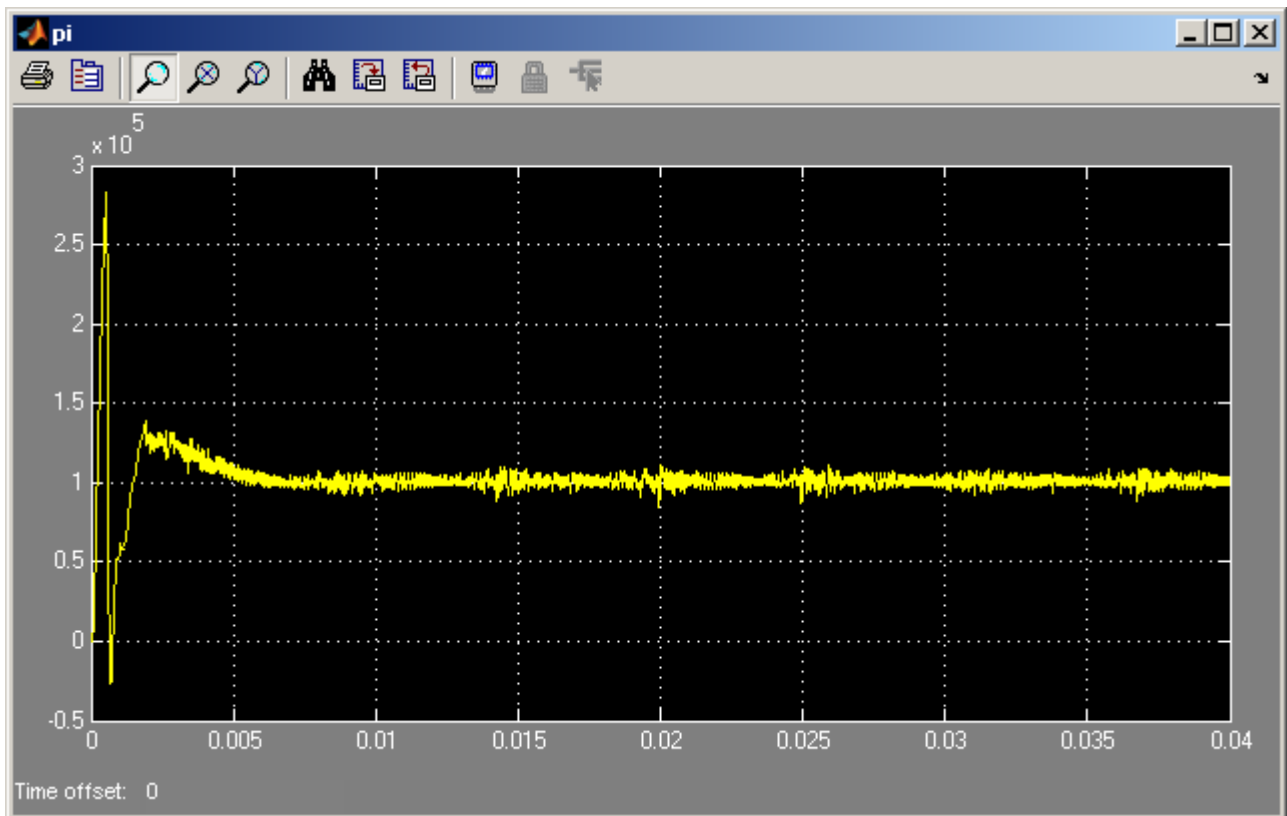


Grafico 5.46 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

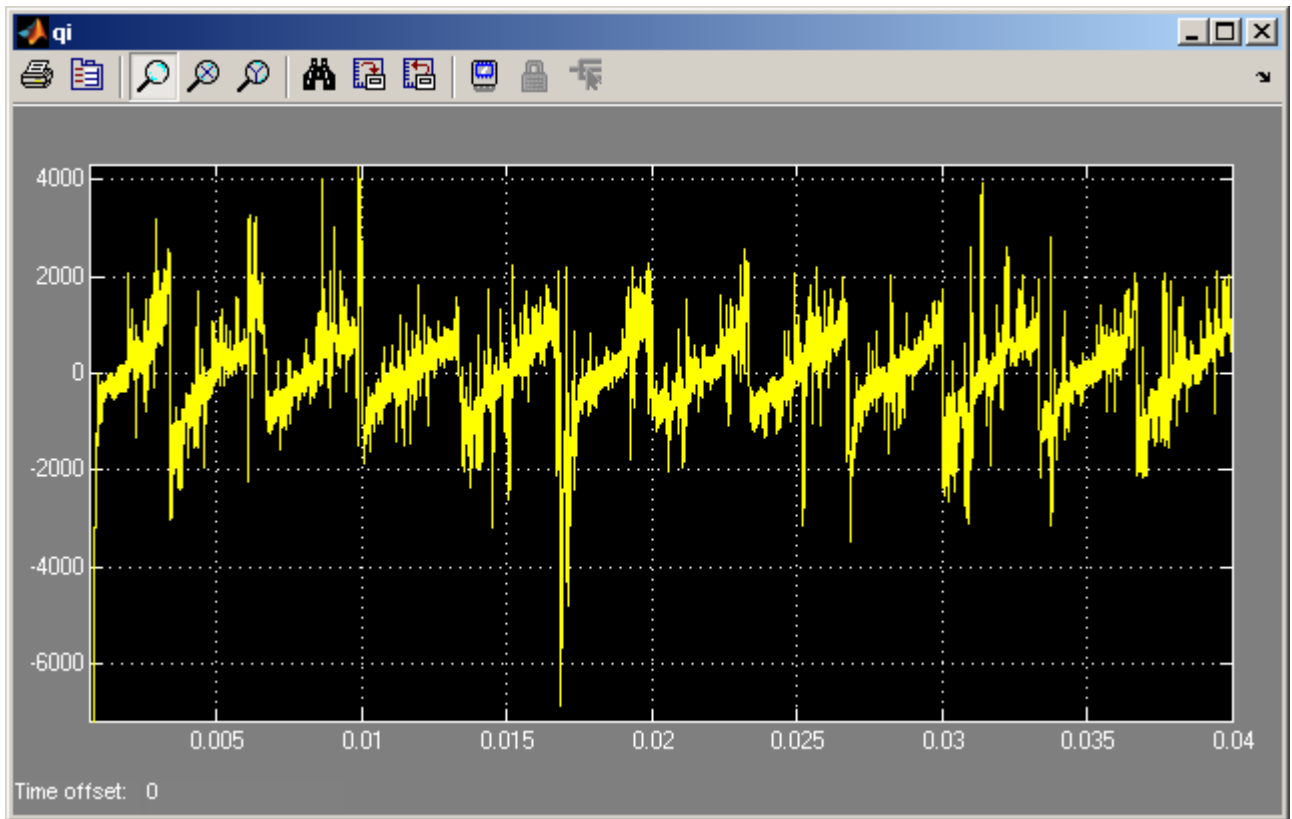


Grafico 5.47 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

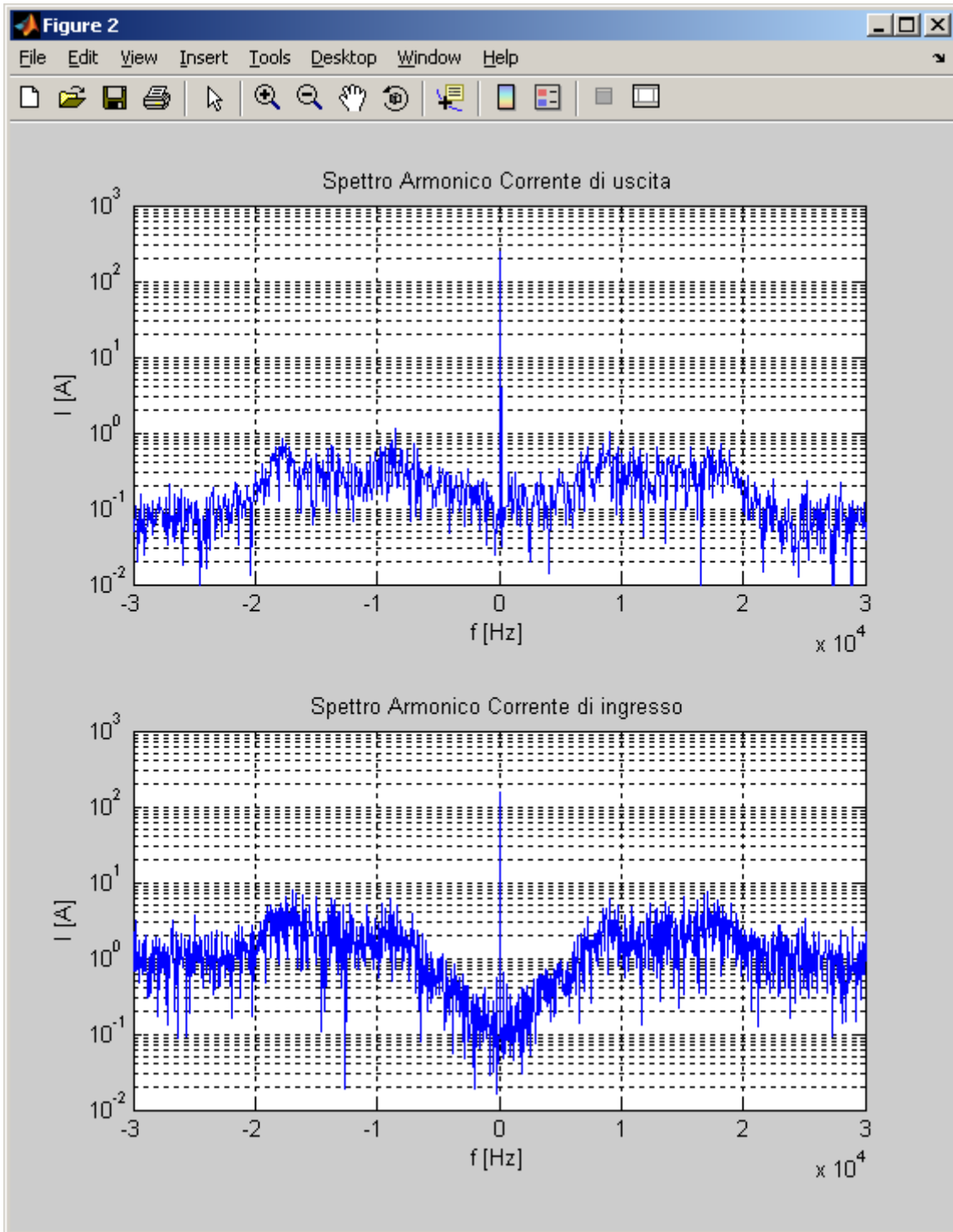


Grafico 5.48 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

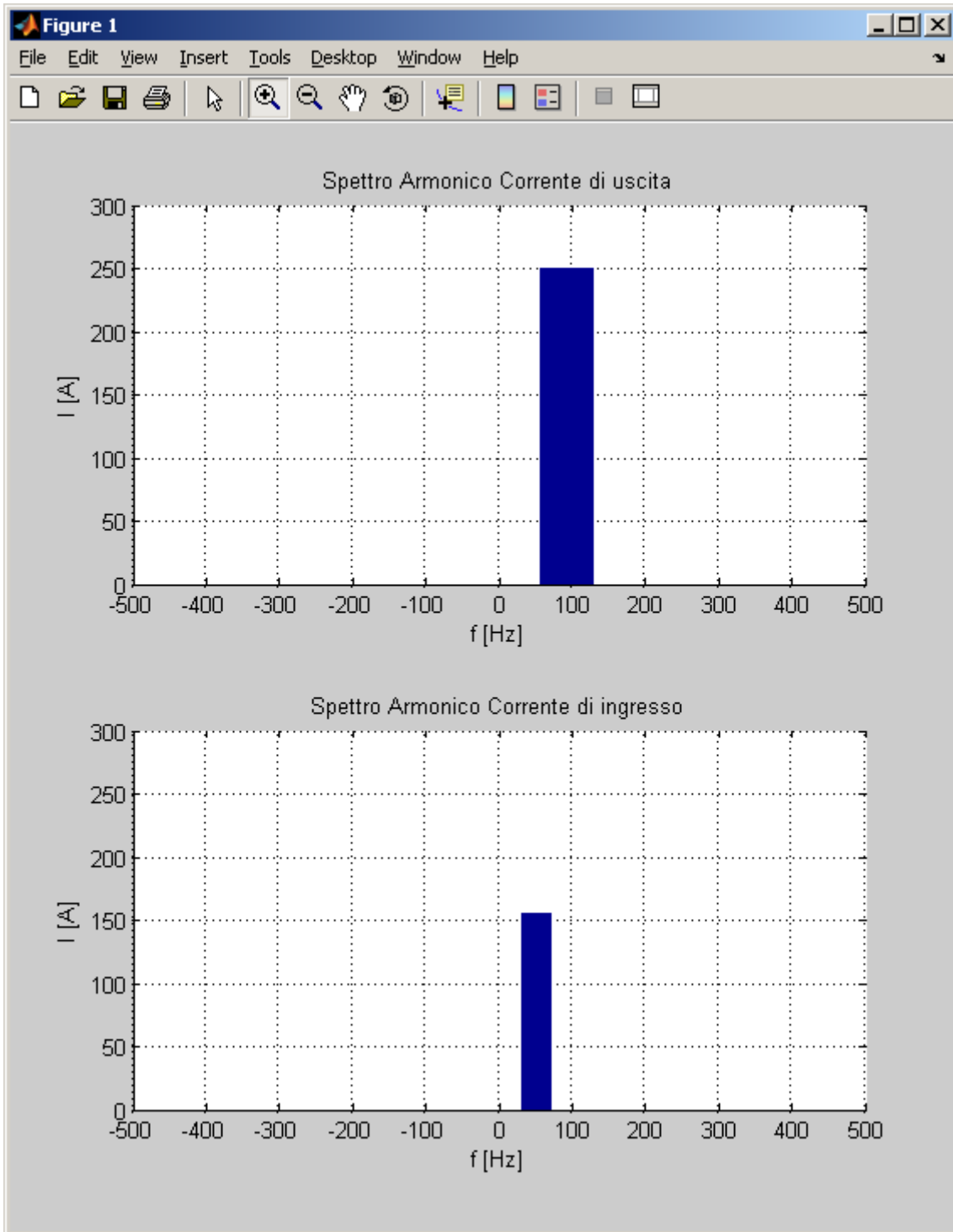


Grafico 5.49 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

$$2) f_o = 90 \text{ Hz } P_L = 100 \text{ kW } Q_L = -48 \text{ kVA } \cos\varphi = 0,9A$$

Anche in questo caso la frequenza di uscita del sistema è pari a 90 Hz, ma il carico assorbe una potenza attiva di circa 100 kW con fattore di potenza 0,9 in anticipo, quindi il carico è di tipo capacitivo.

In questo caso, anche se, da come si può notare dalla sottostante Tab. 5.5, la corrente assorbita in uscita dal Matrix Converter è maggiore rispetto a tutti i casi precedenti, il sistema risponde con prestazioni migliori, poiché la componente di corrente reattiva capacitiva produce, come già detto, una caduta di tensione sulle induttanze di uscita in controfase rispetto alla tensione sul carico, per cui, complessivamente la tensione richiesta al fittizio D.C. link è minore.

Infine gli spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di ingresso e di uscita del Matrix Converter confermano ancora una volta che le correnti di ingresso presentano alle basse frequenze la sola componente fondamentale di sequenza diretta.

<i>Indice armonico di I_o</i>	<i>Frequenza [Hz]</i>	<i>Ampiezza [A]</i>
+1	90	287,8
<i>Indice armonico di I_i</i>	<i>Frequenza [Hz]</i>	<i>Ampiezza [A]</i>
+1	50	156,4

Tabella 5.5 Contenuto armonico dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC

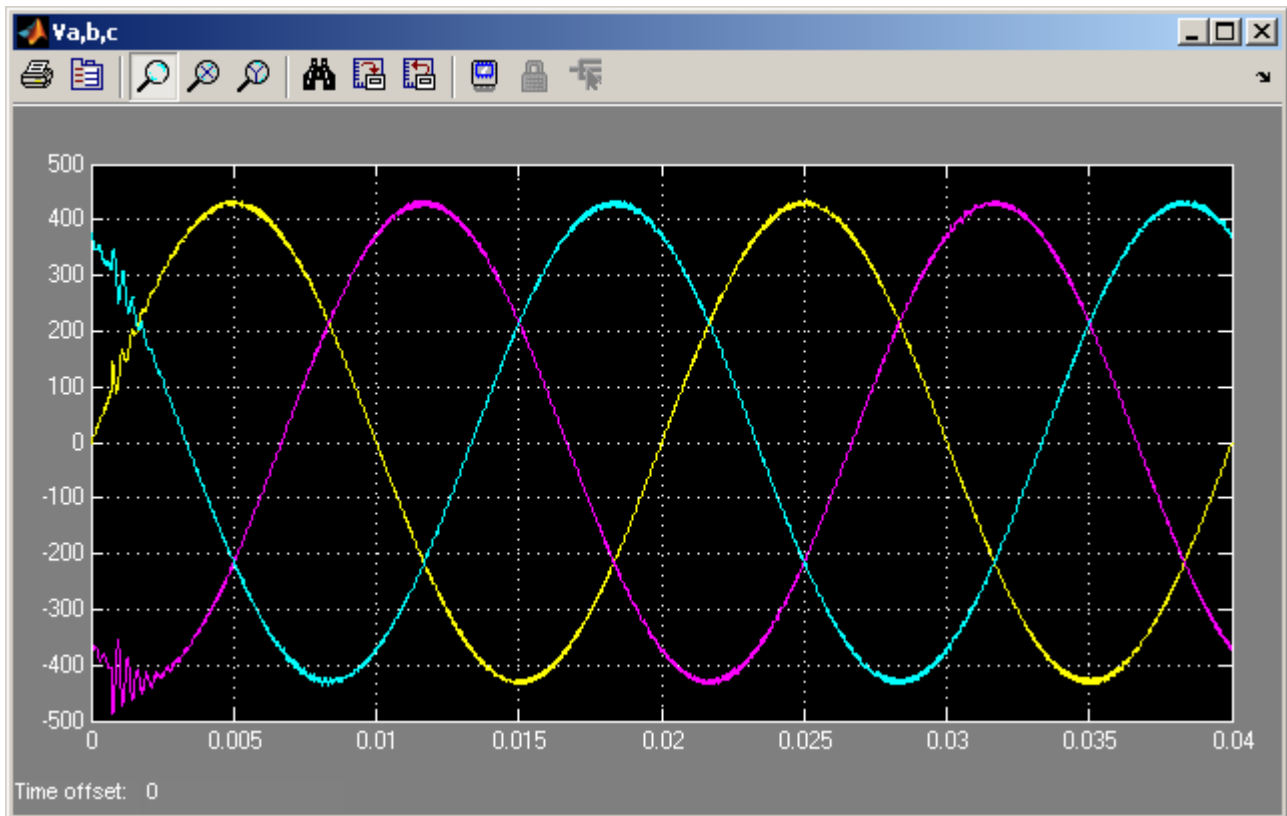


Grafico 5.50 Tensioni di ingresso del MC v_a , v_b , v_c

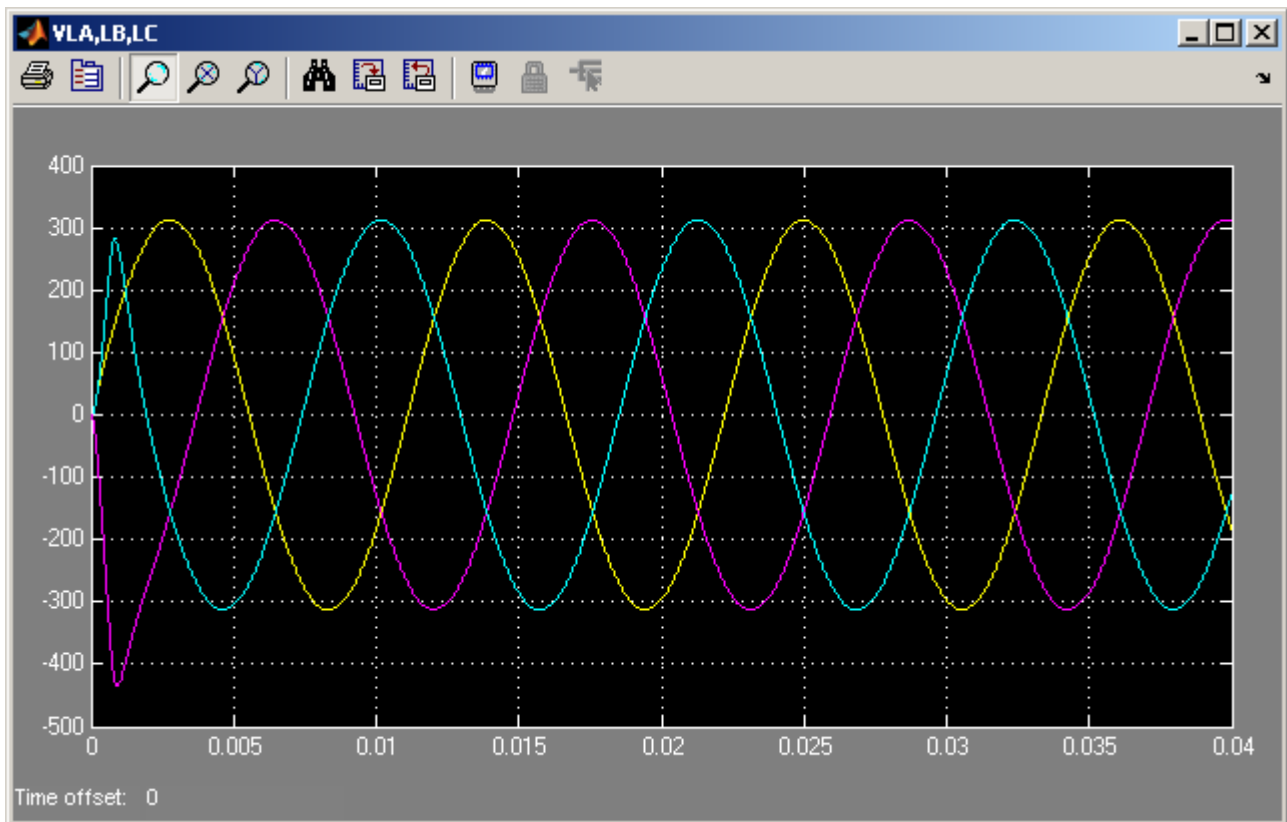


Grafico 5.51 Tensioni sul carico v_{LA} , v_{LB} , v_{LC}

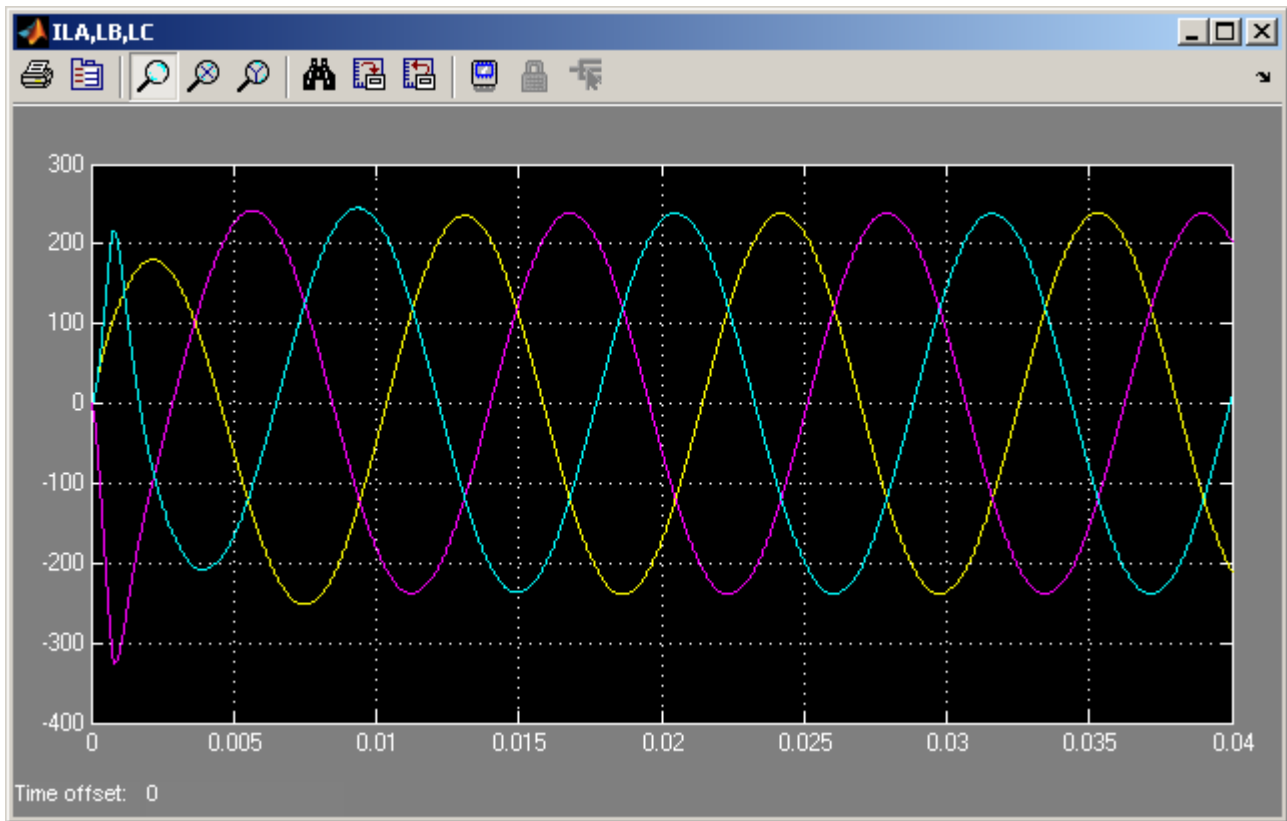


Grafico 5.52 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

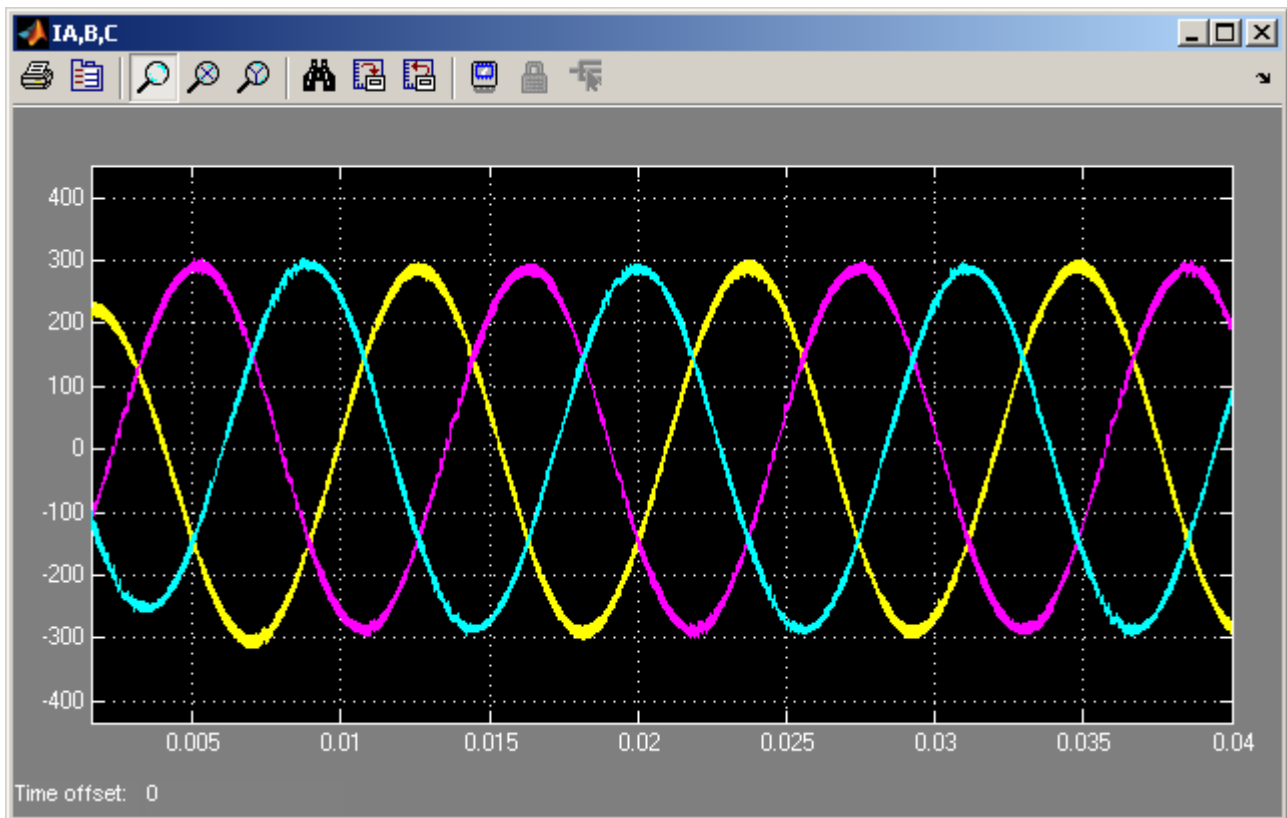


Grafico 5.53 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

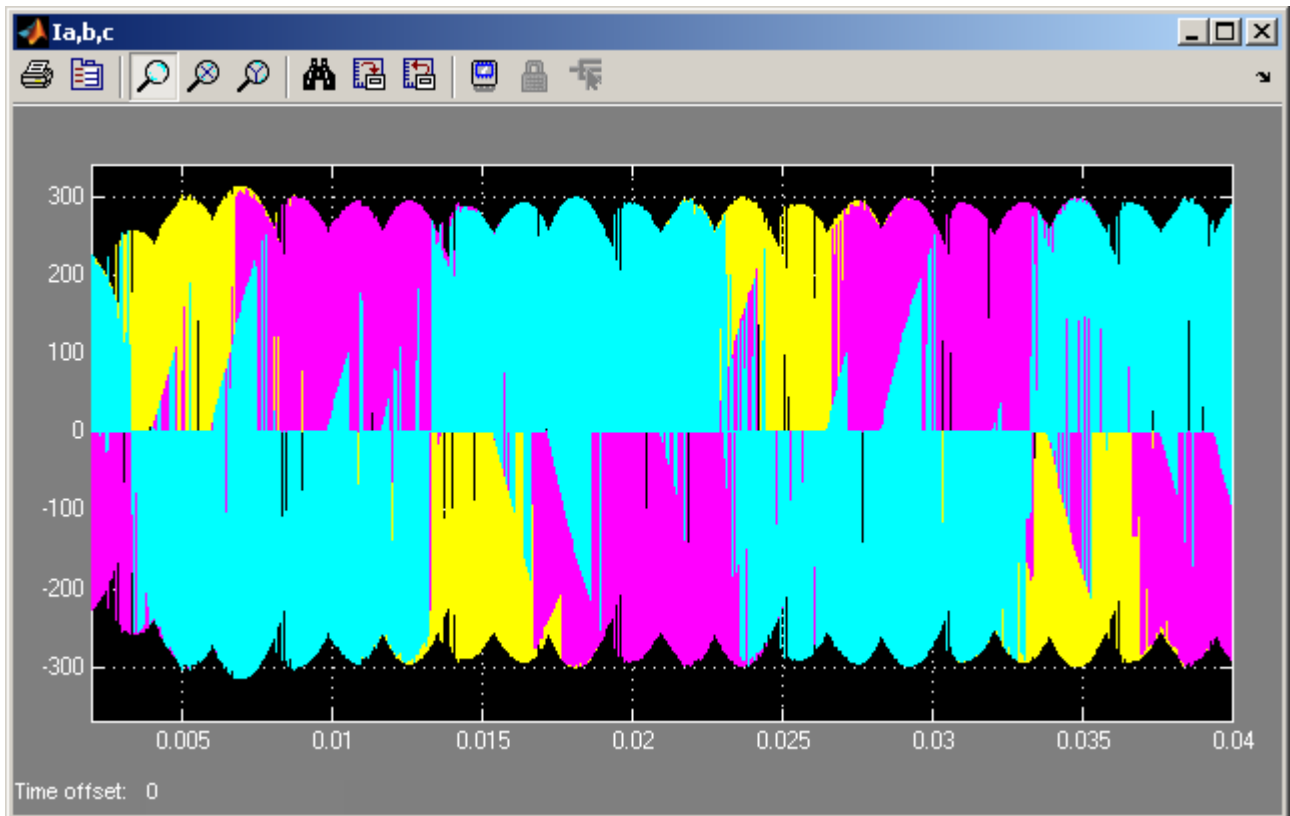


Grafico 5.54 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

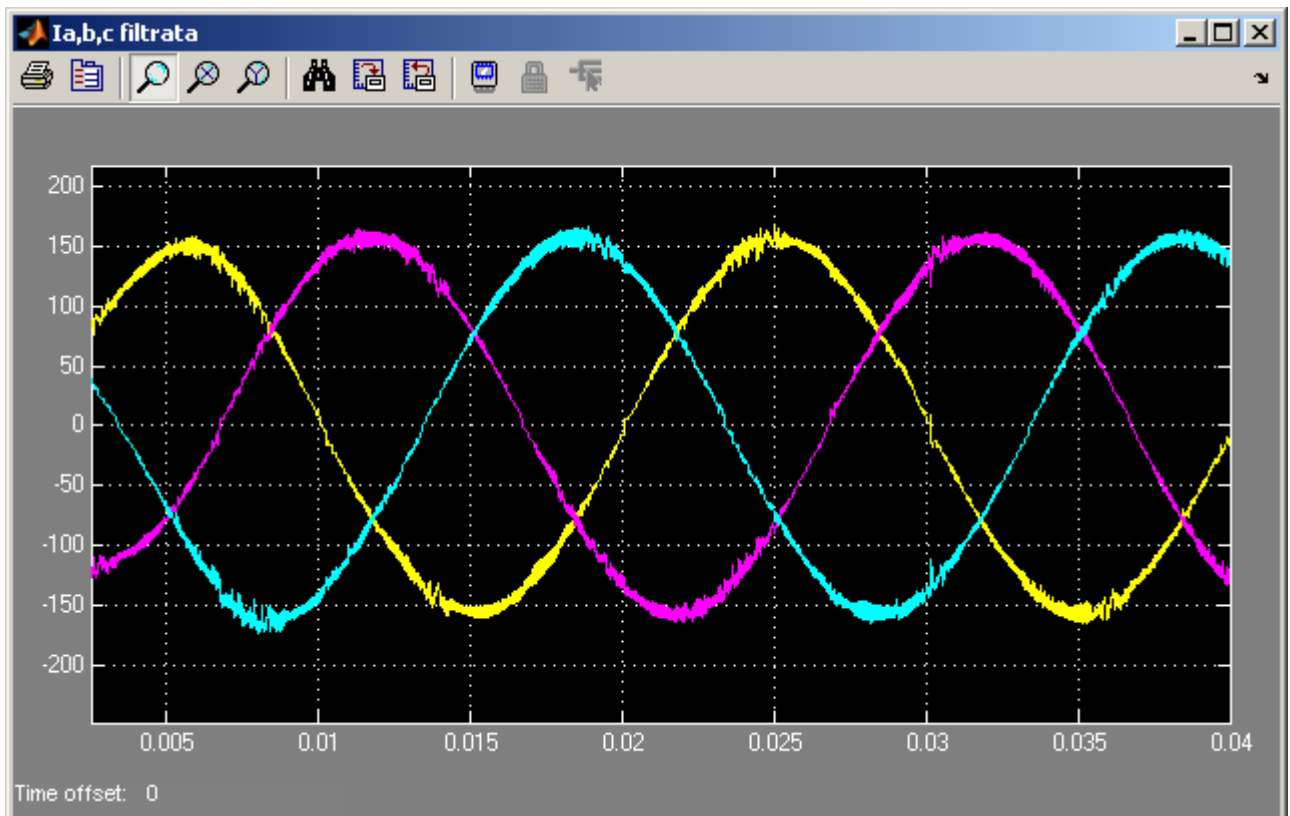


Grafico 5.55 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

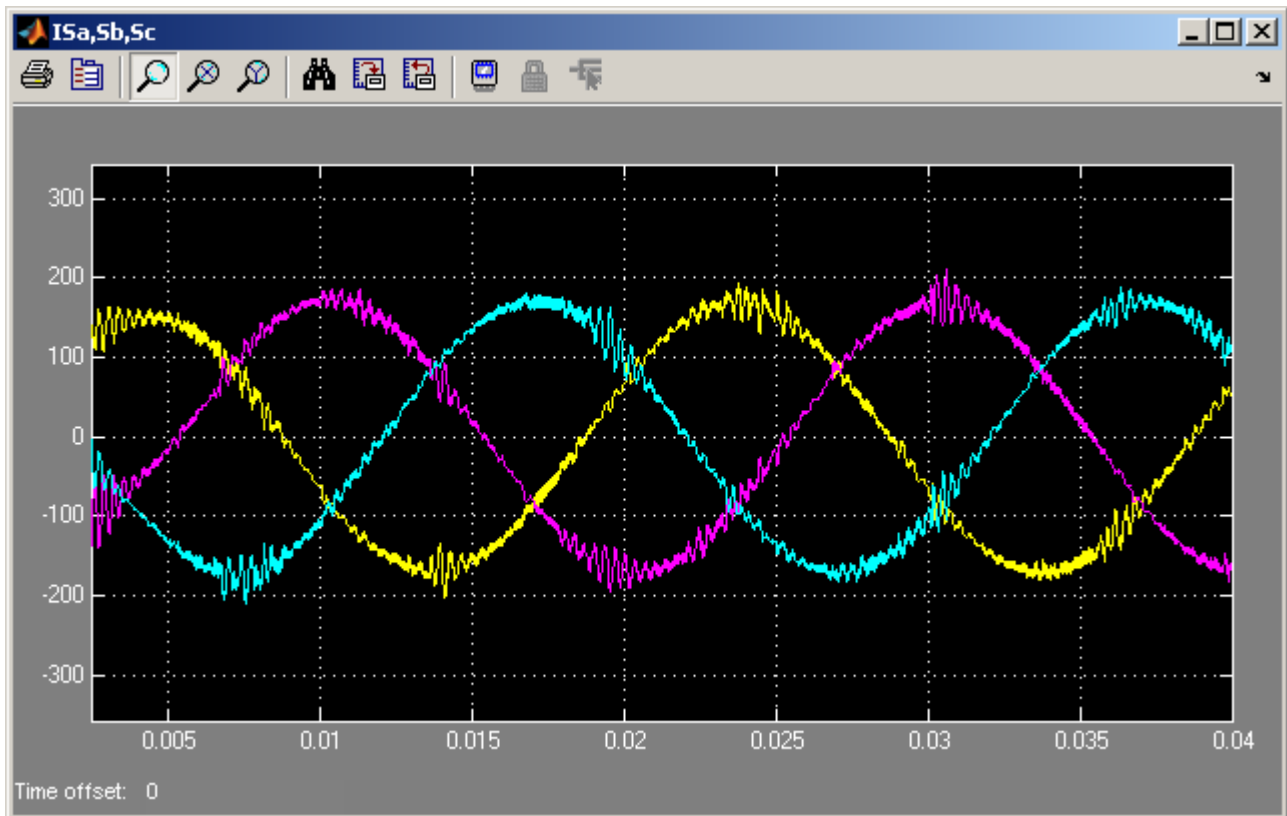


Grafico 5.56 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

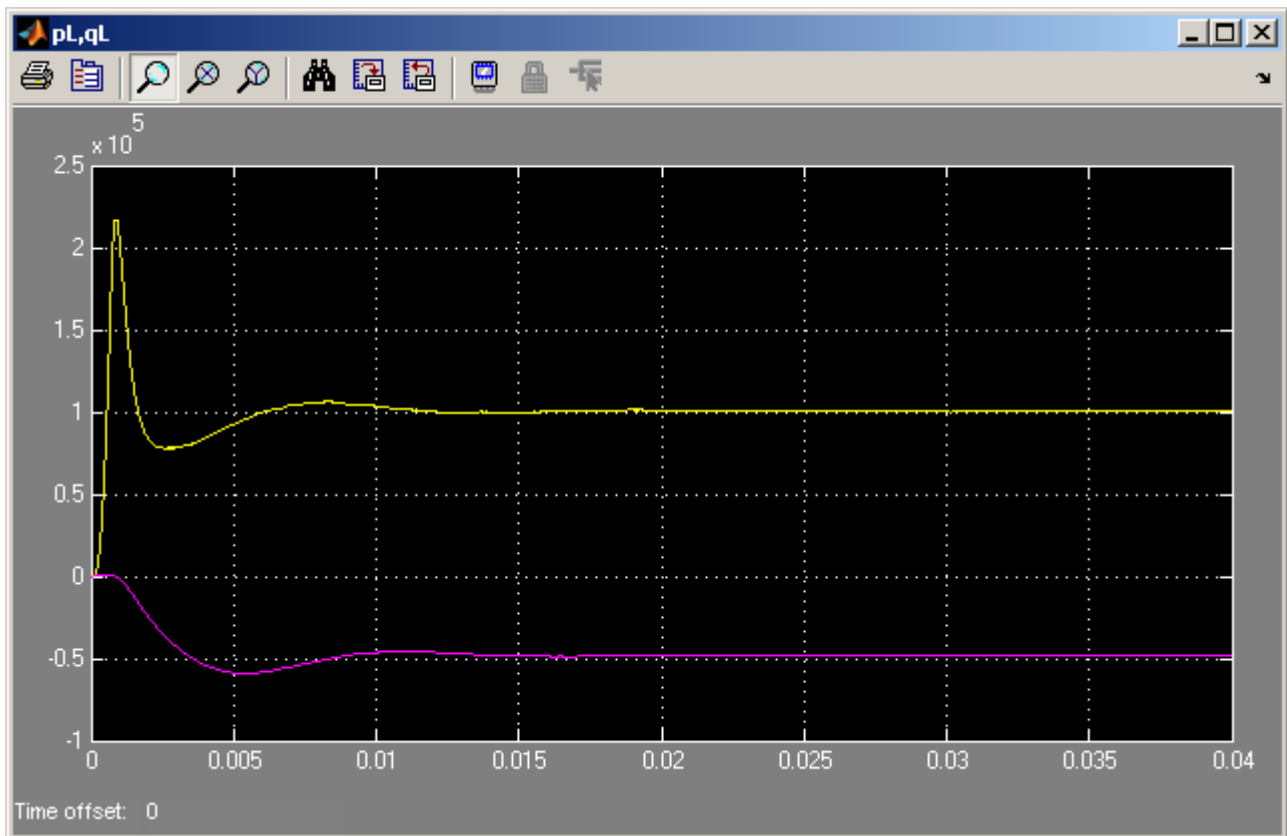


Grafico 5.57 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L .

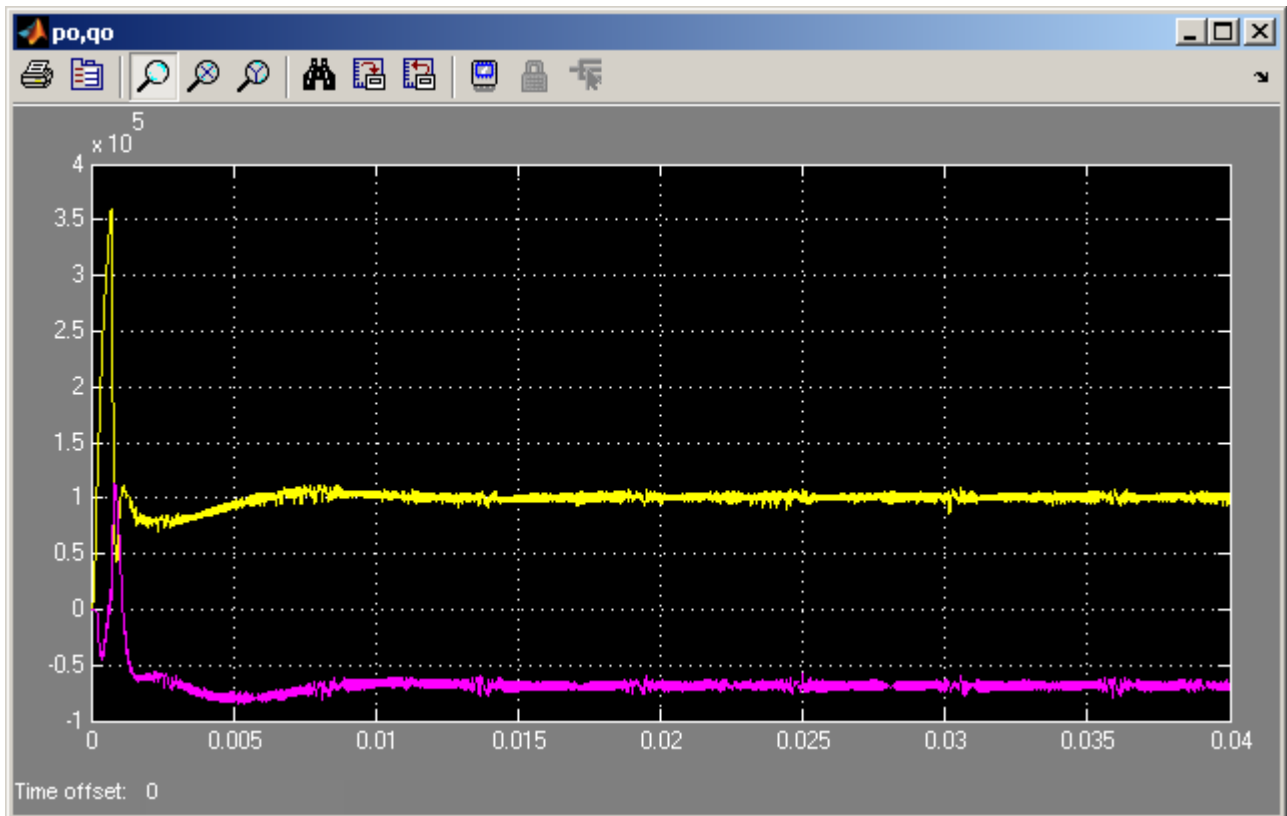


Grafico 5.58 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

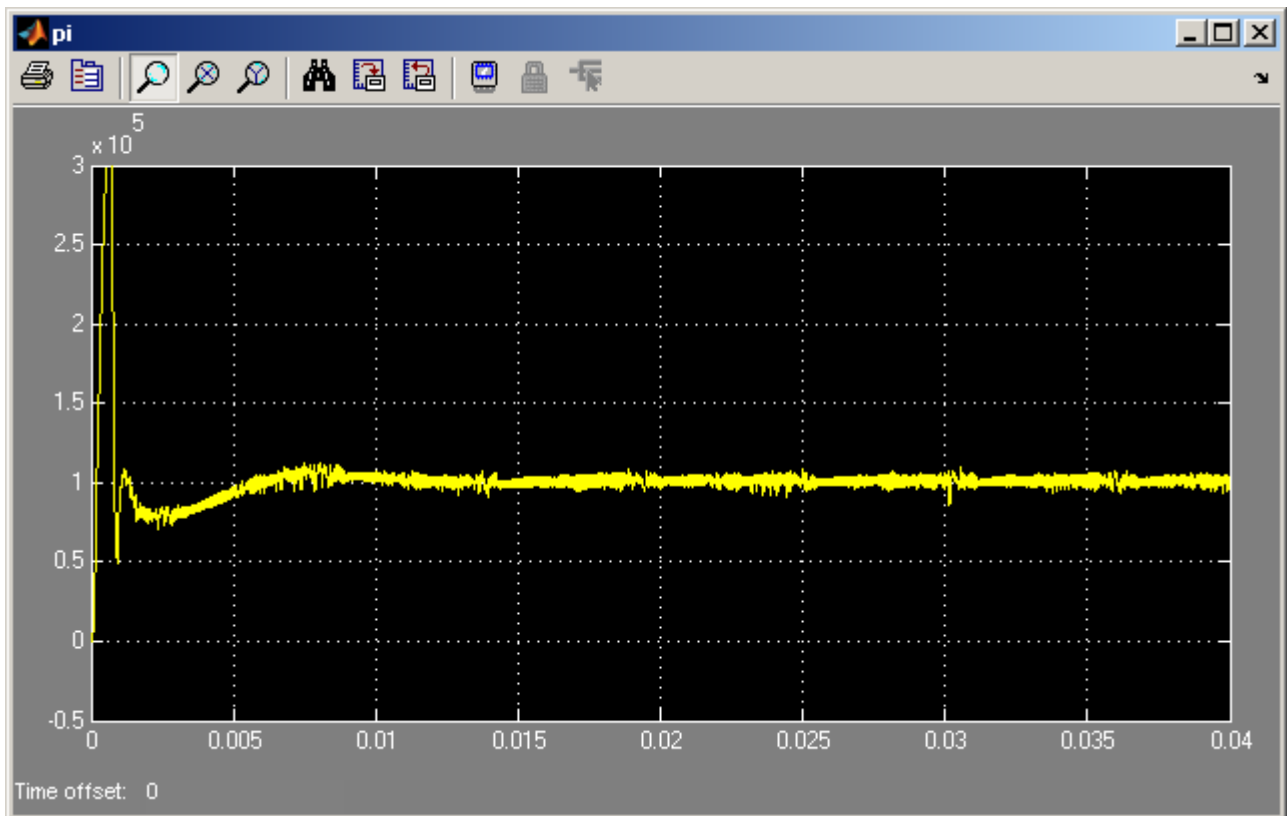


Grafico 5.59 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

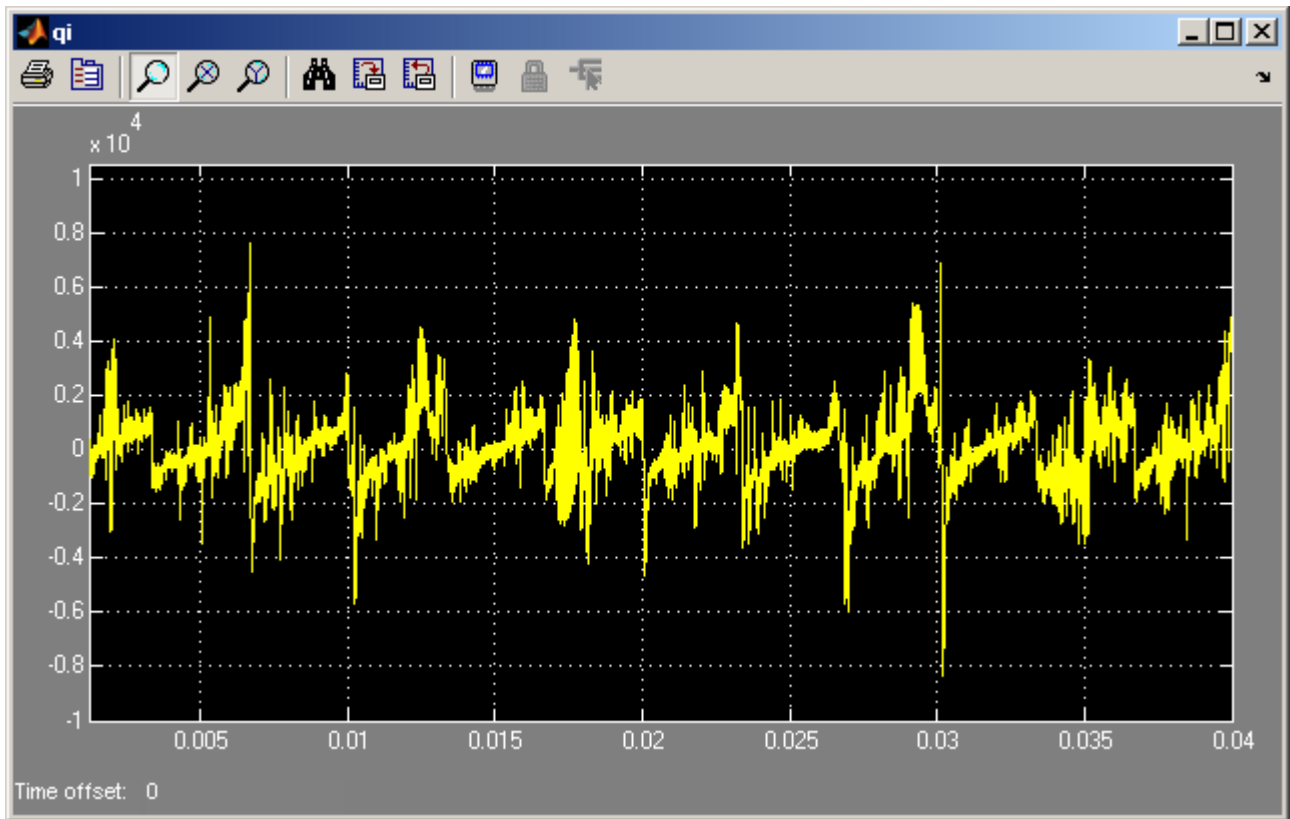


Grafico 5.60 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

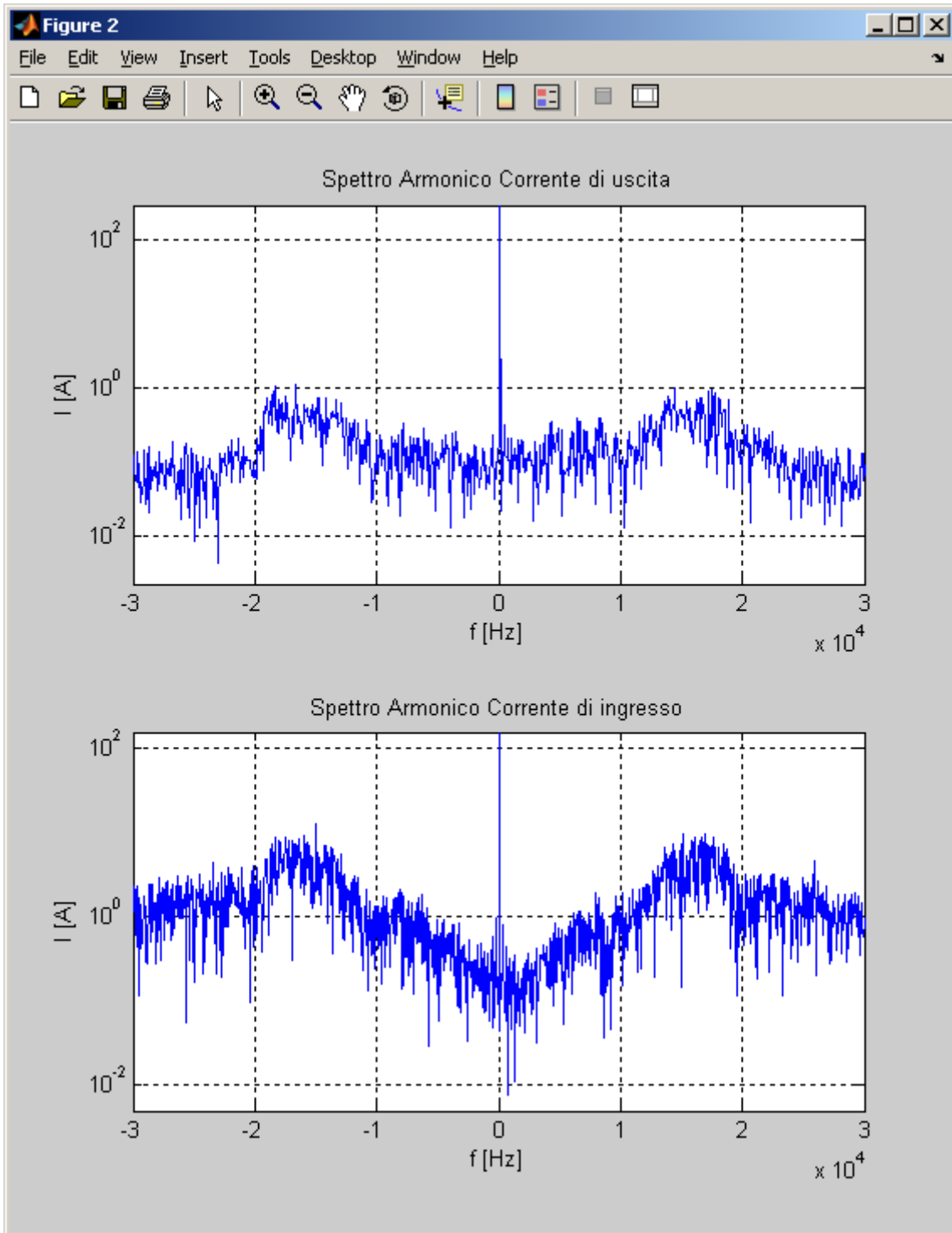


Grafico 5.61 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

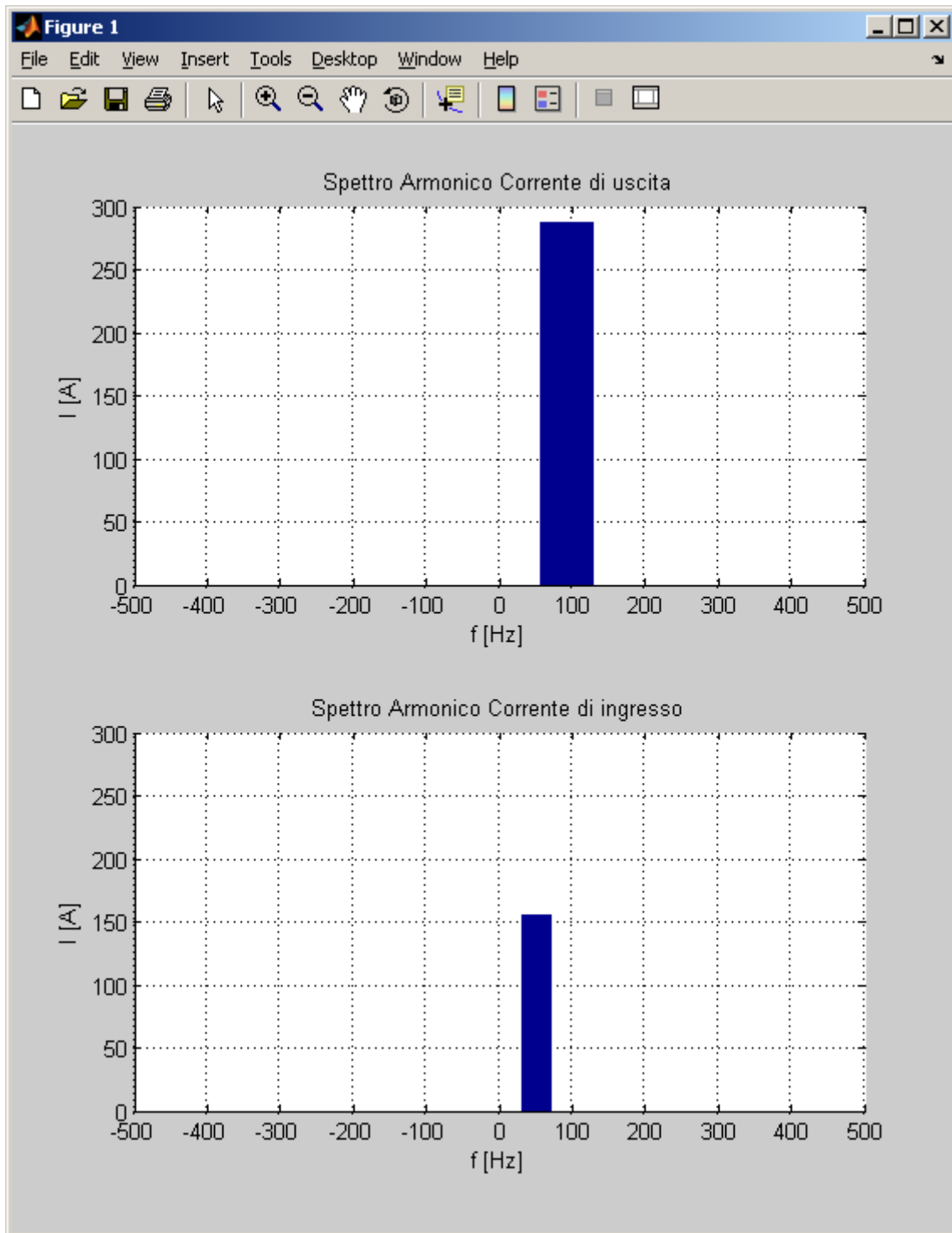


Grafico 5.62 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

$$3) f_o = 30 \text{ Hz } P_L = 100 \text{ kW } Q_L = 48 \text{ kVA } \cos\varphi = 0,9R$$

In questo caso la frequenza di uscita del sistema è pari a 30 Hz, e il carico assorbe una potenza attiva di circa 100 kW con fattore di potenza 0,9 in ritardo.

Nulla di particolare da aggiungere rispetto ai casi precedenti, senonché, anche con una frequenza di uscita minore il sistema risponde bene al controllo determinando le grandezze elettriche volute.

<i>Indice armonico di I_o</i>	<i>Frequenza [Hz]</i>	<i>Ampiezza [A]</i>
+1	90	227,2
<i>Indice armonico di I_i</i>	<i>Frequenza [Hz]</i>	<i>Ampiezza [A]</i>
+1	50	156,4

Tabella 5.6 Contenuto armonico dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC

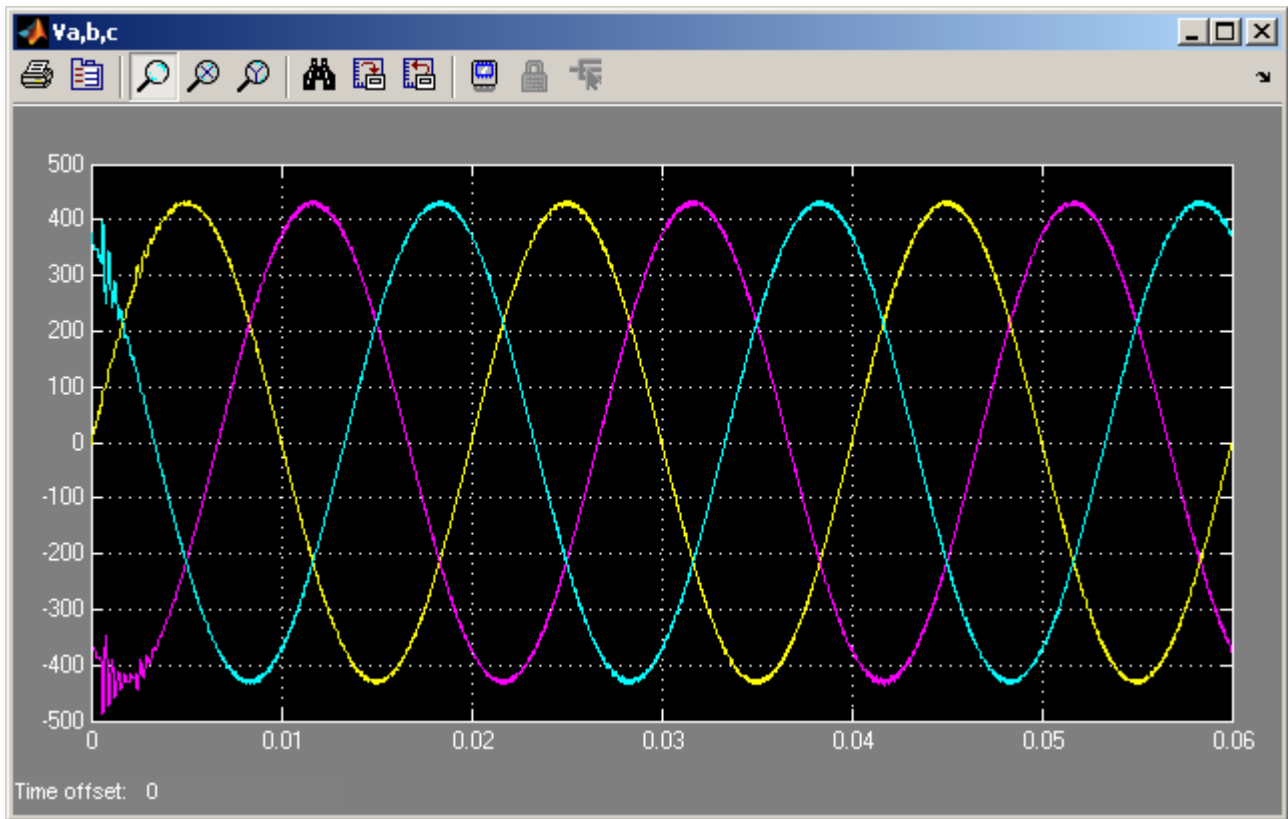


Grafico 5.63 Tensioni di ingresso del MC v_a , v_b , v_c

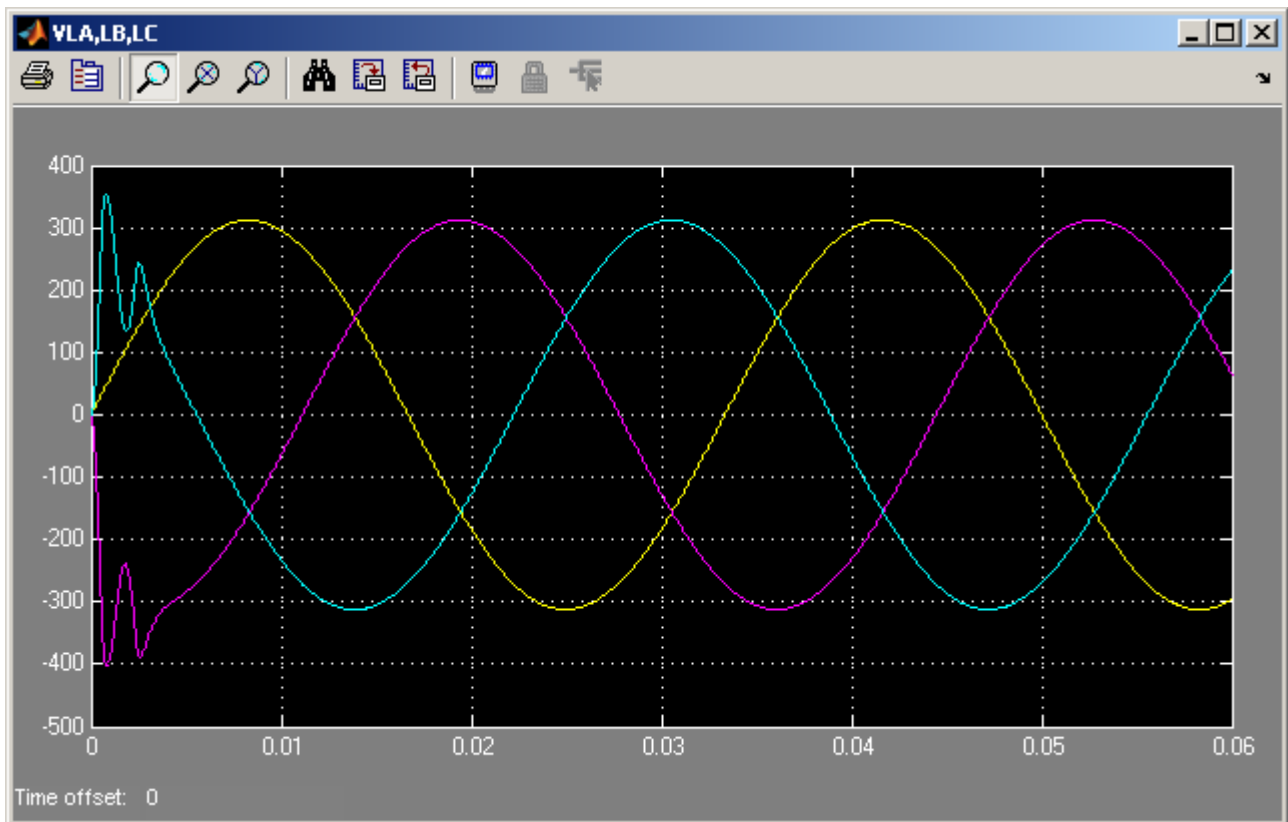


Grafico 5.64 Tensioni sul carico v_{LA} , v_{LB} , v_{LC}

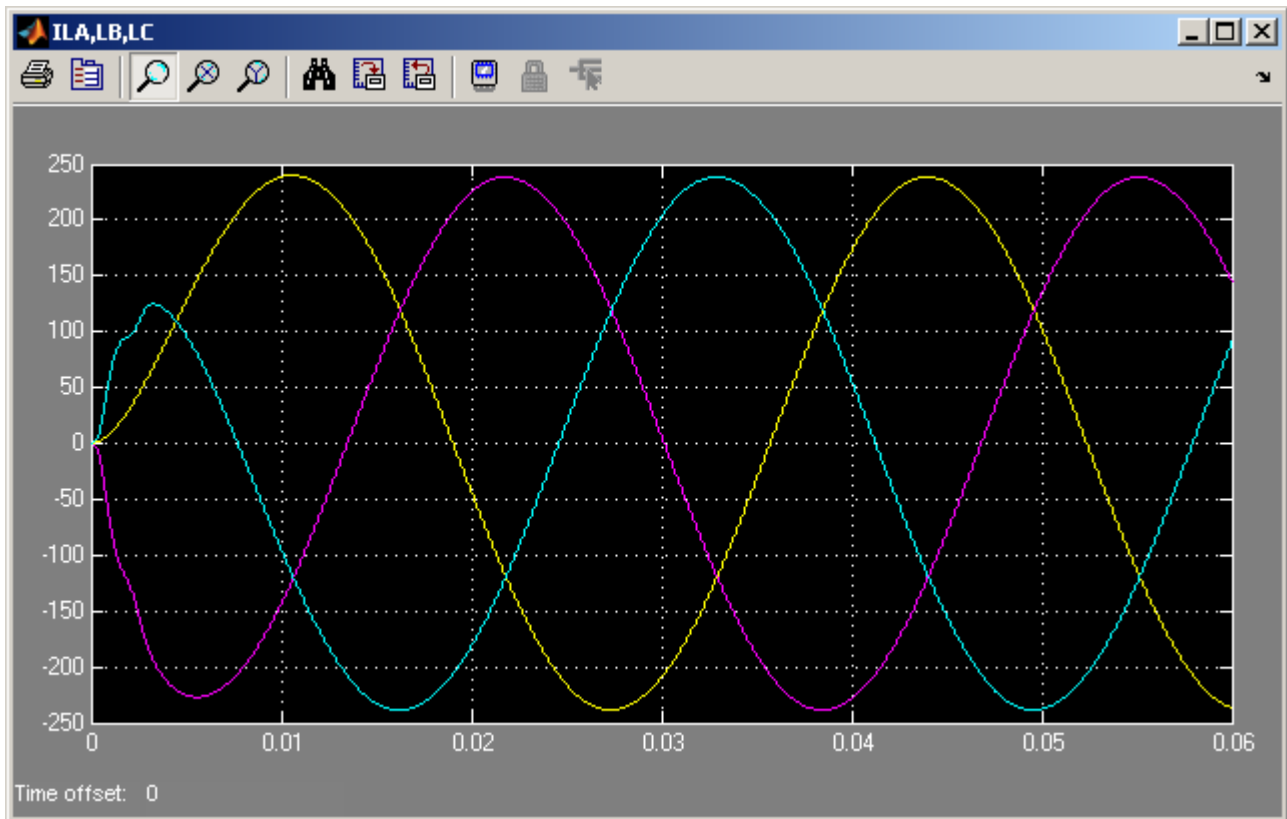


Grafico 5.65 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

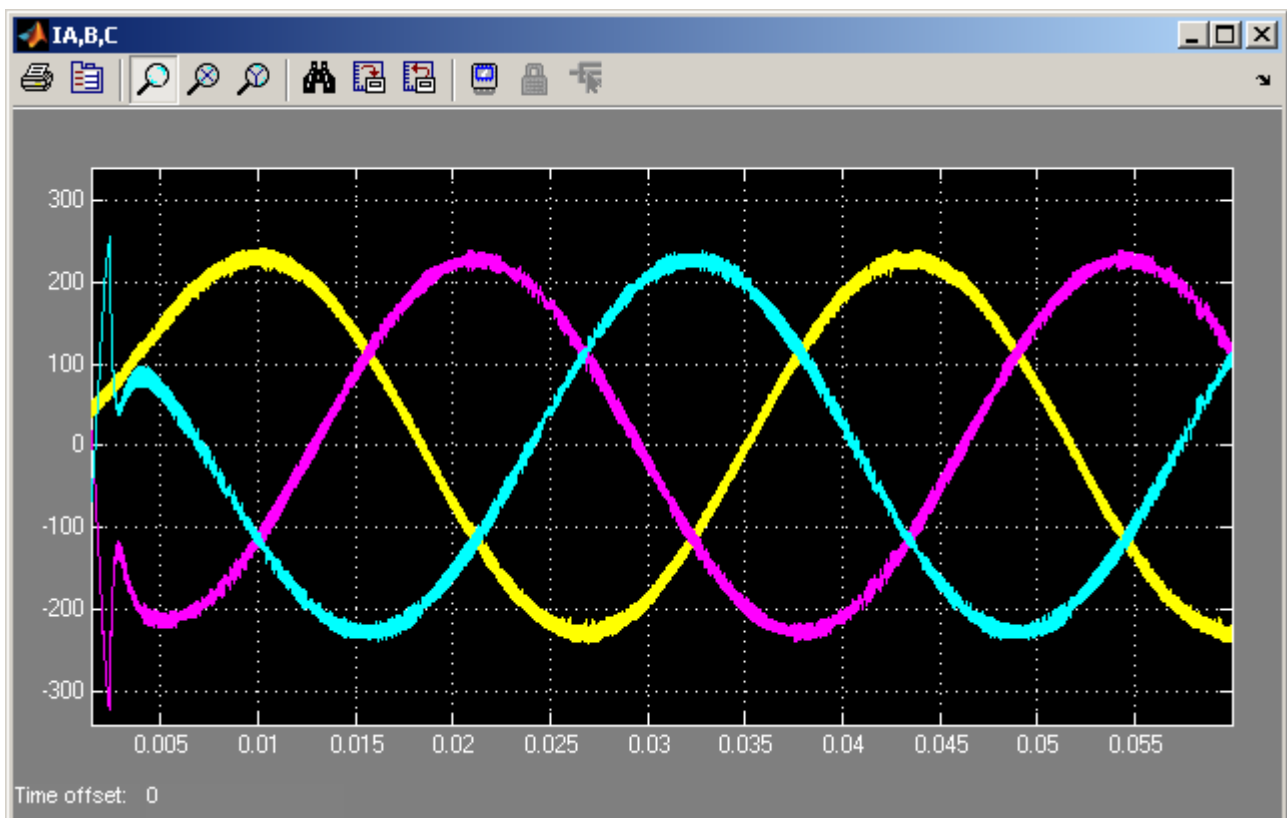


Grafico 5.66 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

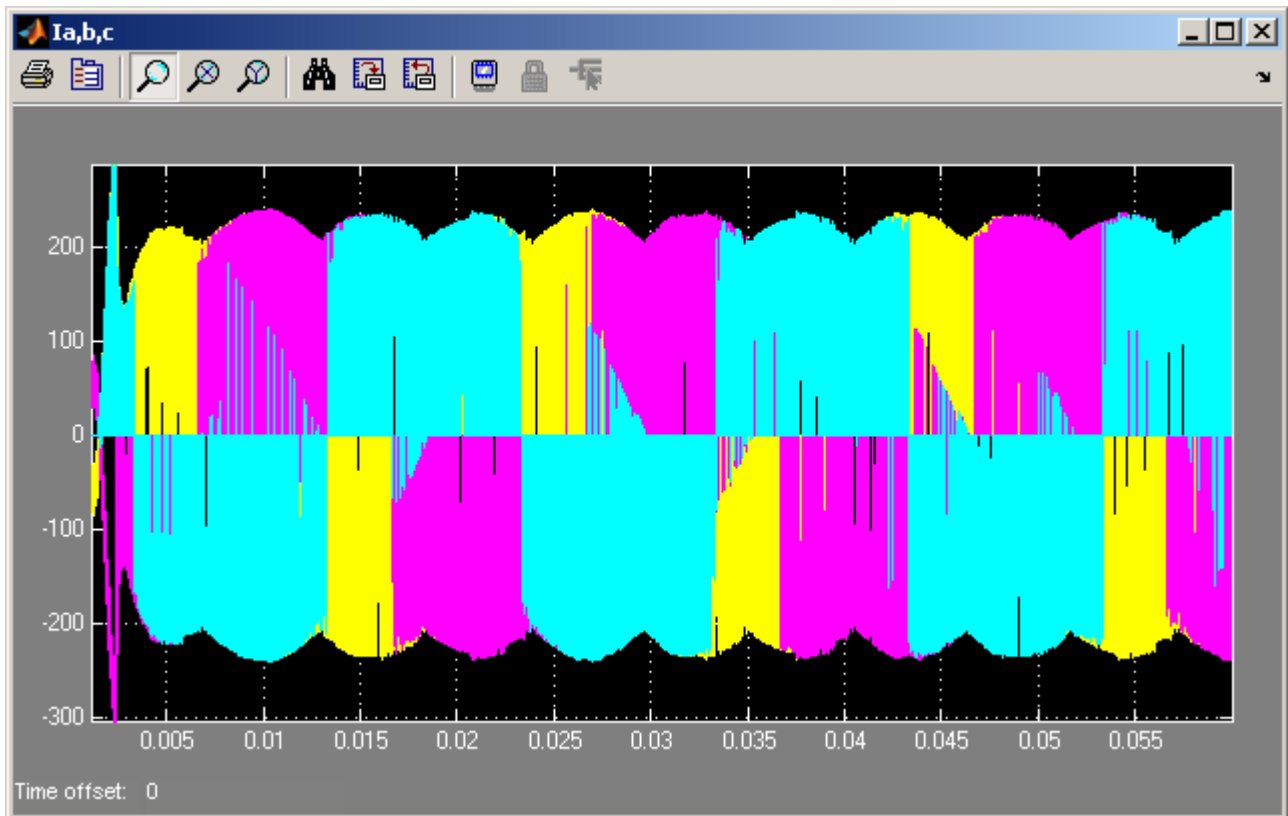


Grafico 5.67 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

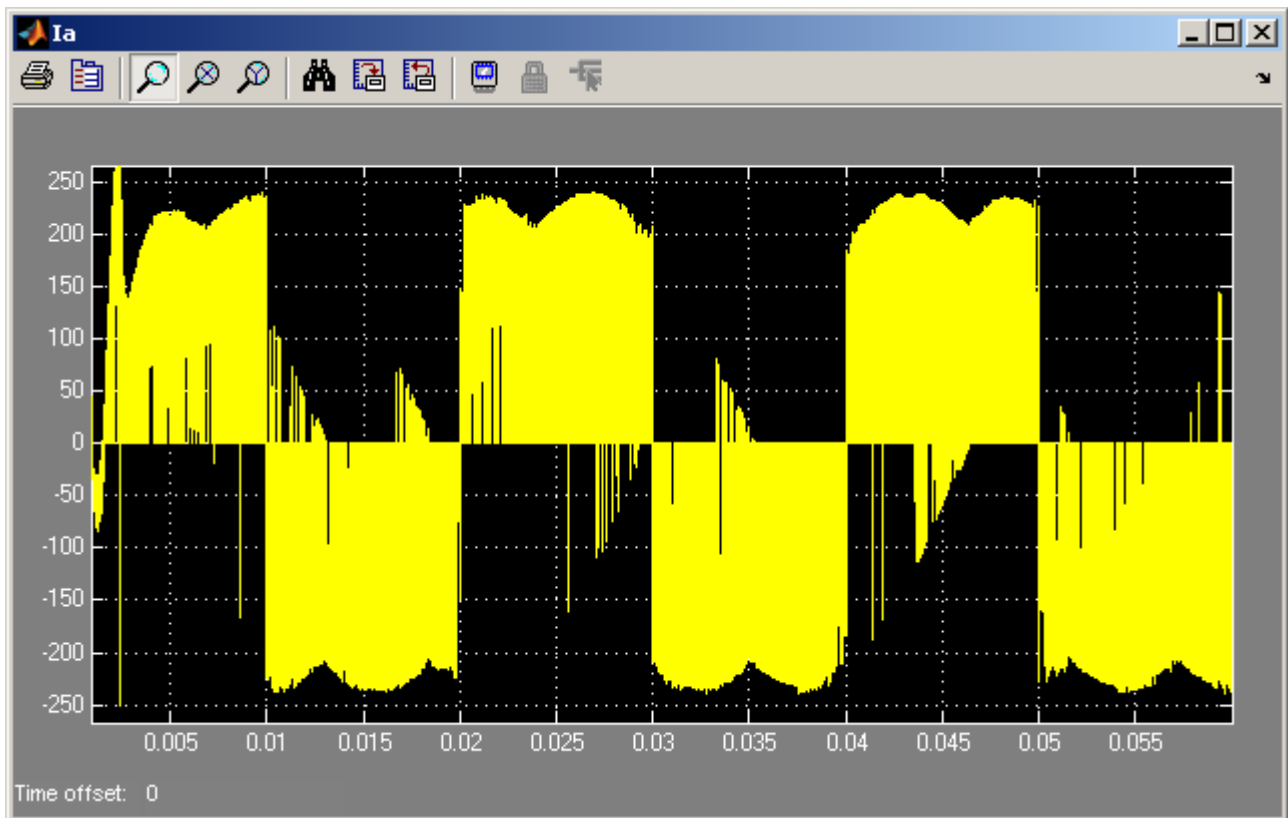


Grafico 5.68 Corrente di ingresso della fase a del MC i_a

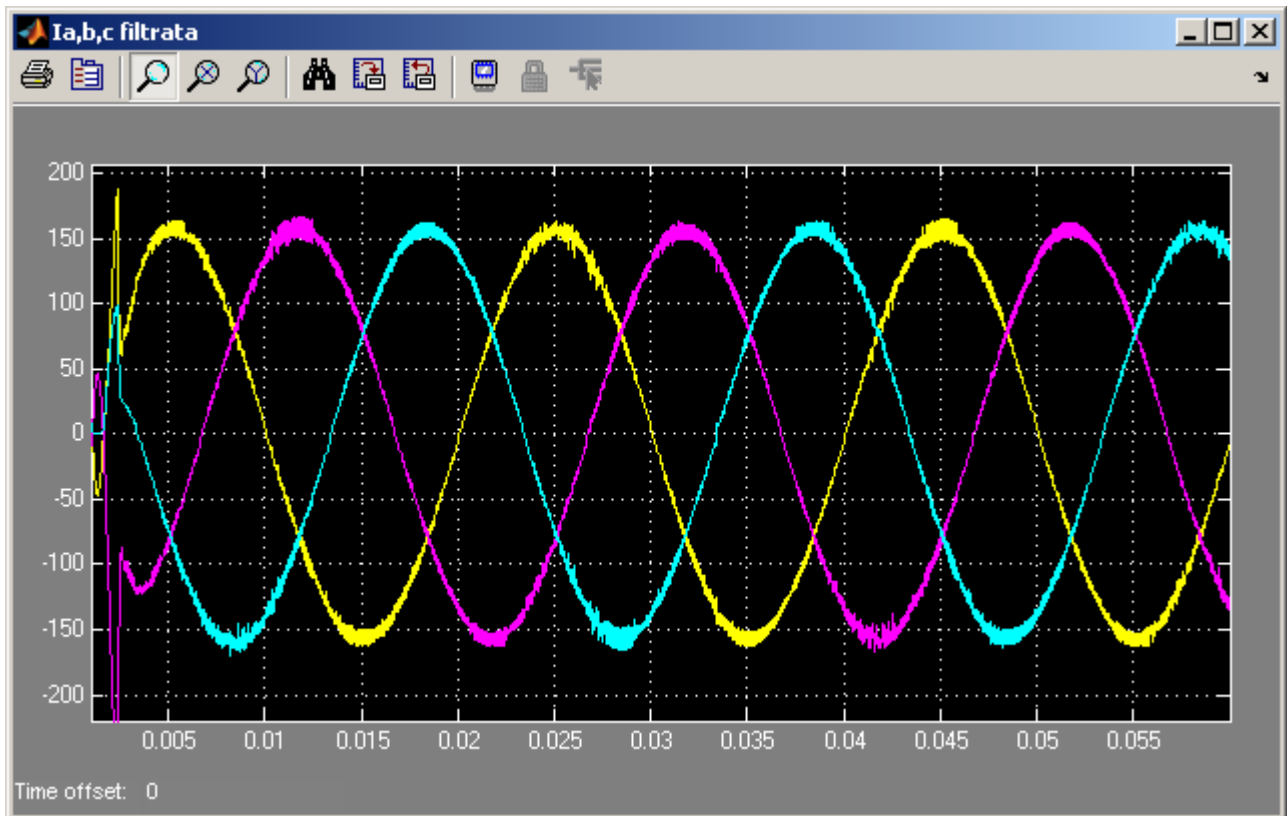


Grafico 5.69 Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

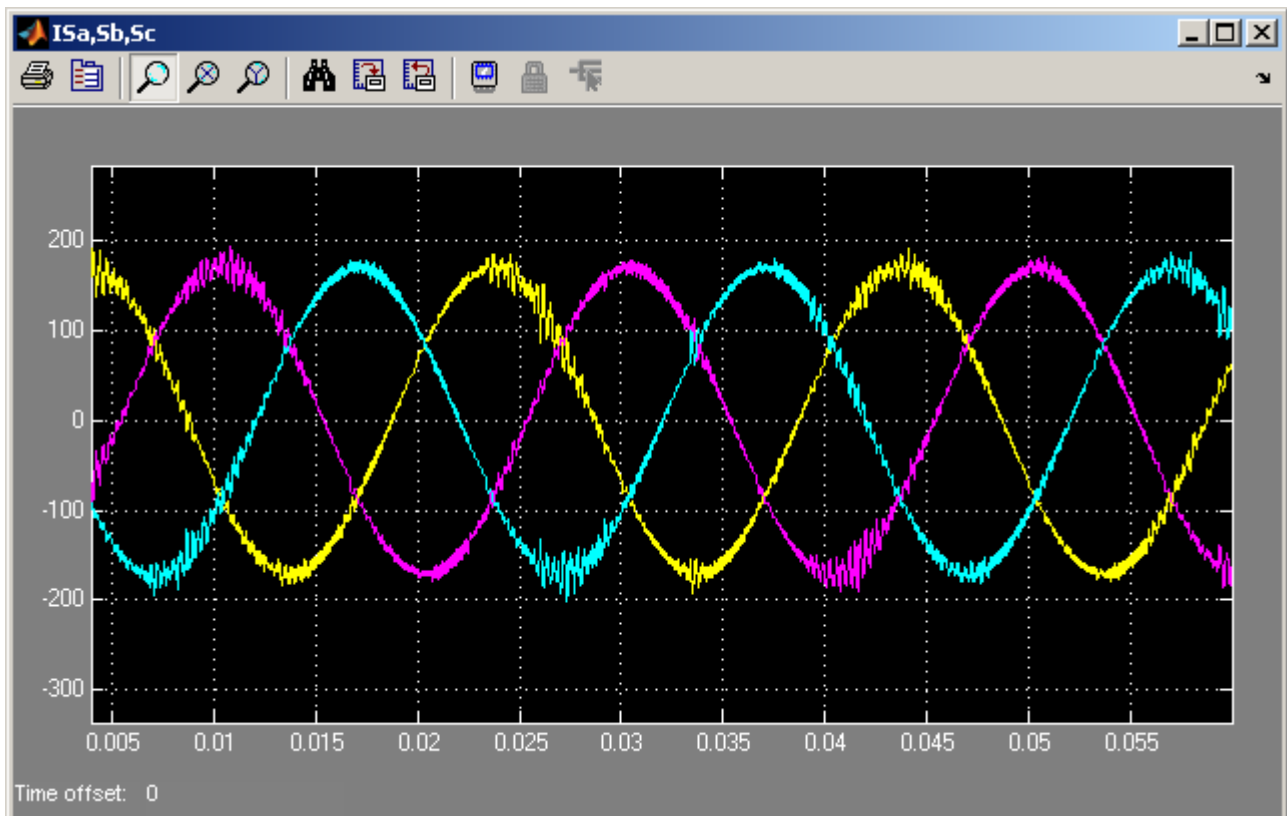


Grafico 5.70 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

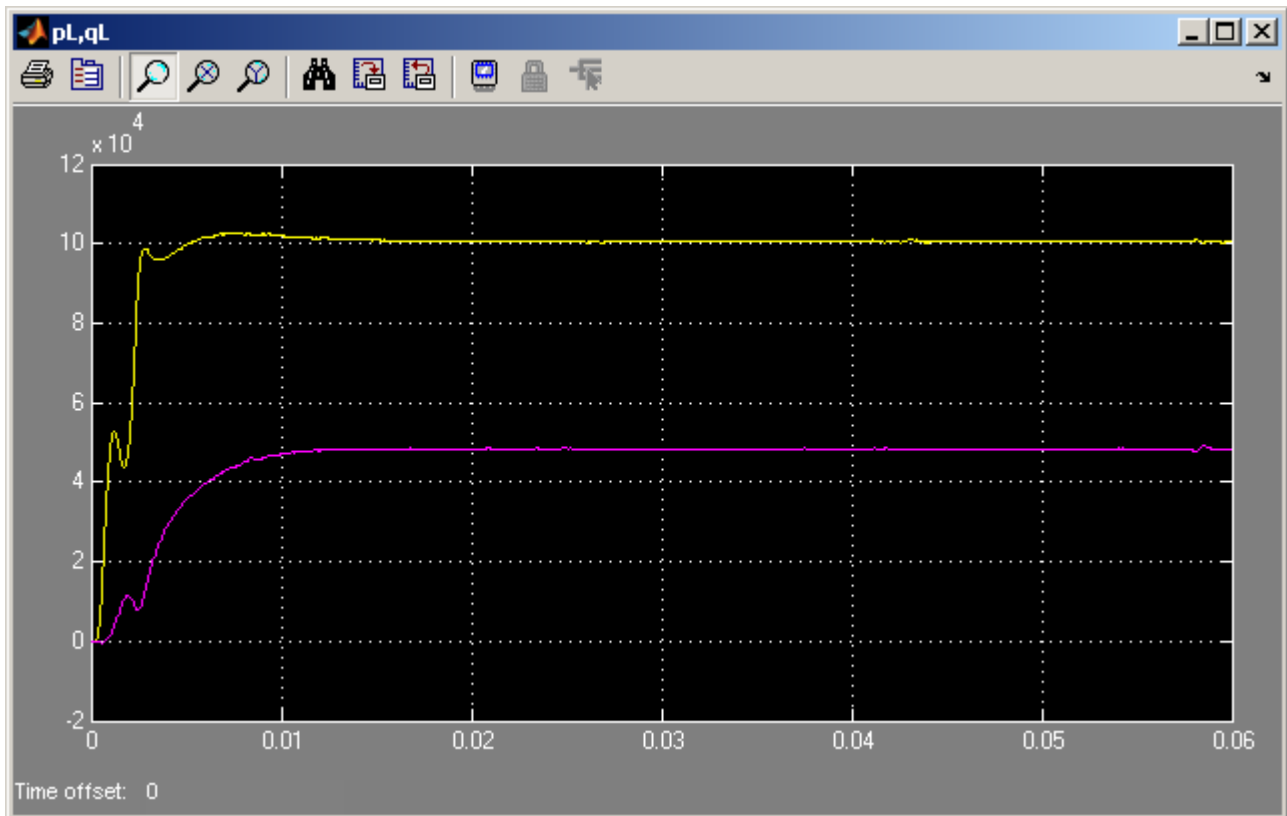


Grafico 5.71 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

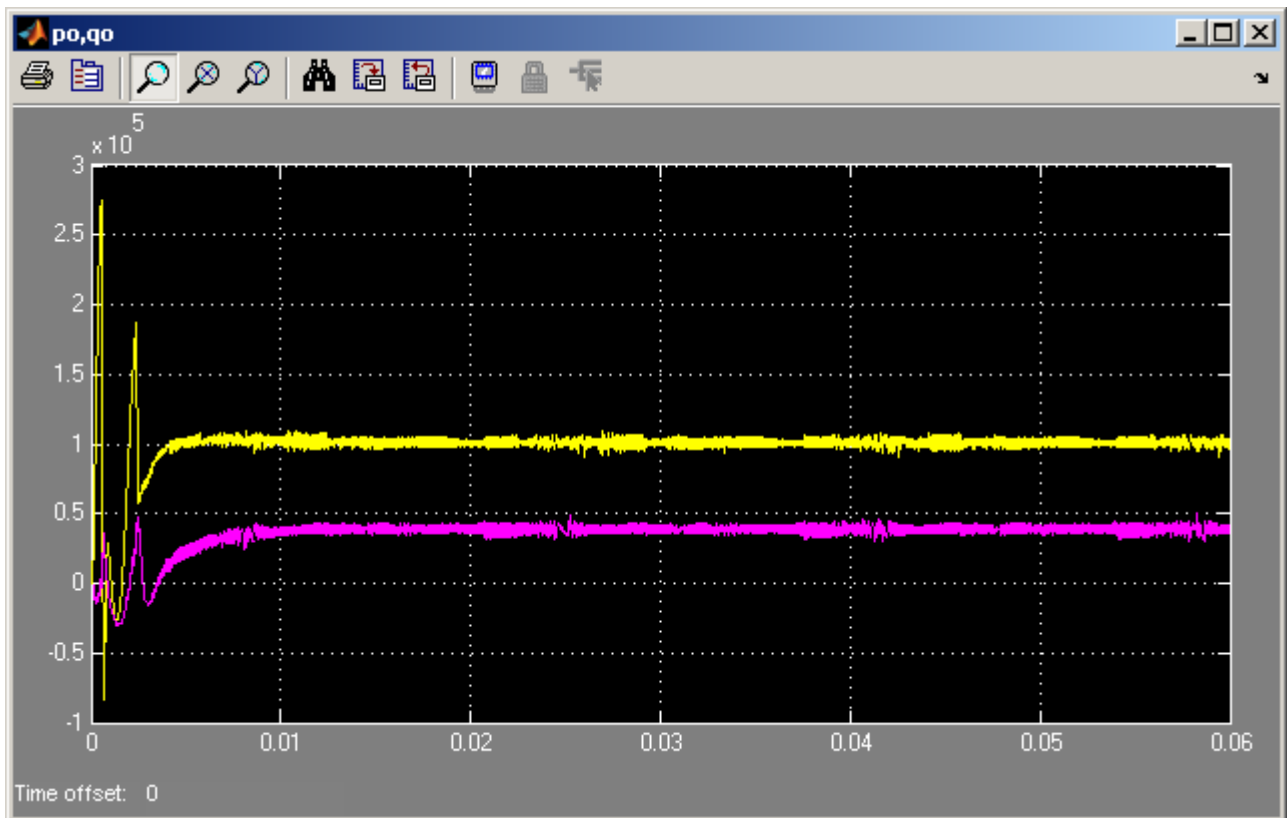


Grafico 5.72 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_O e q_O

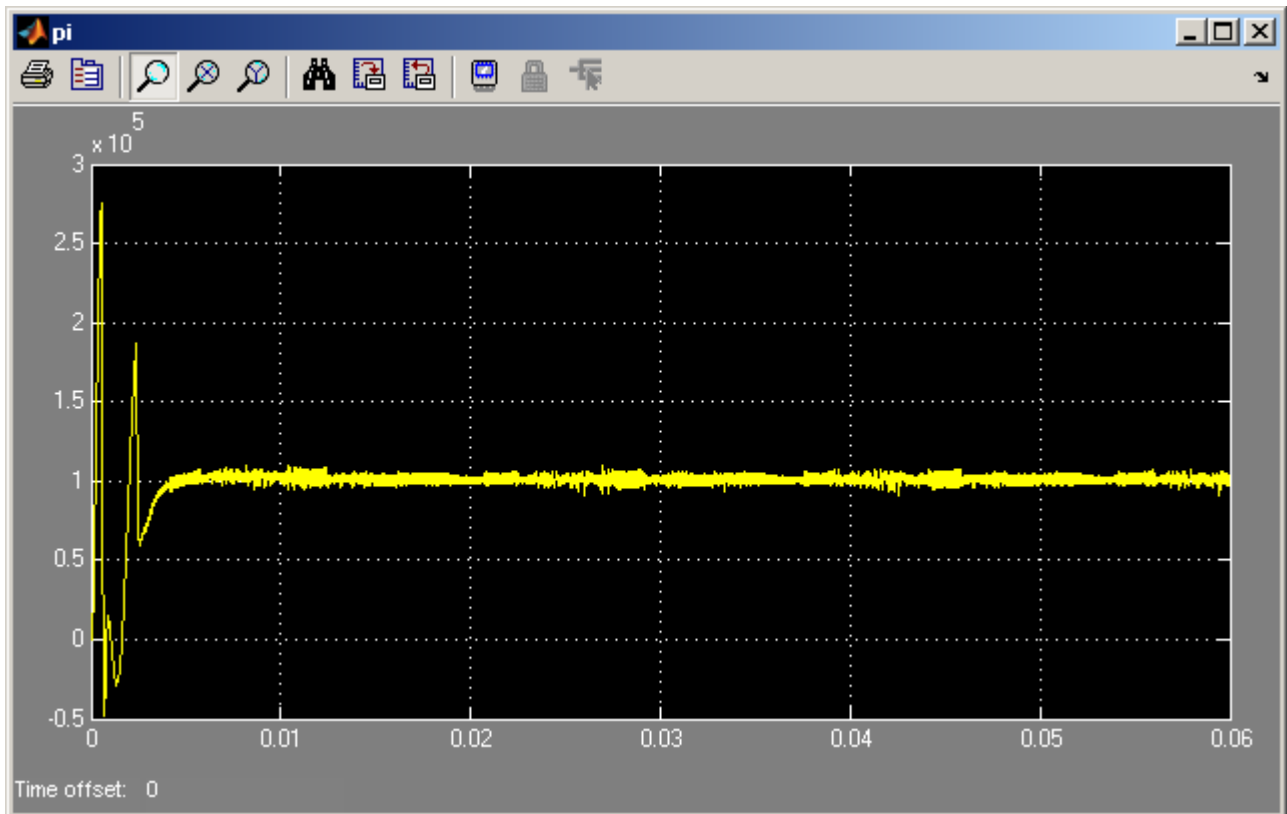


Grafico 5.73 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

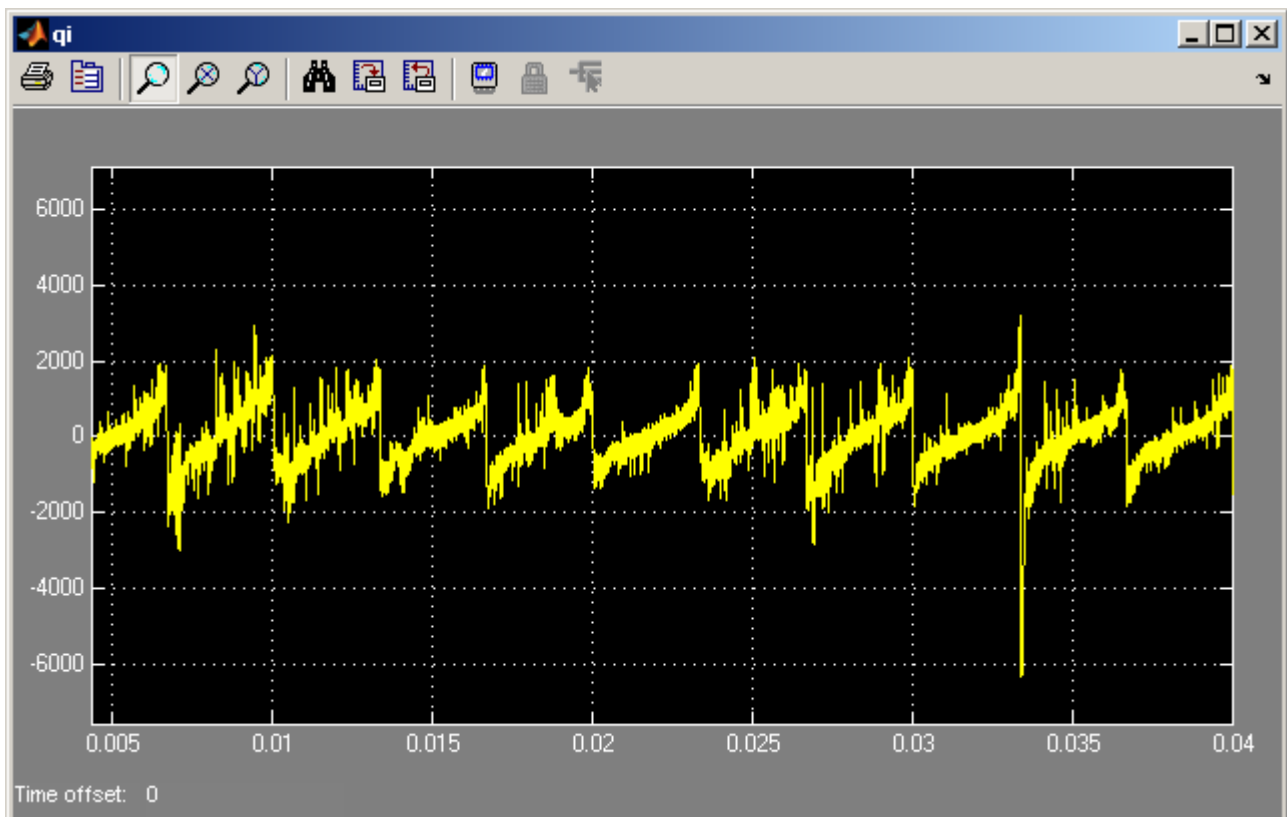


Grafico 5.74 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

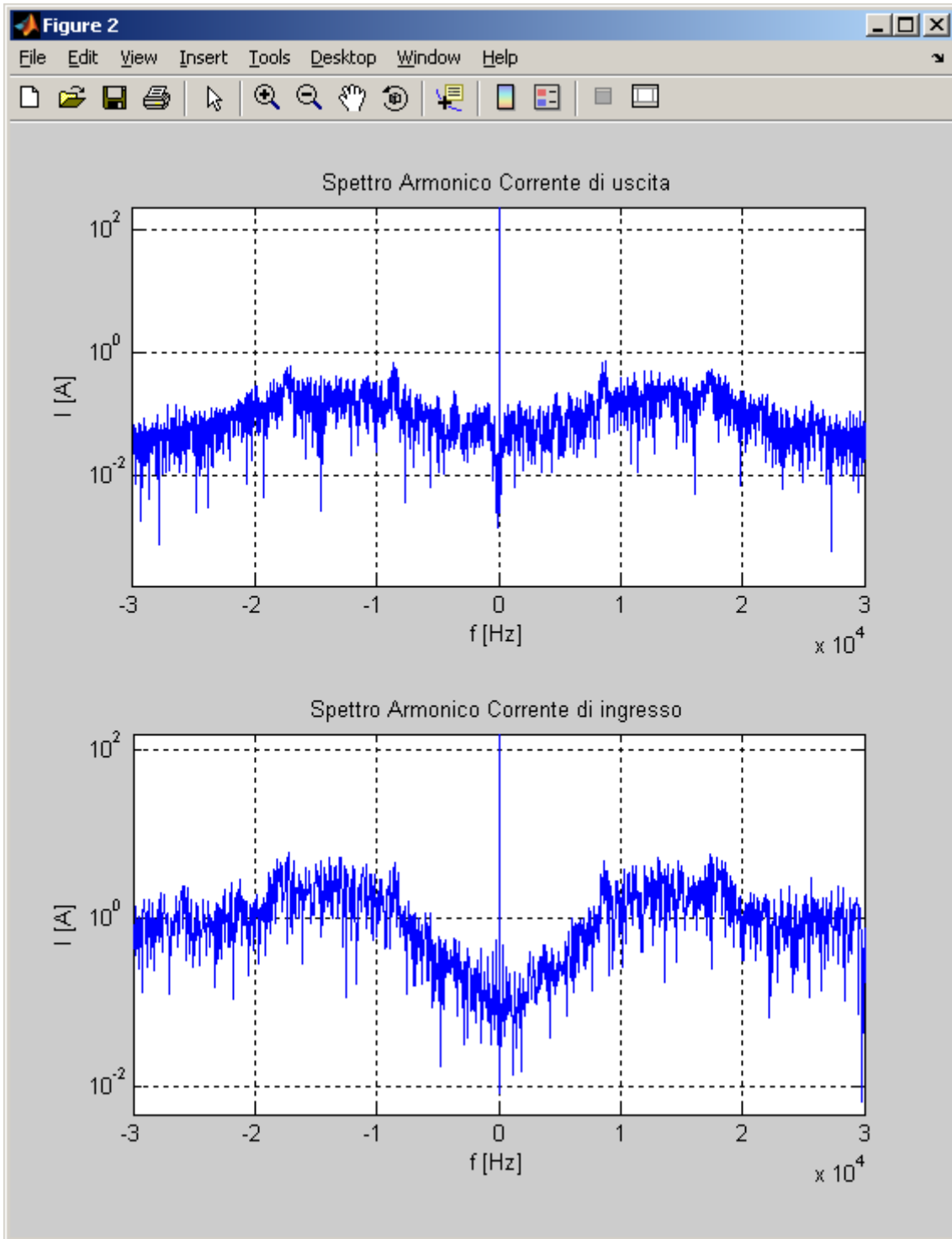


Grafico 5.75 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

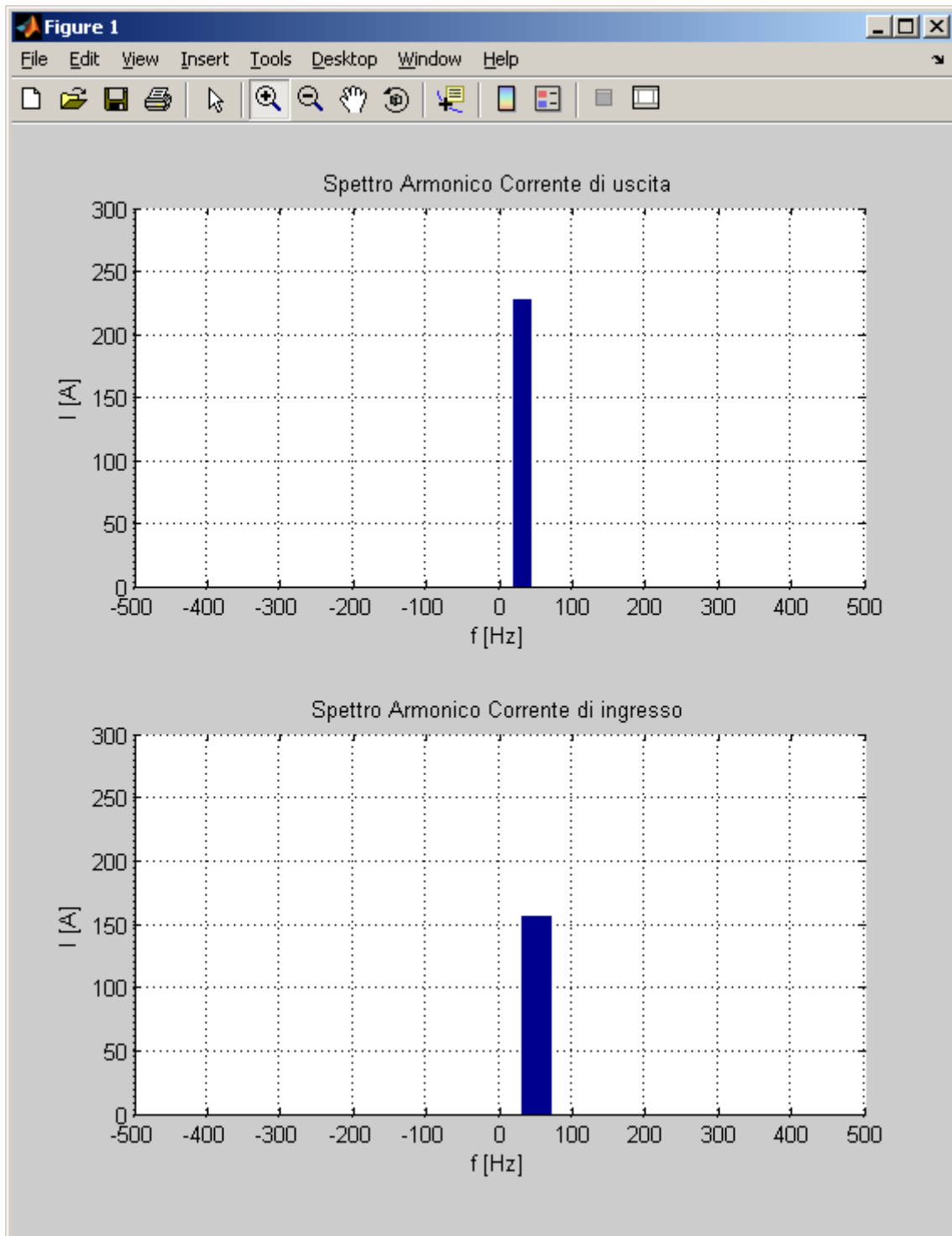


Grafico 5.76 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

$$4) f_o = (20 - 150) \text{ Hz } P_L = 100 \text{ kW } Q_L = 48 \text{ kVA } \cos\varphi = 0,9R @ 100 \text{ Hz}$$

In questo caso si è riportata una simulazione interessante nella quale la tensione sul carico è a frequenza variabile a rampa da 20 Hz a 150 Hz.

Per semplicità si è determinato un carico equilibrato di tipo serie che assorbe una potenza di circa 100 kW con fattore di potenza 0,9 in ritardo a 100 Hz, quindi variando la frequenza variano le potenze attiva e reattiva da esso assorbite come si può vedere dal grafico 5.84.

Anche qua il sistema risponde molto bene sia a regime che in transitorio seguendo fedelmente la variazione di frequenza delle tensioni sul carico.

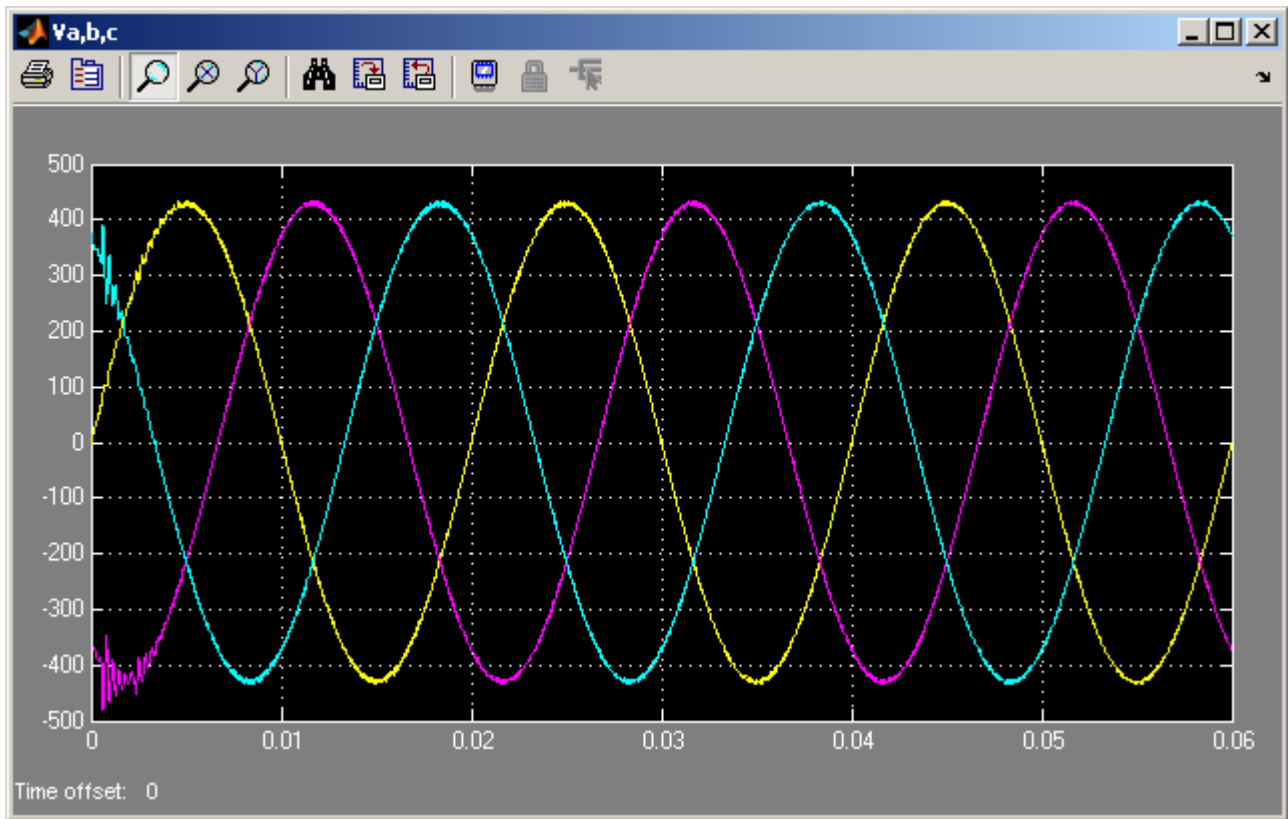


Grafico 5.77 Tensioni di ingresso del MC v_a , v_b , v_c

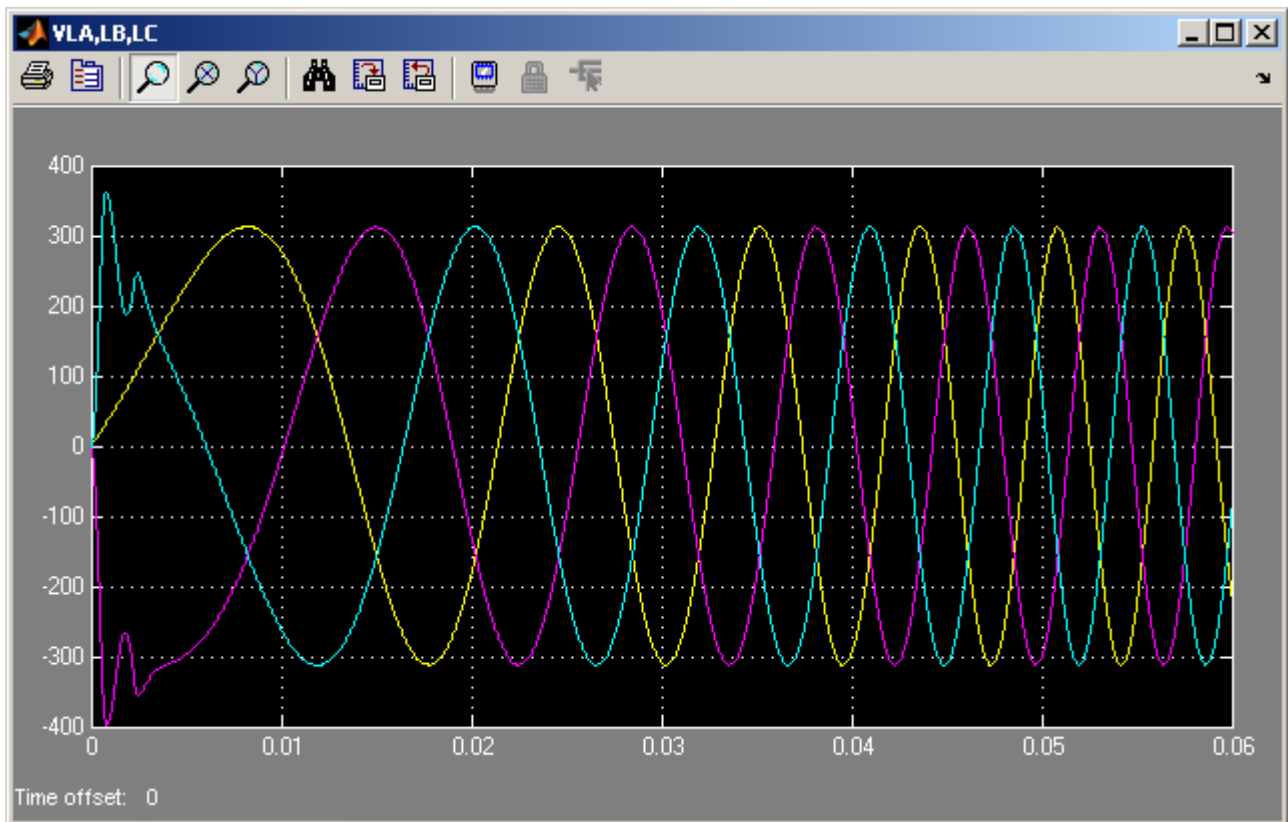


Grafico 5.78 Tensioni sul carico v_{LA} , v_{LB} , v_{LC}

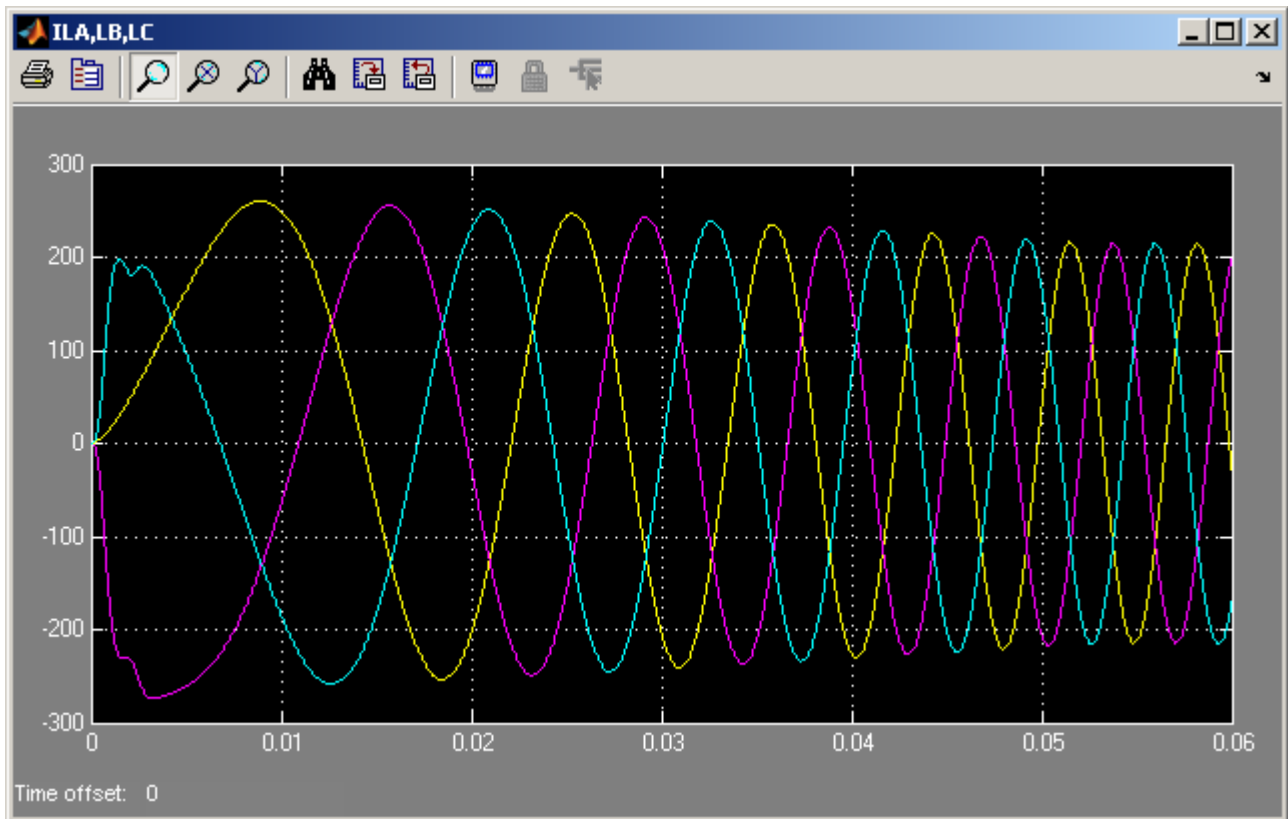


Grafico 5.79 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

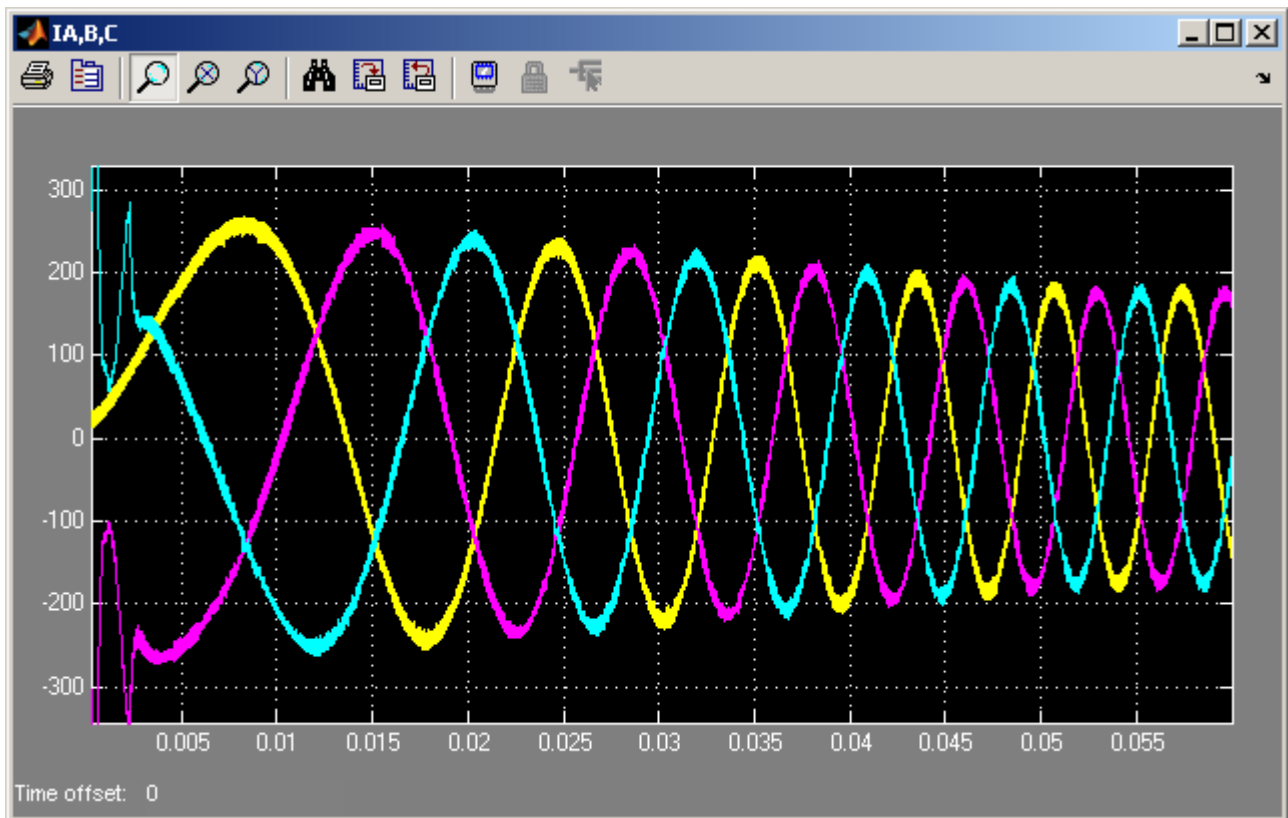


Grafico 5.80 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

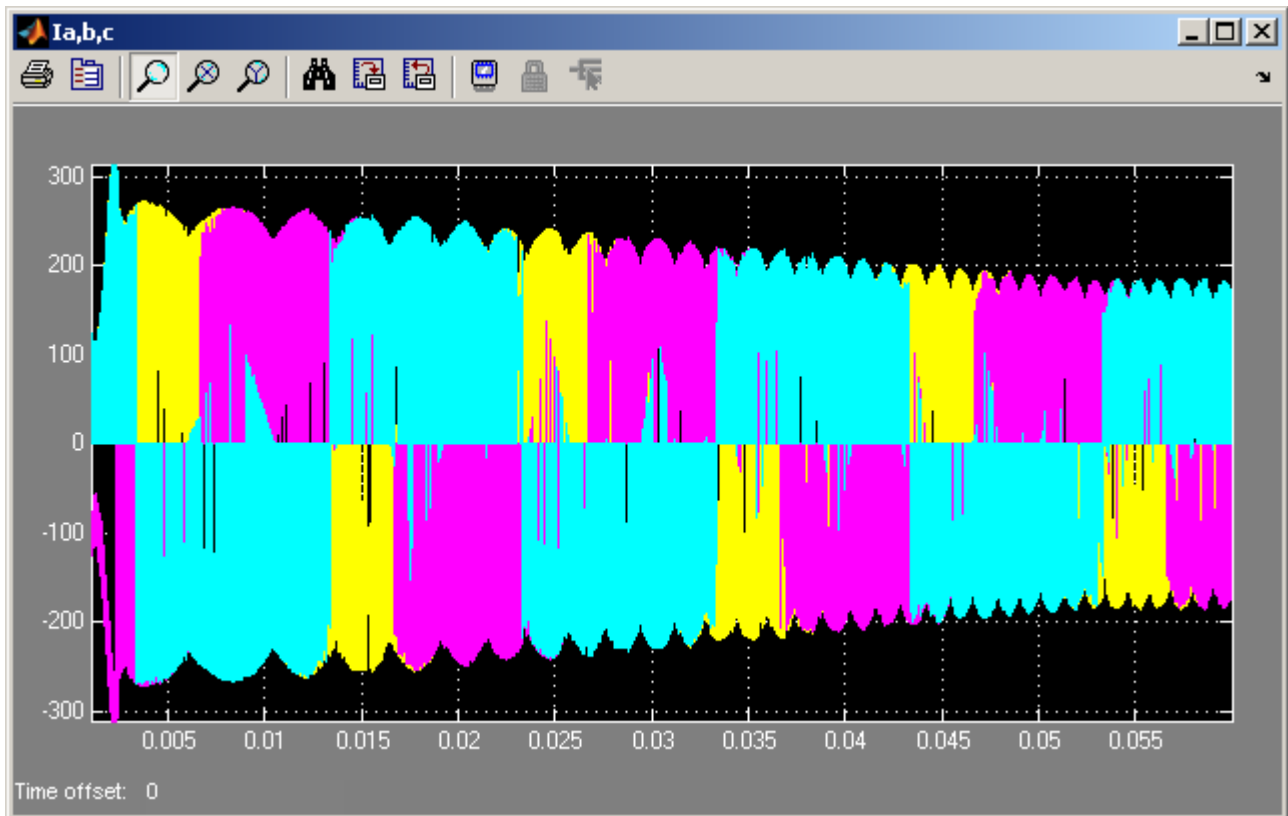


Grafico 5.81 Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c

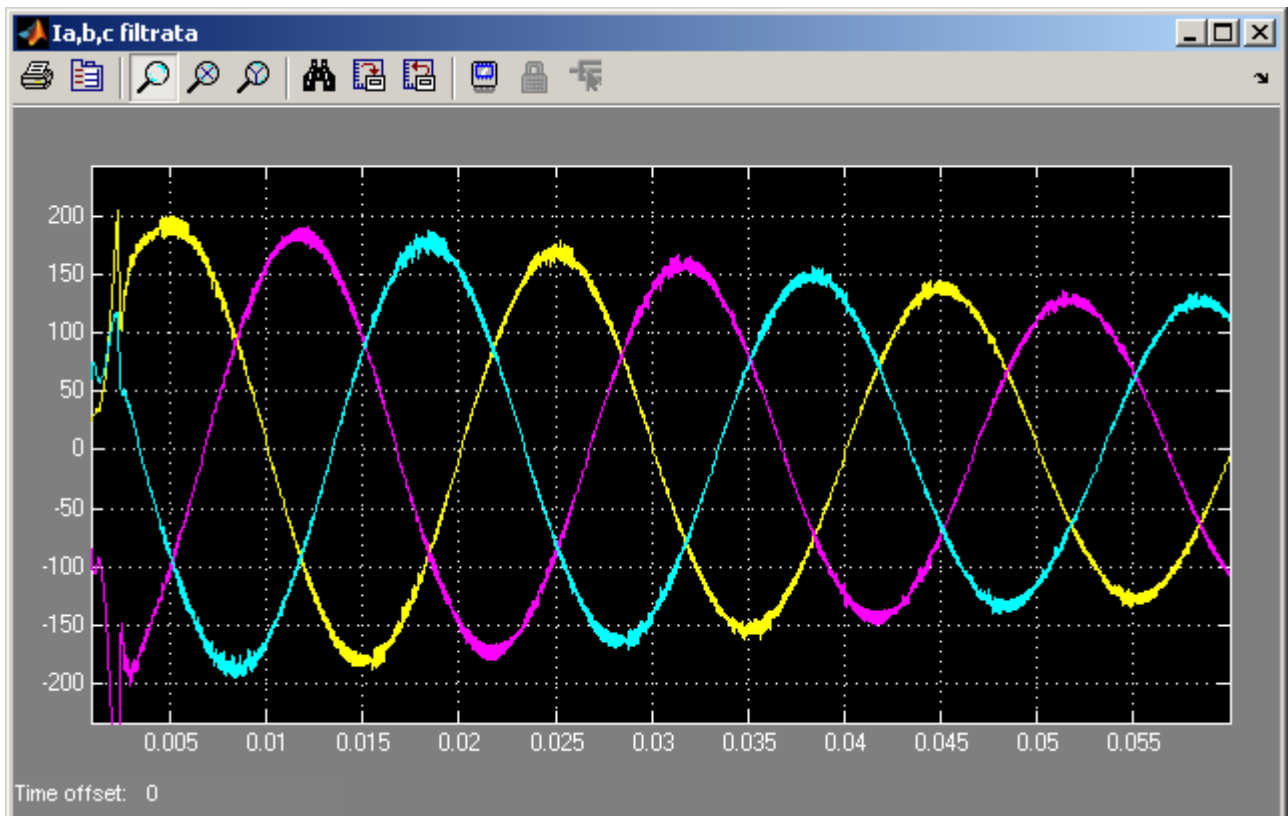


Grafico 5.82 Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

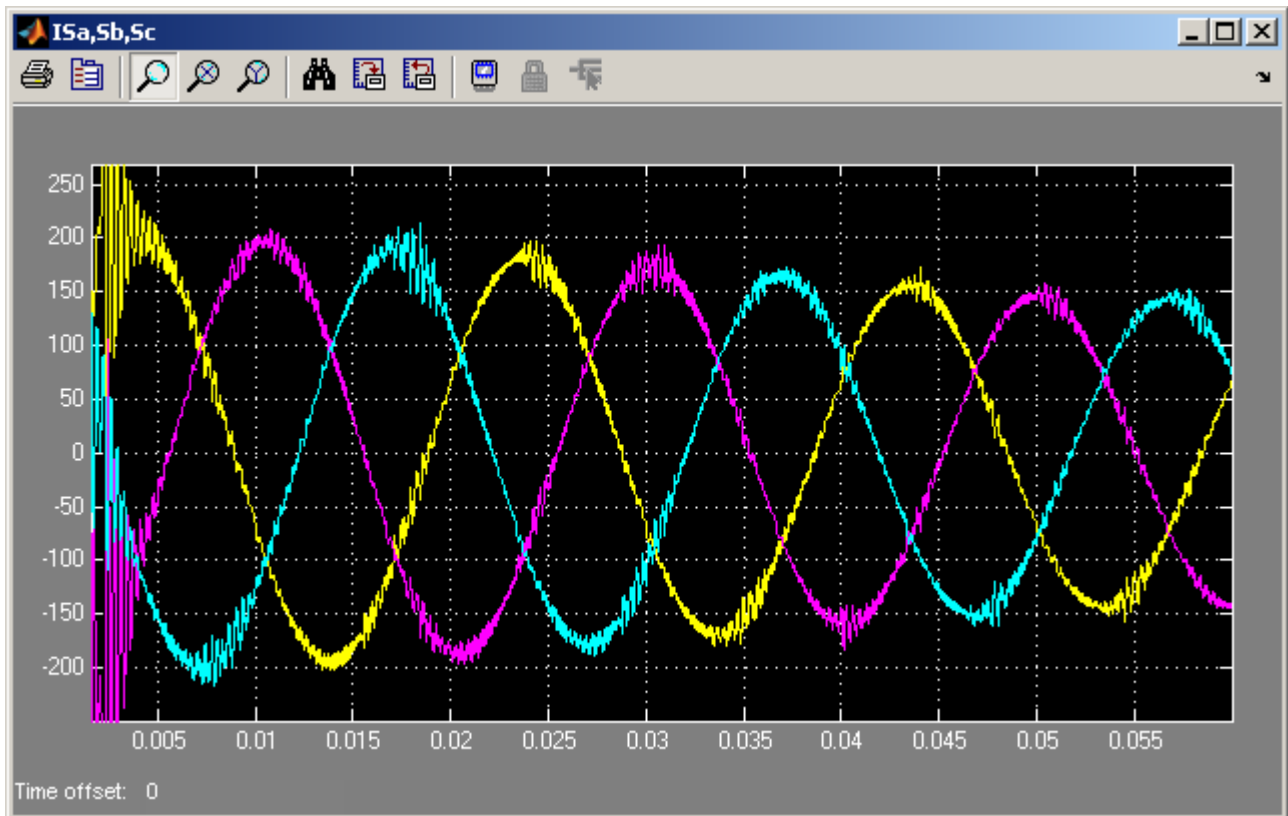


Grafico 5.83 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

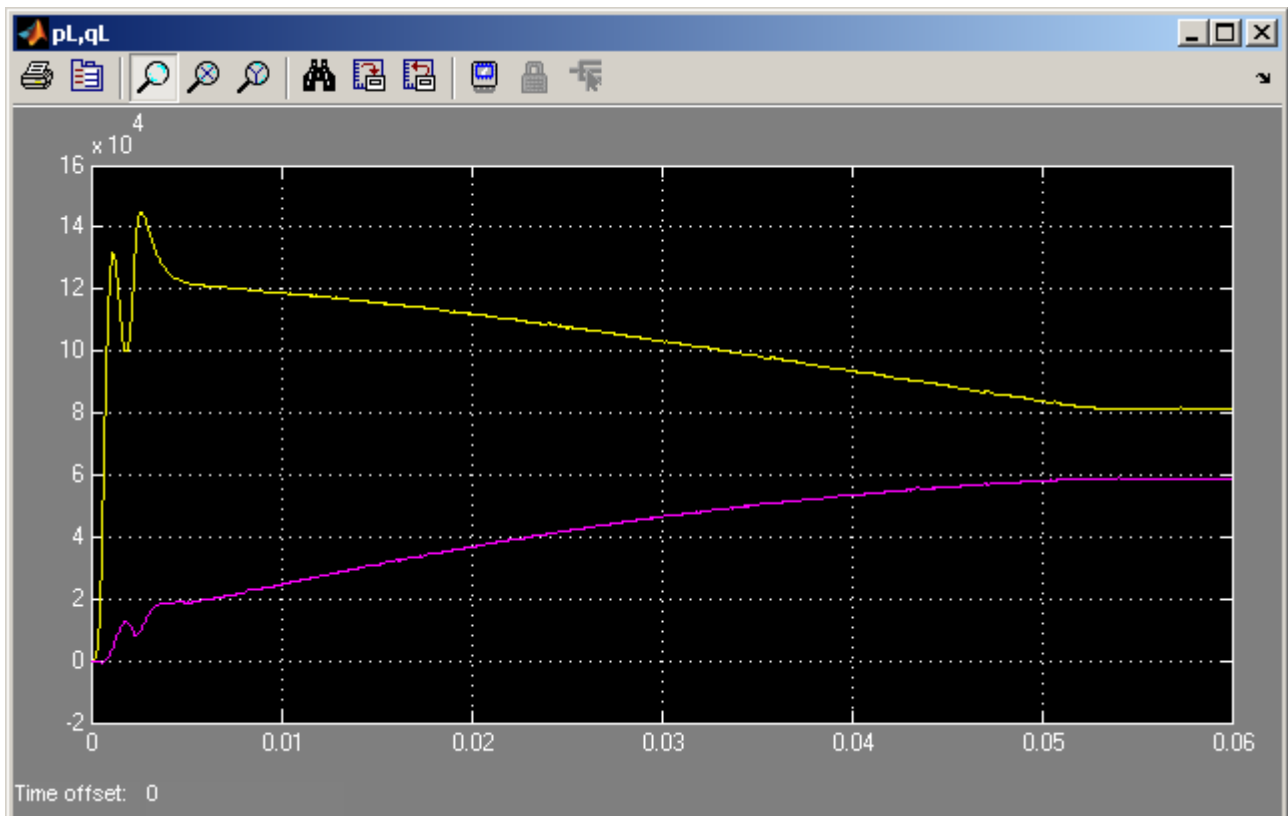


Grafico 5.84 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

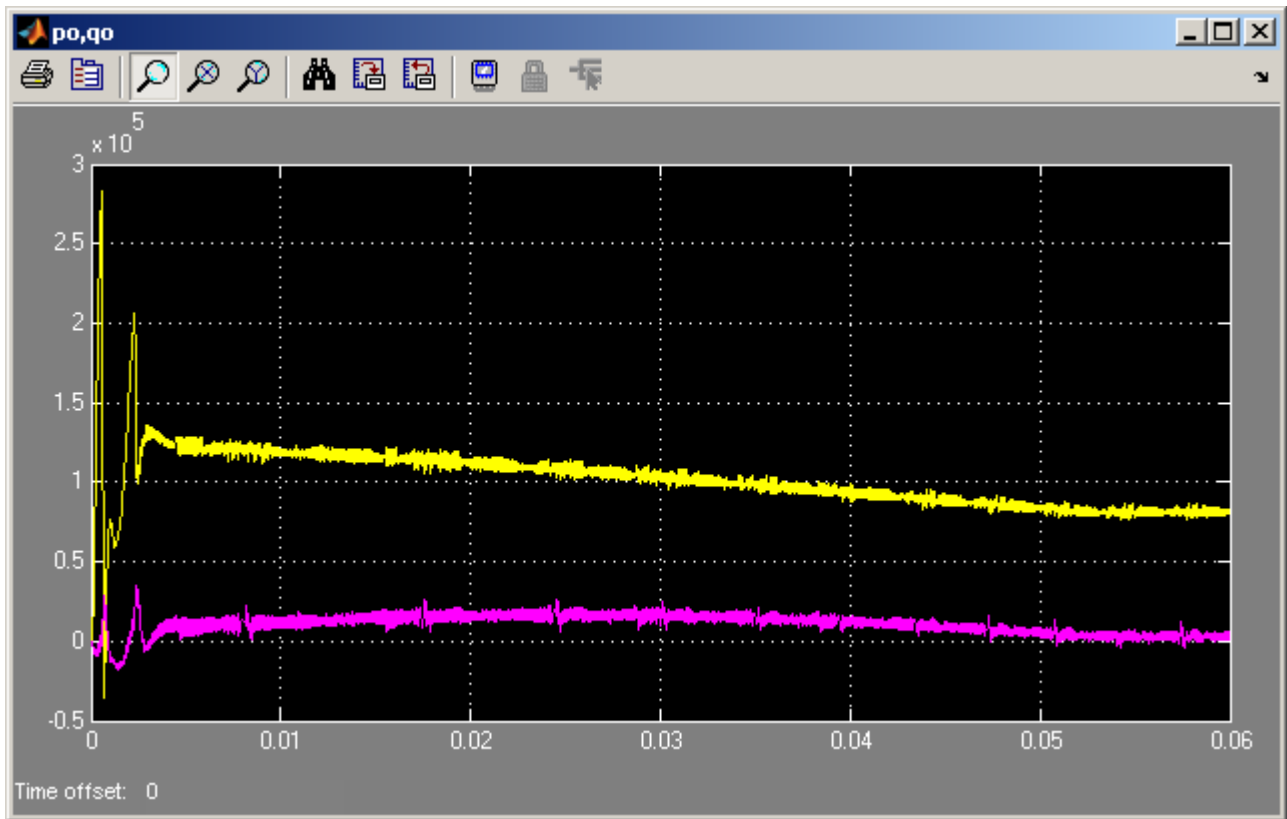


Grafico 5.85 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

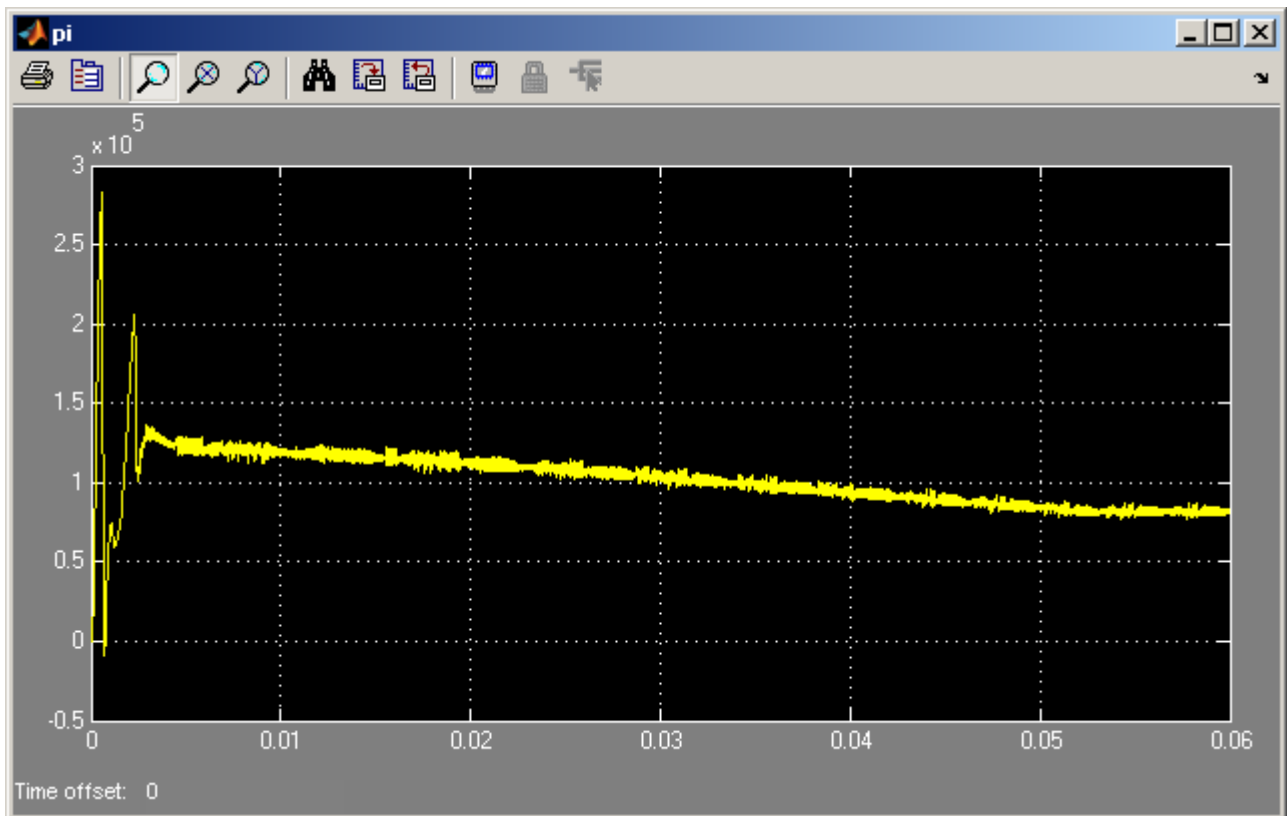


Grafico 5.86 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

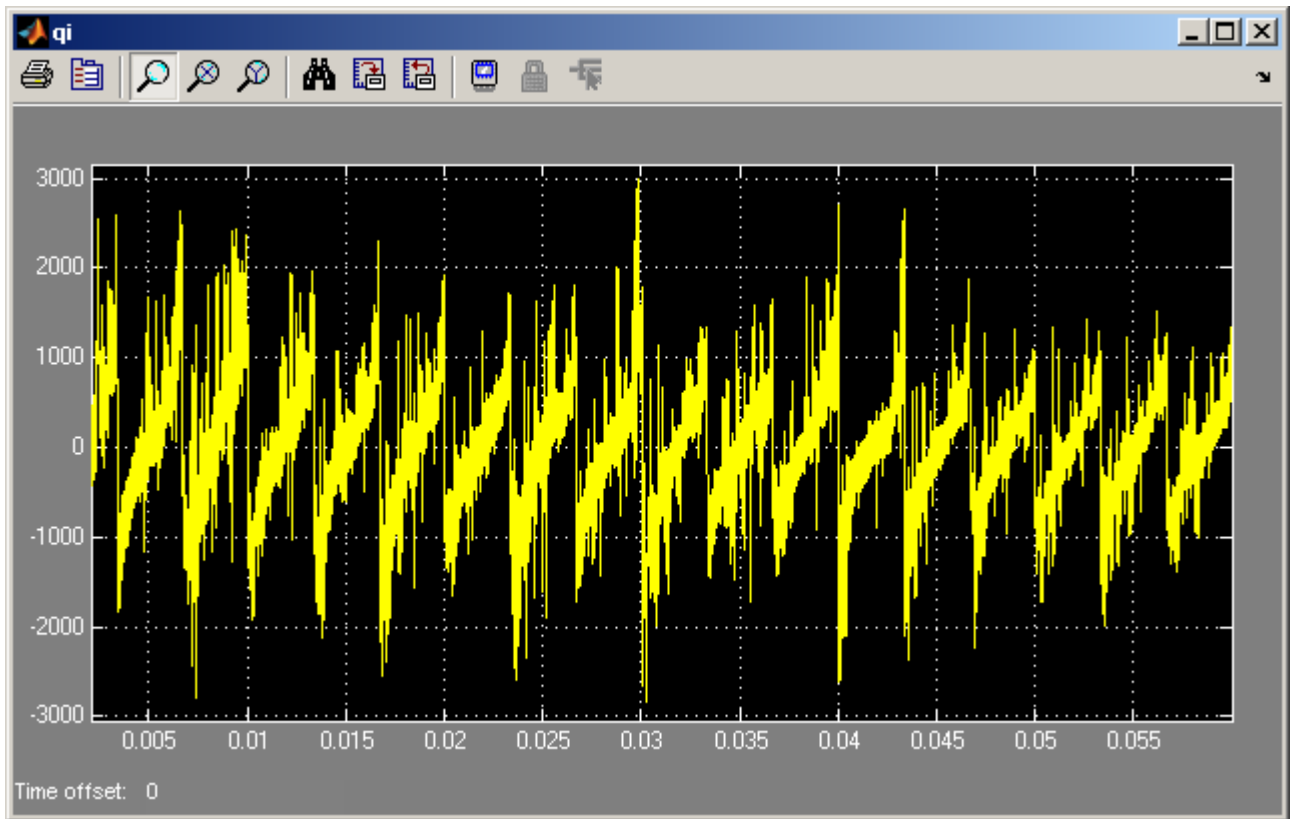


Grafico 5.87 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

5.4 Regime deformato

Verranno ora riportate alcune simulazioni in regime deformato con lo scopo di analizzare il comportamento del Matrix Converter in condizioni anomale, come riportato nella trattazione matematica svolta nel capitolo 3.

In particolare saranno analizzati tre grossi casi:

- 1) Carico generalmente squilibrato o deformato, con tensione di ingresso sinusoidale, simmetrica e di sequenza diretta;
- 2) Tensione di ingresso generalmente dissimmetrica o deformata, con carico equilibrato e non deformato;
- 3) Carico squilibrato e tensione di ingresso dissimmetrica.

In tutti i casi viene applicata l'unica compensazione possibile tra le due di Nabae-Akagi, e cioè, quella che vede la compensazione della sola potenza immaginaria istantanea di ingresso, ovvero quella che fa uso della *modulazione statica del fattore di potenza di ingresso*.

Come già spiegato nel capitolo 3, nel primo dei due casi sopra riportati si ricade effettivamente nel *primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi*, appunto quello che compensa la sola potenza immaginaria di ingresso e che, con l'ipotesi di tensione di ingresso sinusoidale e simmetrica, comporta nelle correnti di ingresso un determinato contenuto armonico secondo la relazione (3.21), mentre nel secondo caso si ricade praticamente nella trattazione del *secondo metodo di compensazione di Nabae-Akagi*, secondo cui si compensa anche la quota parte di potenza attiva istantanea oscillante di ingresso che, con l'ipotesi di carico equilibrato e non deformato, non è presente, ma presentando invece la tensione di ingresso dissimmetrie o deformazioni consegue nelle correnti di ingresso un contenuto armonico secondo la relazione (3.29).

Inoltre viene riportata una simulazione nella quale si ha un carico squilibrato con tensione di ingresso dissimmetrica venendo a cadere nel terzo caso contemplato, ossia nel *primo metodo di compensazione di Nabae-Akagi in condizioni di tensione disturbata* per verificare il contenuto armonico delle correnti di ingresso secondo quanto previsto dalla relazione (3.36).

Infine viene riportata una simulazione interessante in cui il carico è un ponte raddrizzatore trifase che assorbe delle correnti ad onda quadra.

5.4.1 Carico squilibrato o deformato

Analizzando il primo caso, ossia quello che ha come ipotesi la tensione di ingresso sinusoidale, simmetrica e di sequenza diretta e un carico genericamente squilibrato o deformato, si riportano delle simulazioni nelle quali, fissata una certa frequenza delle grandezze di uscita diversa da quella di ingresso, la quale è supposta essere sempre 50 Hz, in ogni simulazione viene aggiunta una armonica alla volta nelle correnti di uscita in maniera tale da poter verificare la correttezza dei risultati matematici della relazione (3.21).

Il primo termine della (3.21) è quello che rappresenta la componente sinusoidale ed equilibrata alla frequenza fondamentale, ed in fase con la tensione di ingresso. Gli altri termini armonici sono

suddivisi, a loro volta, in due componenti: la prima alla pulsazione angolare $\omega_i + (k - 1)\omega_0$ e la seconda alla pulsazione angolare $\omega_i - (k - 1)\omega_0$.

Definito $N = \omega_0/\omega_i$ si può verificare che le due componenti armoniche aggiuntive nella corrente di ingresso del Matrix Converter distano simmetricamente da quella fondamentale in termini di indice armonico riferito alla frequenza fondamentale di ingresso pari a $(k - 1)N$.

Quindi avendo definito k l'indice armonico riferito alla frequenza fondamentale di uscita e chiamato k' l'indice armonico riferito alla frequenza fondamentale di ingresso, si ottengono i due indici armonici delle componenti aggiuntive nella corrente di ingresso:

$$k_1' = 1 + (k - 1)N$$

$$k_2' = 1 - (k - 1)N$$

L'ampiezza di entrambe le componenti armoniche aggiuntive sono pari a $q/2$ volte dell'ampiezza dell'armonica aggiunta nella corrente di uscita, dove q è il rapporto di trasferimento di tensione che nei casi riportati è fissato a 0,72.

In tutte le simulazioni vengono riportati i vari grafici che mostrano tutte le grandezze elettriche di interesse ed in particolare gli spettri armonici dei vettori spaziali della corrente di ingresso e uscita del Matrix Converter per verificare le corrispondenze dei termini armonici ivi presenti.

Inoltre, in tutte le simulazioni seguenti, la tensione concatenata sul carico è pari a 380 V e il carico assorbe una potenza attiva di 100 kW con fattore di potenza 0,9 in ritardo.

In particolare verranno riportati due gruppi di simulazioni a riguardo con frequenza di uscita pari a 90 Hz e 30 Hz, per cui il rapporto N sarà rispettivamente uguale a 1,8 e 0,6.

Tenendo conto anche della quota di reattivo assorbita dai condensatori C_o la corrente di uscita presenta un'ampiezza di valore pari a circa 215,4 A a 90 Hz e 227,2 A a 30 Hz.

5.4.1.1 Carico squilibrato con l'aggiunta dell'armonica -1 ($f_0 = 90$ Hz)

In questo caso è stata aggiunta una armonica di squilibrio $k = -1$ di ampiezza pari a 70 A nella corrente di uscita e avendo

$$\begin{aligned} f_0 &= 90 \text{ Hz} \\ N &= 1,8 \\ k &= -1 (-90 \text{ Hz}) \end{aligned}$$

si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche

$$\begin{aligned} k_1' &= -2,6 (-130 \text{ Hz}) \\ k_2' &= +4,6 (230 \text{ Hz}) \end{aligned}$$

entrambe di ampiezza 25,2 A circa.

Nei grafici 5.90, 5.91, 5.92 e 5.93 sono riportate le correnti assorbite dal carico e quelle di uscita dal Matrix Converter che, come ben si può vedere, appaiono sinusoidali ma squilibrate. Nei grafici 5.94, 5.95 e 5.96 sono mostrate le correnti di ingresso del Matrix Converter tali e filtrate a livello di segnale e come si può notare da questi grafici non sono più sinusoidali. Nei grafici 5.103 e 5.104 sono riportati gli spettri armonici della corrente di ingresso e di uscita dal Matrix Converter ed in particolare nel grafico 5.104 e dalla Tab. 5.7 si può notare nella corrente di uscita l'armonica -1 di circa 70 A e nella corrente di ingresso che le armoniche aggiuntive corrispondono a quelle previste. Infatti si hanno un'armonica -2,6 e una +4,6 entrambe di ampiezza pari a 26,8 A le quali sono quasi uguali a quelle prospettate di circa 25 A.

Indice armonico di I_o		Frequenza [Hz]		Ampiezza [A]	
+1		90		215,4	
-1		-90		70,0	
Indice armonico di I_i		Frequenza [Hz]		Ampiezza [A]	
Rilevato	Teorico	Rilevato	Teorico	Rilevato	Teorico
+1	+1	50	50	156,4	154,0
-2,6	-2,6	-130	-130	26,8	25,2
+4,6	+4,6	230	230	26,8	25,2

Tabella 5.7 Contenuto armonico dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC

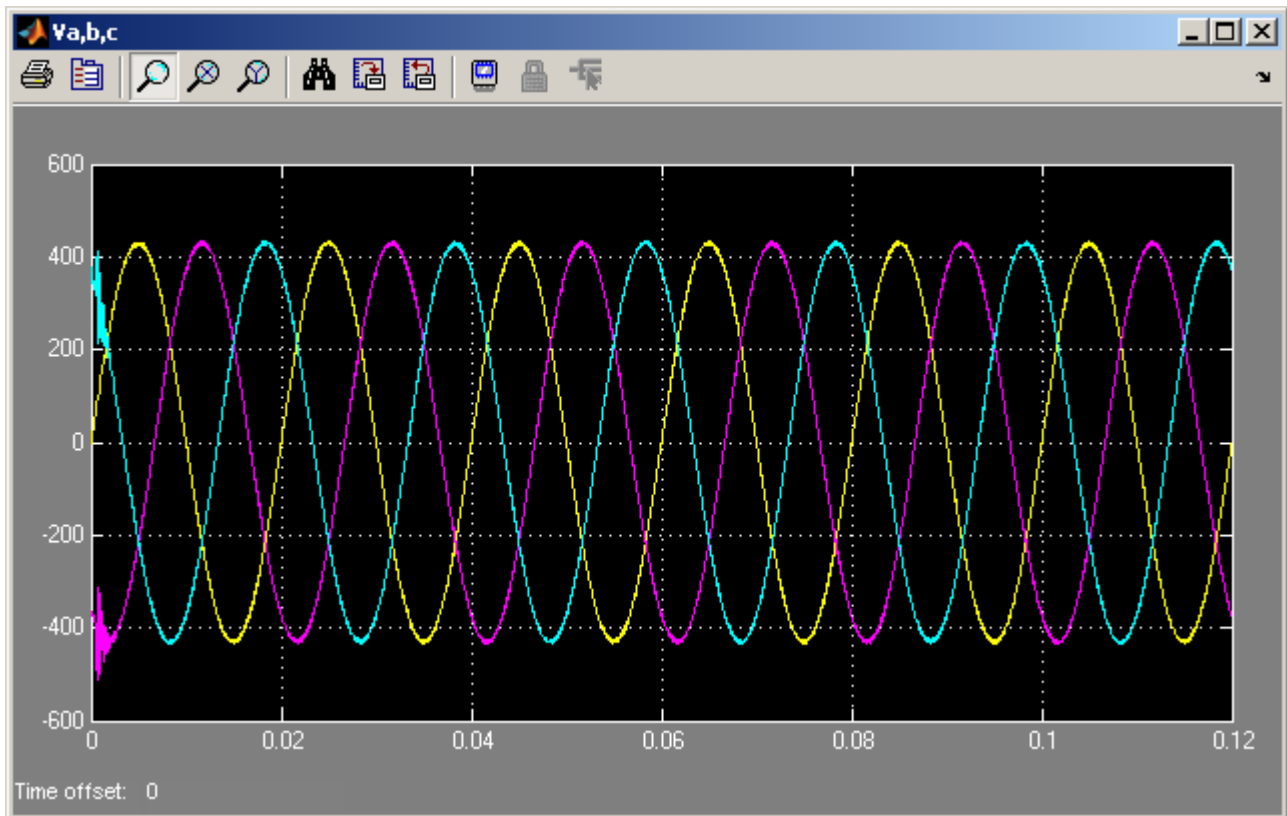


Grafico 5.88 Tensioni di ingresso del MC v_a , v_b , v_c

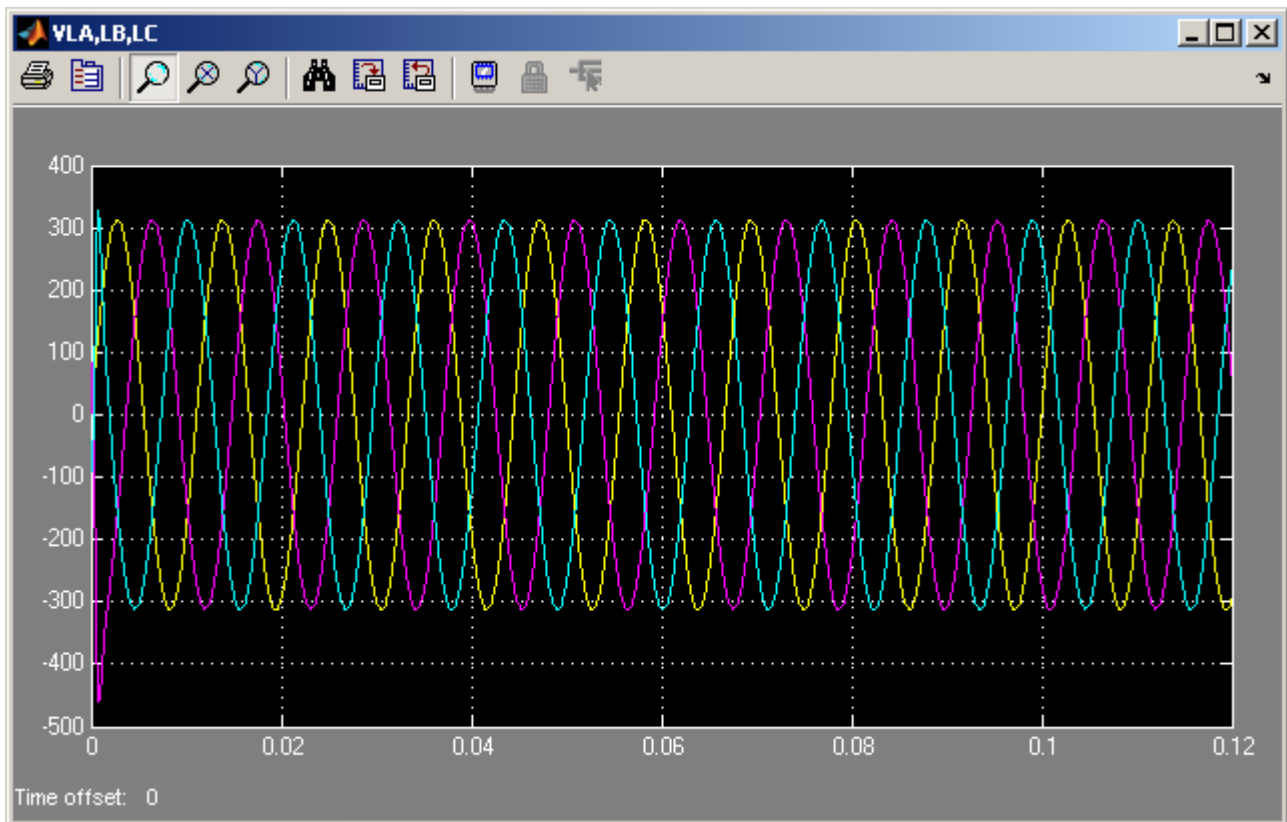


Grafico 5.89 Tensioni sul carico v_{LA} , v_{LB} , v_{LC}

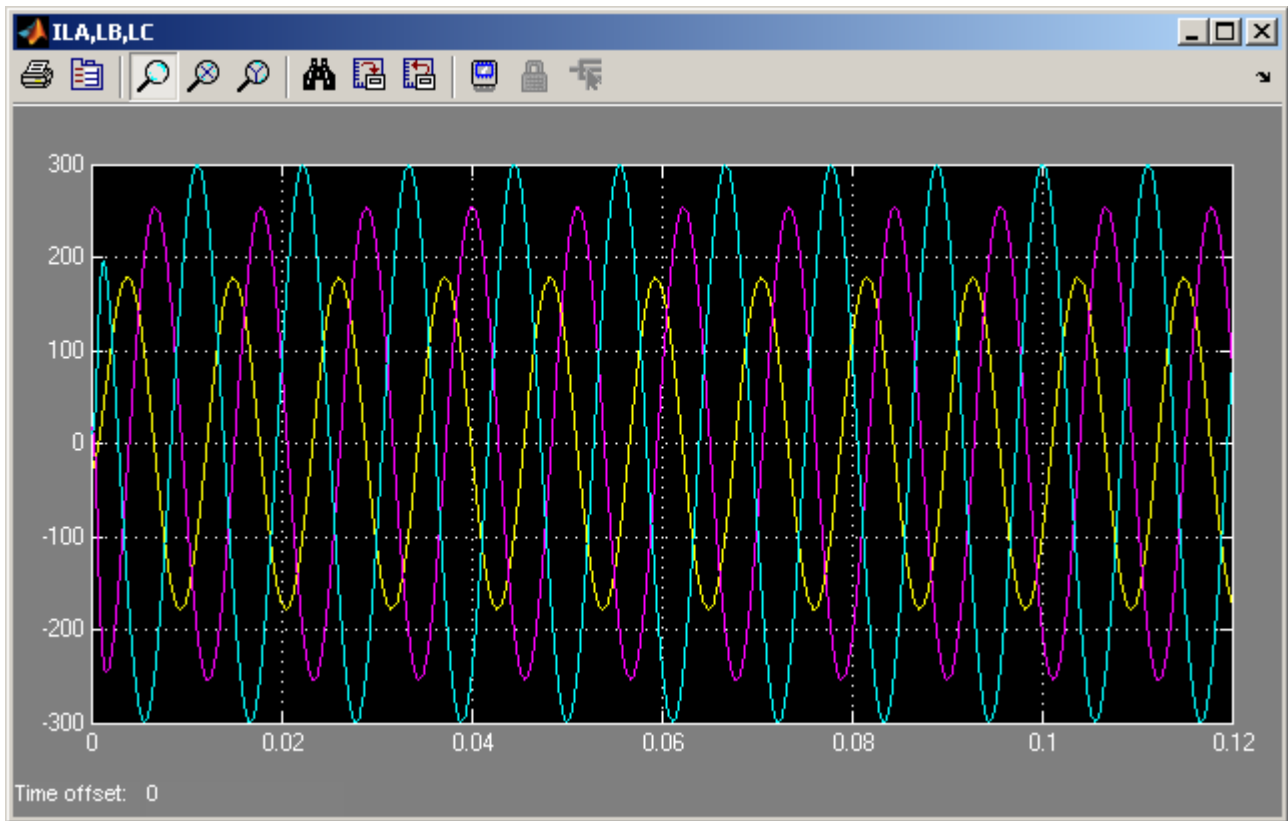


Grafico 5.90 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

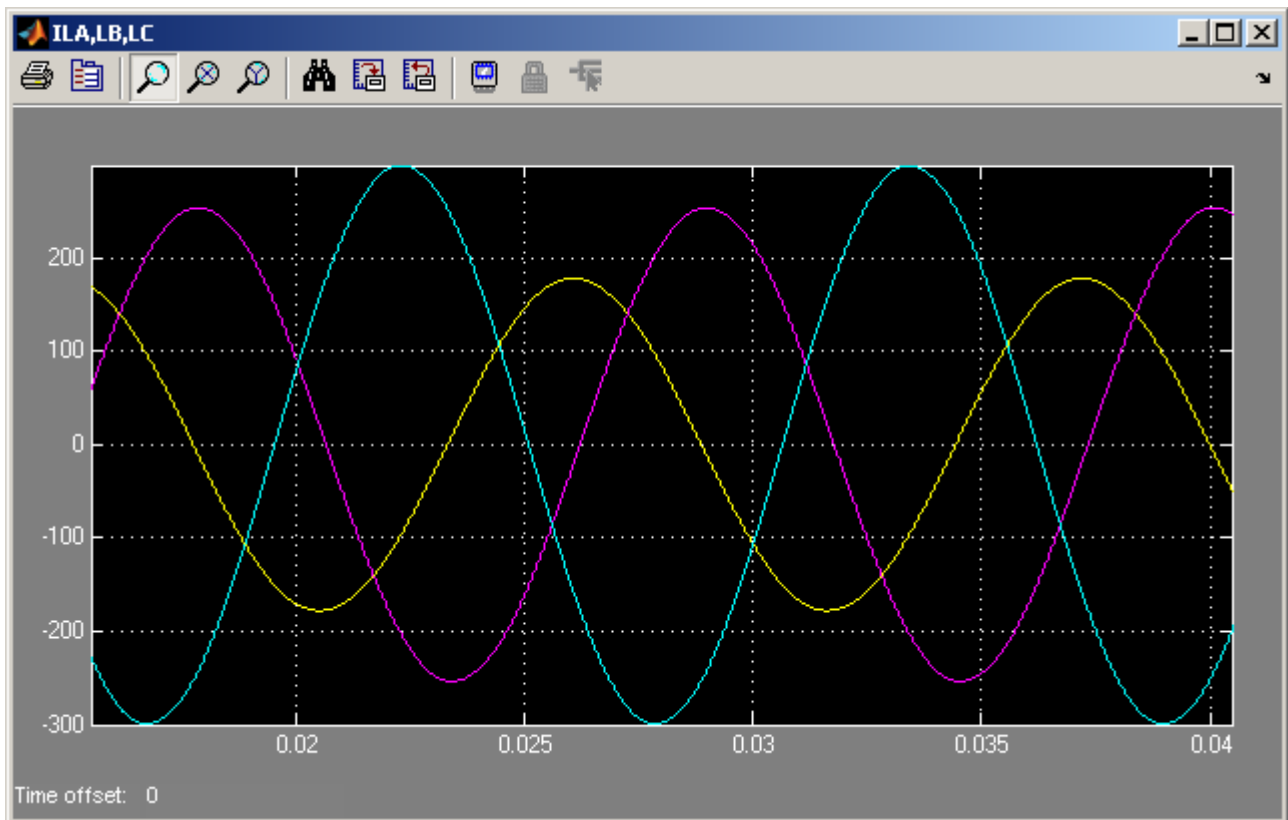


Grafico 5.91 Zoom Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

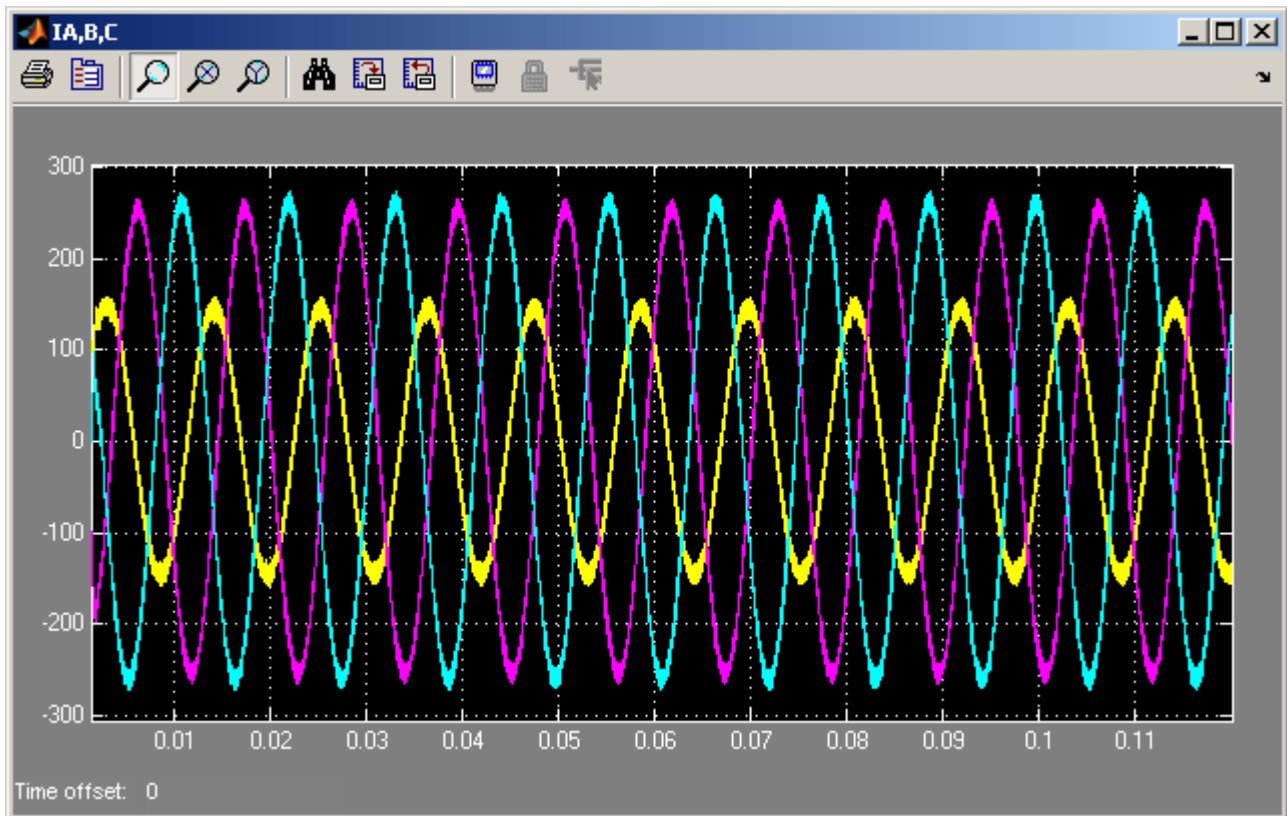


Grafico 5.92 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

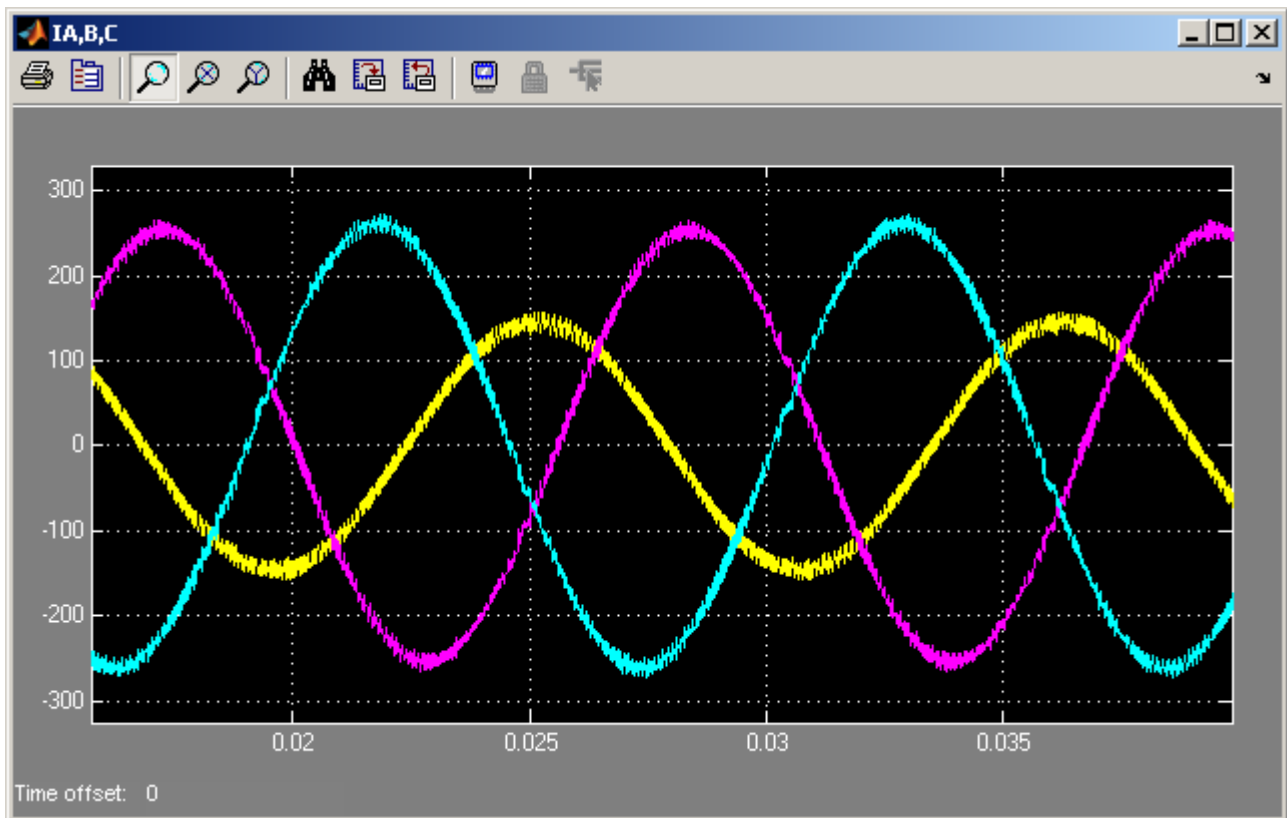


Grafico 5.93 Zoom Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

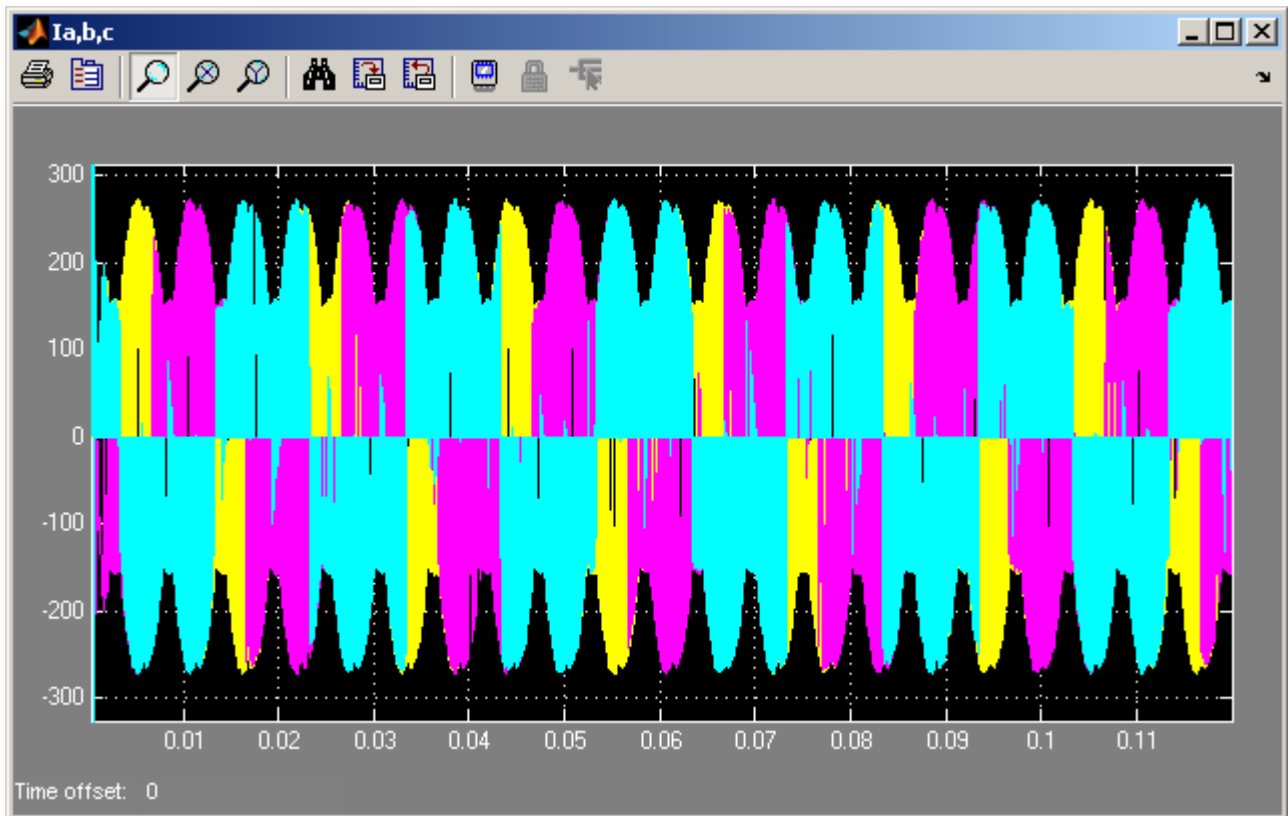


Grafico 5.94 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

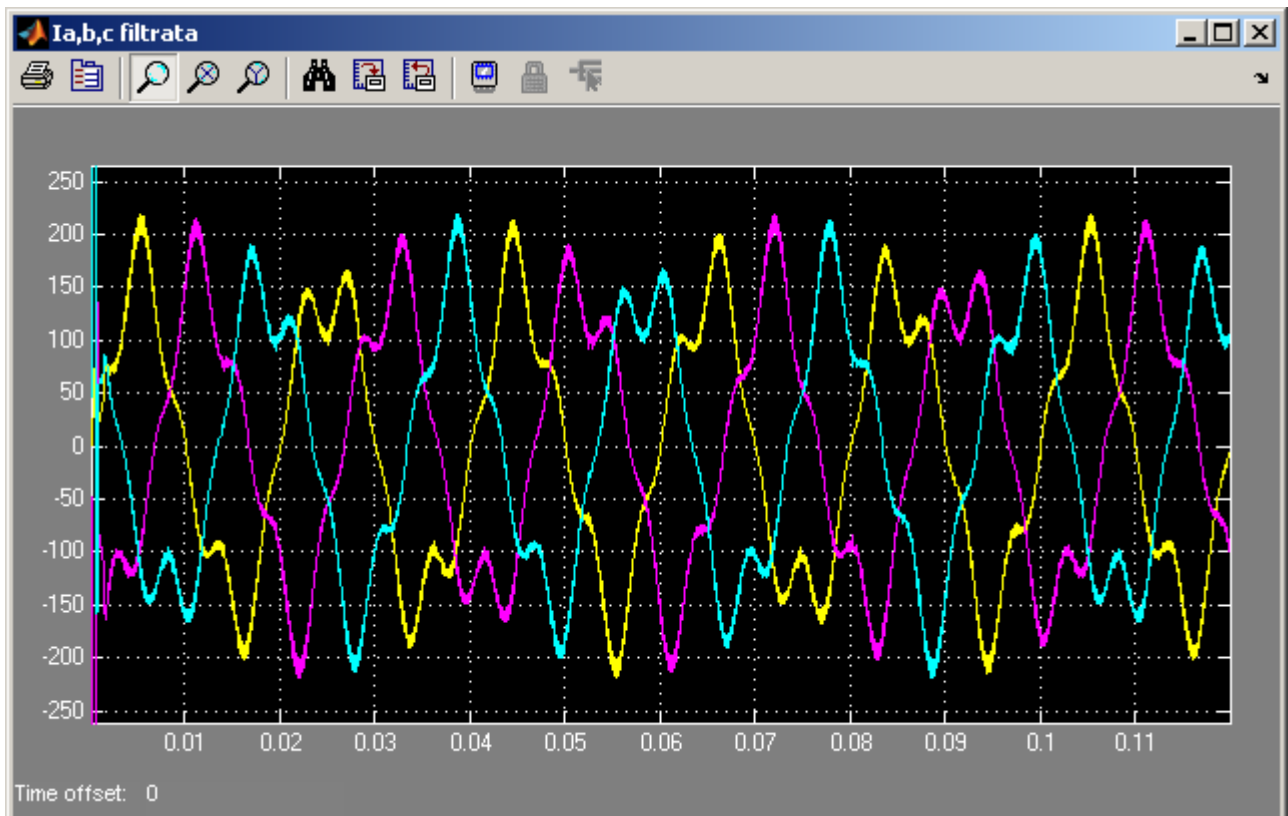


Grafico 5.95 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

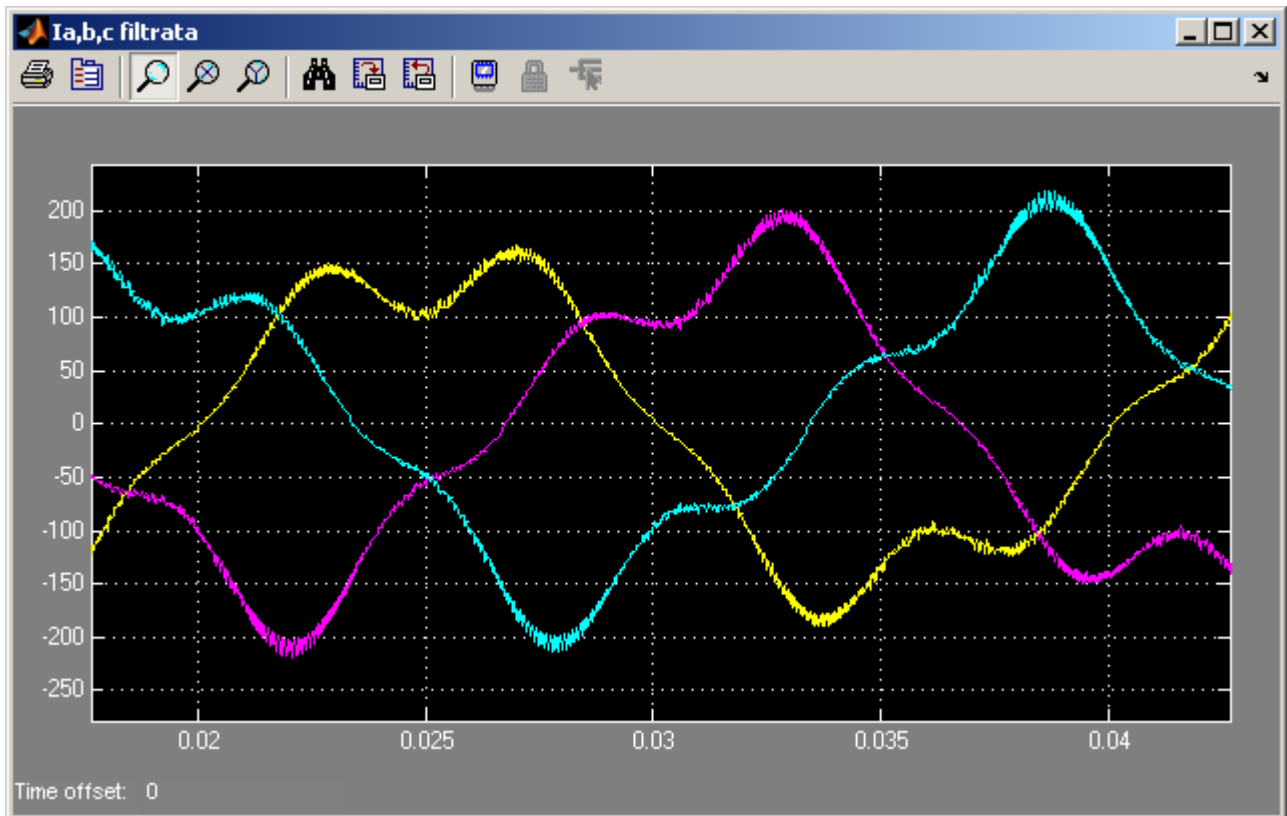


Grafico 5.96 Zoom Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

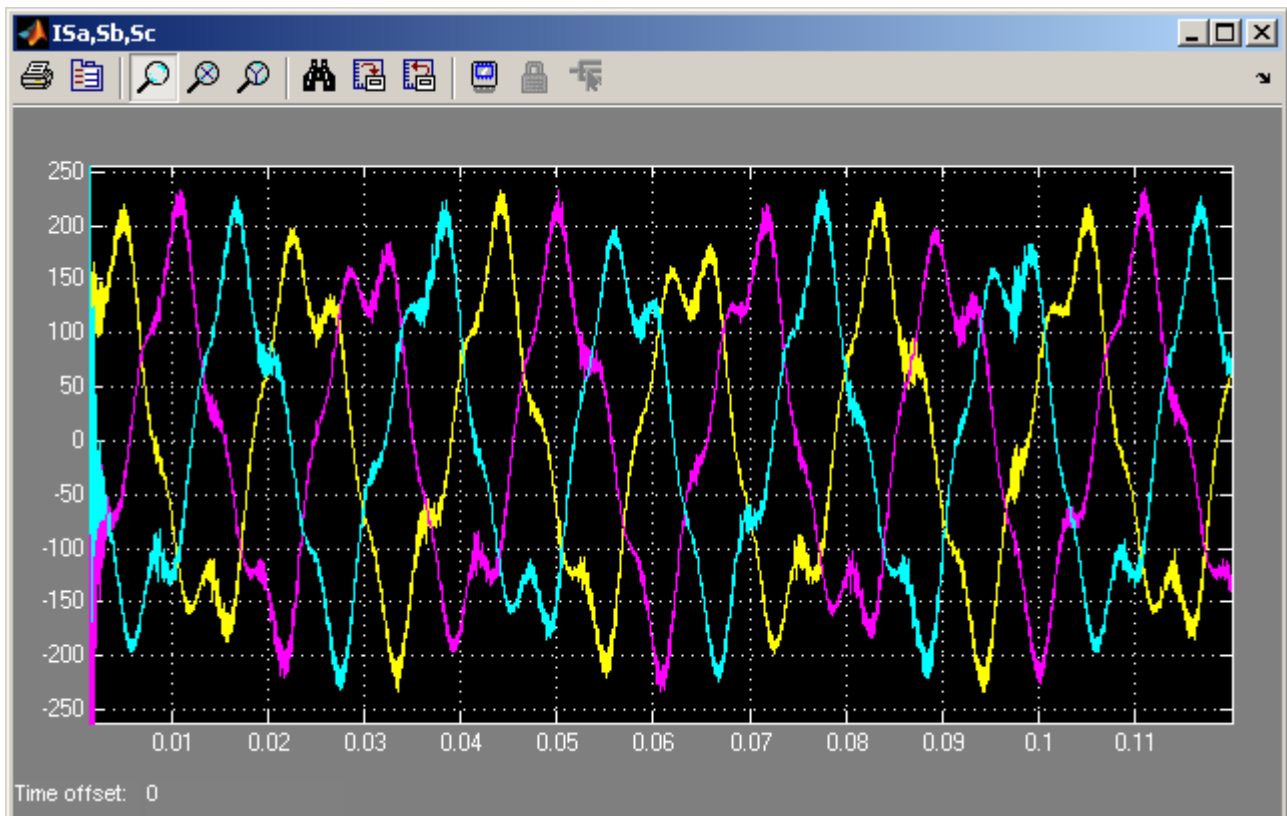


Grafico 5.97 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

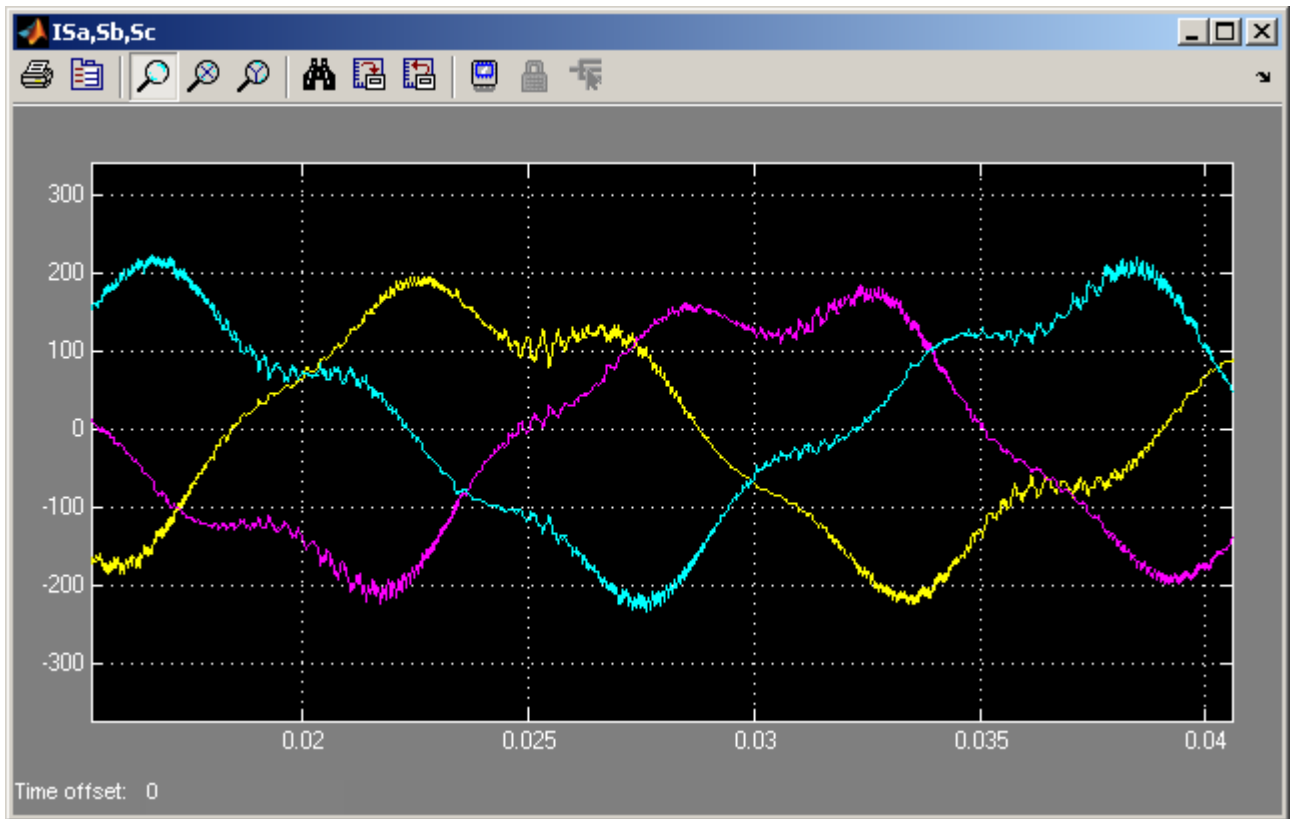


Grafico 5.98 Zoom Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

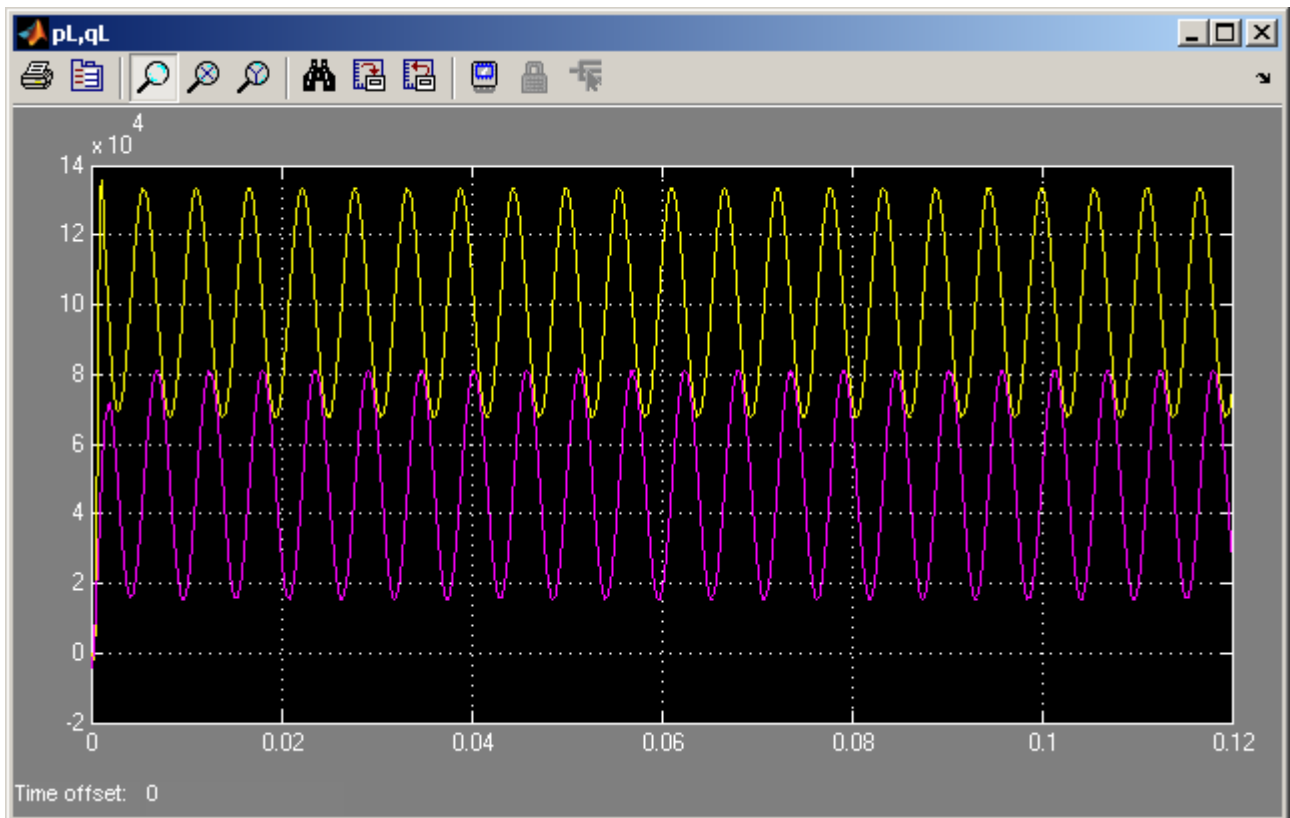


Grafico 5.99 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

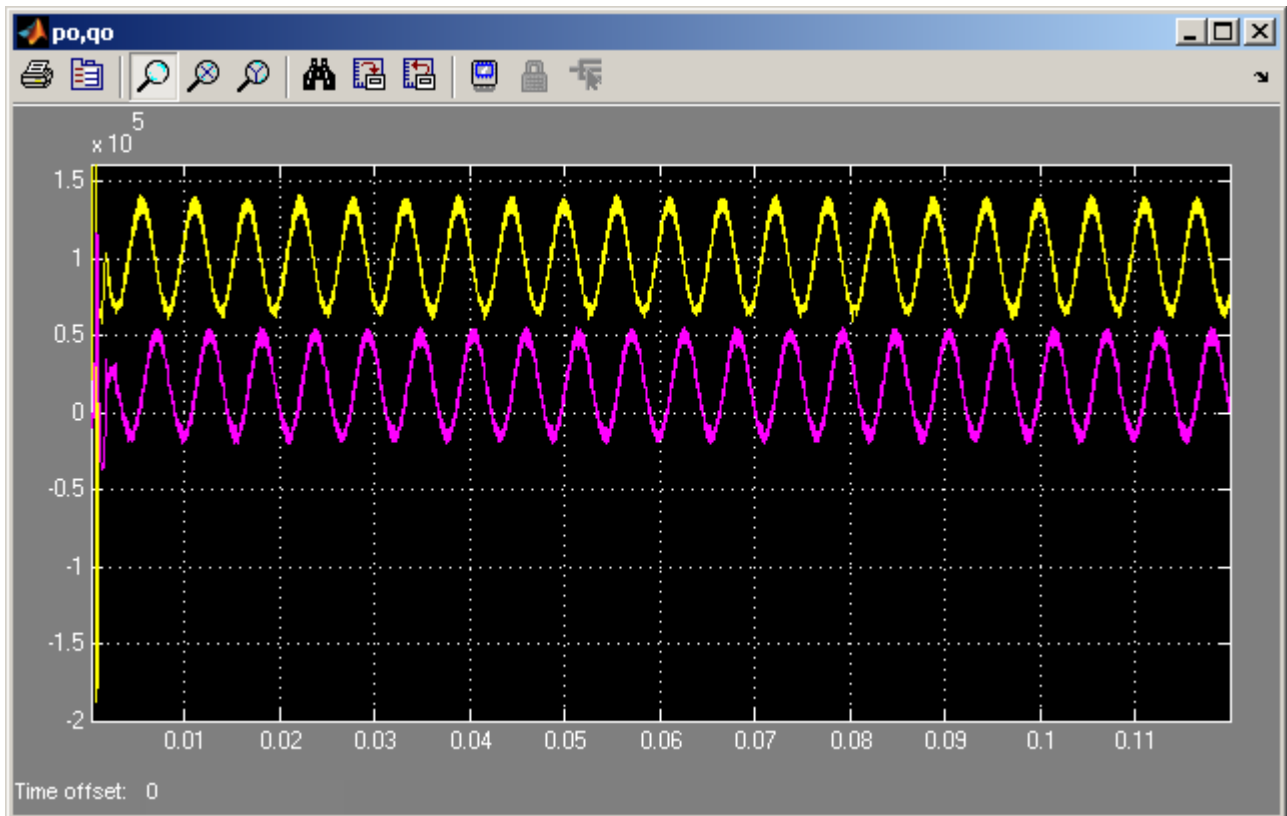


Grafico 5.100 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

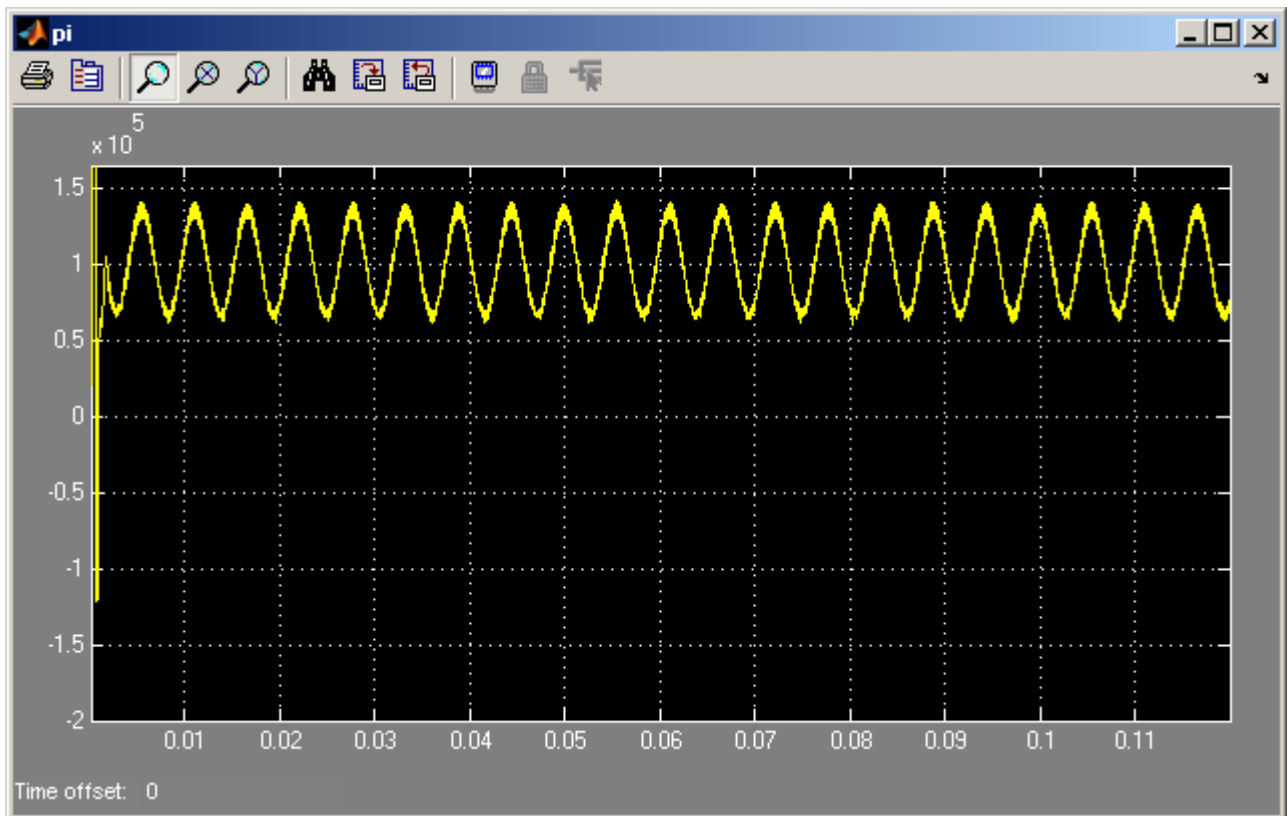


Grafico 5.101 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

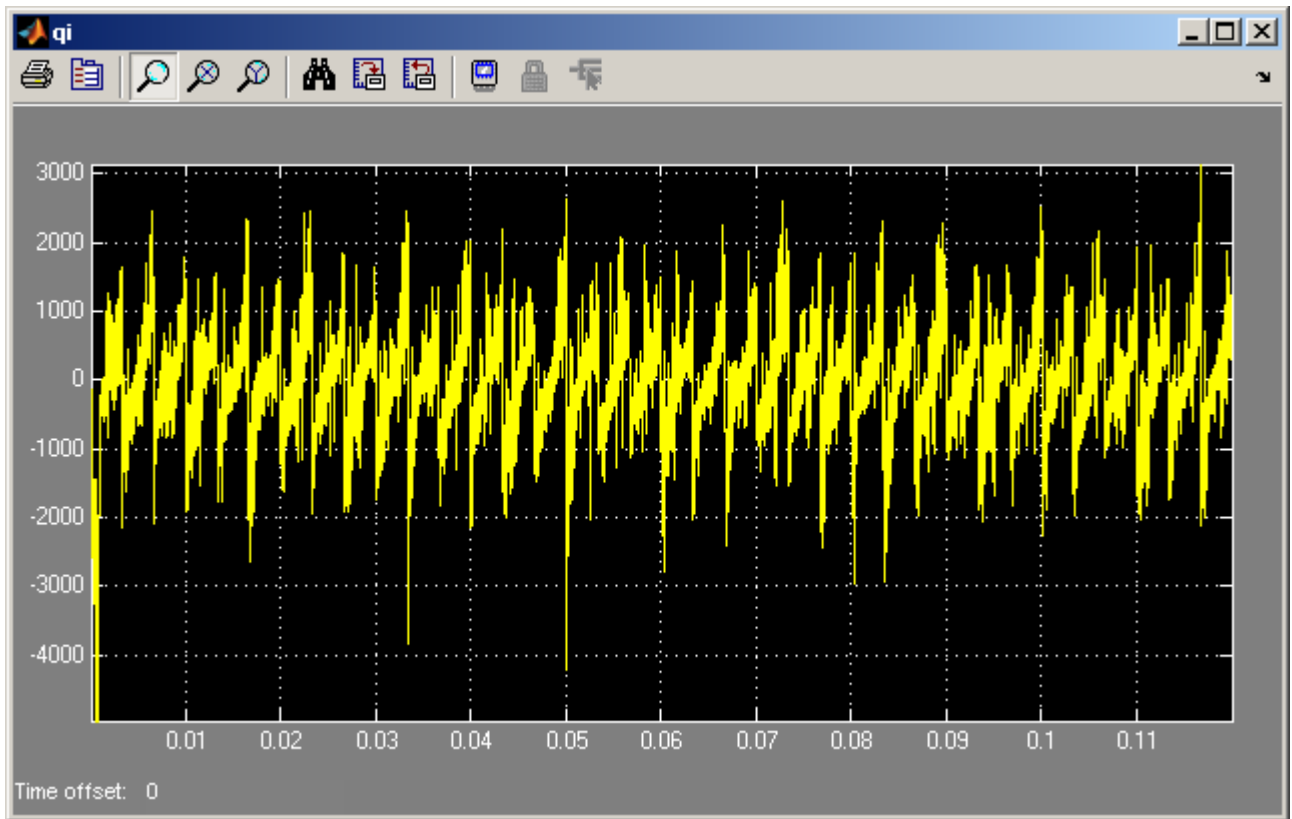


Grafico 5.102 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

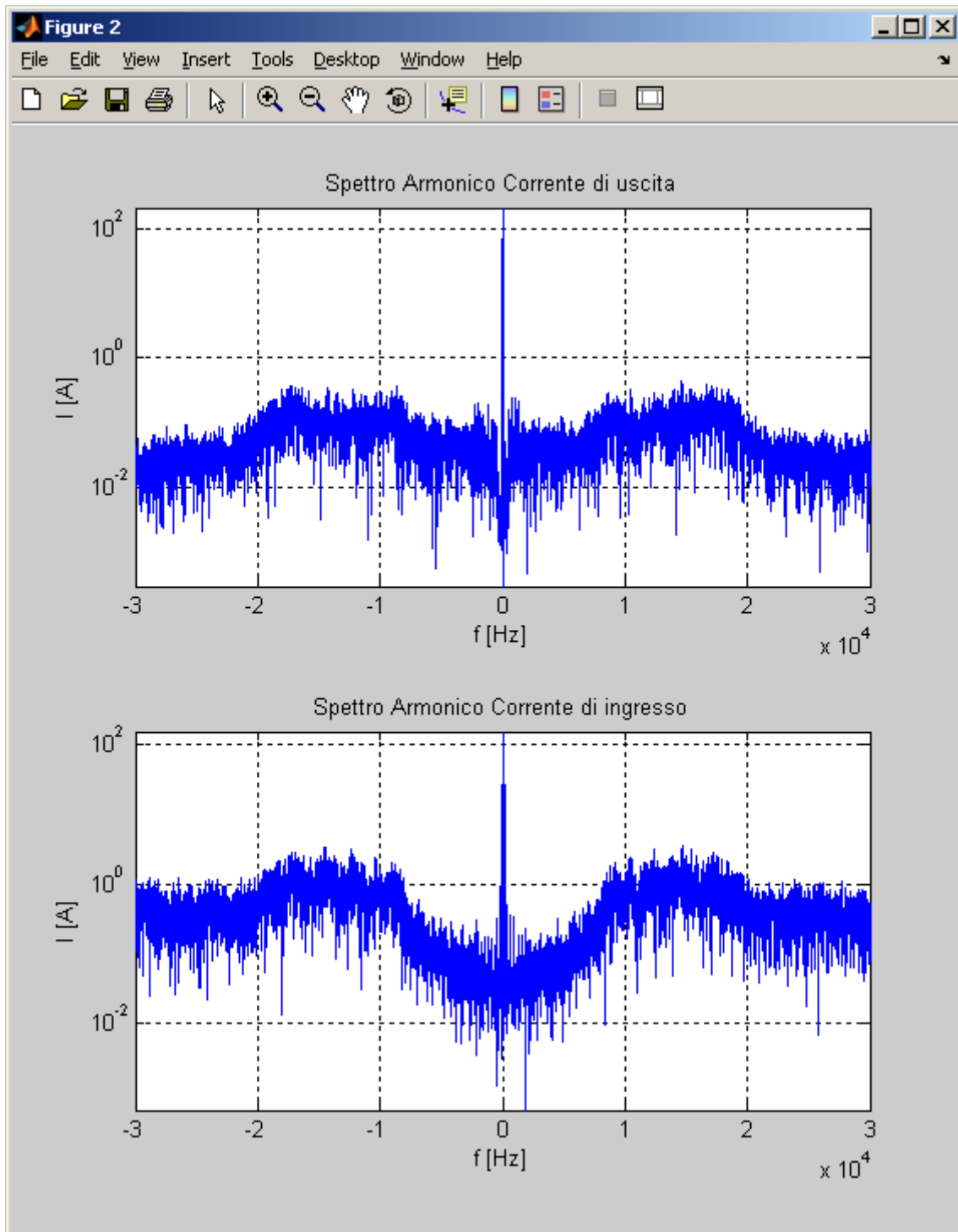


Grafico 5.103 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

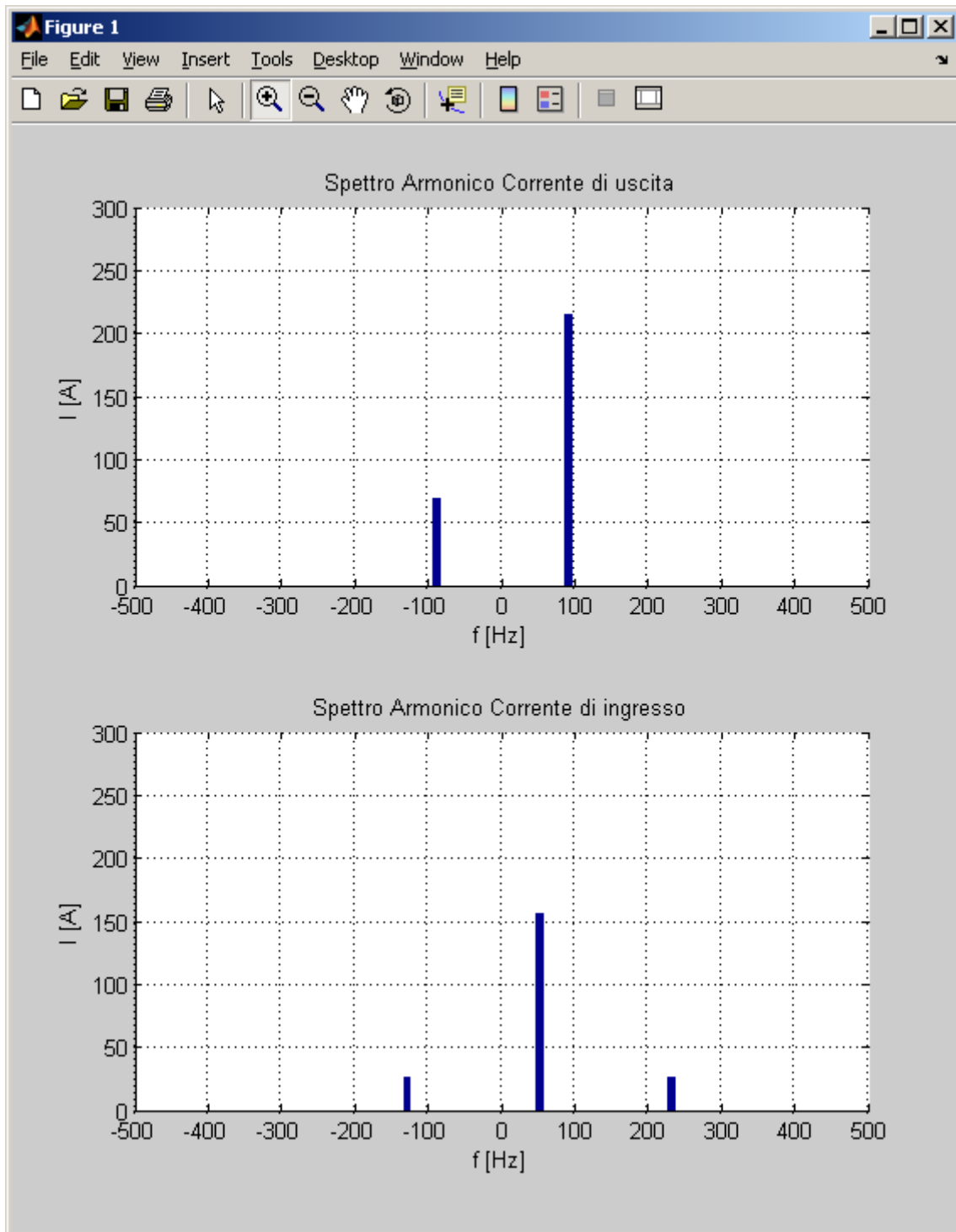


Grafico 5.104 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.1.2 Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica +3 ($f_0 = 90 \text{ Hz}$)

In questo caso è stata aggiunta una armonica di deformazione $k = +3$ di ampiezza pari a 70 A nella corrente di uscita e avendo

$$\begin{aligned} f_0 &= 90 \text{ Hz} \\ N &= 1,8 \\ k &= +3 (270 \text{ Hz}) \end{aligned}$$

si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche

$$\begin{aligned} k_1' &= +4,6 (230 \text{ Hz}) \\ k_2' &= -2,6 (-130 \text{ Hz}) \end{aligned}$$

entrambe di ampiezza 25,2 A circa.

Nei grafici 5.107, 5.108, 5.109 e 5.110 sono riportate le correnti assorbite dal carico e quelle di uscita dal Matrix Converter, che come ben si può vedere, appaiono deformate.

Nei grafici 5.94, 5.95 e 5.96 sono mostrate le correnti di ingresso del Matrix Converter tali e filtrate a livello di segnale e come si può notare da questi grafici non sono più sinusoidali.

Nei grafici 5.120 e 5.121 sono riportati gli spettri armonici della corrente di ingresso e di uscita dal Matrix Converter ed in particolare nel grafico 5.121 e dalla Tab. 5.8 si può notare nella corrente di uscita l'armonica +3 di circa 70 A e che nella corrente di ingresso le armoniche aggiuntive corrispondono a quelle previste. Infatti si hanno un'armonica -2,6 e una +4,6 entrambe di ampiezza pari a 26,0 A le quali sono quasi uguali a quelle prospettate di circa 25 A.

<i>Indice armonico di I_o</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
+1		90		215,4	
+3		270		70,0	
<i>Indice armonico di I_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>
+1	+1	50	50	156,4	154,0
+4,6	+4,6	230	230	26,0	25,2
-2,6	-2,6	-130	-130	26,0	25,2

Tabella 5.8 Contenuto armonico dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC

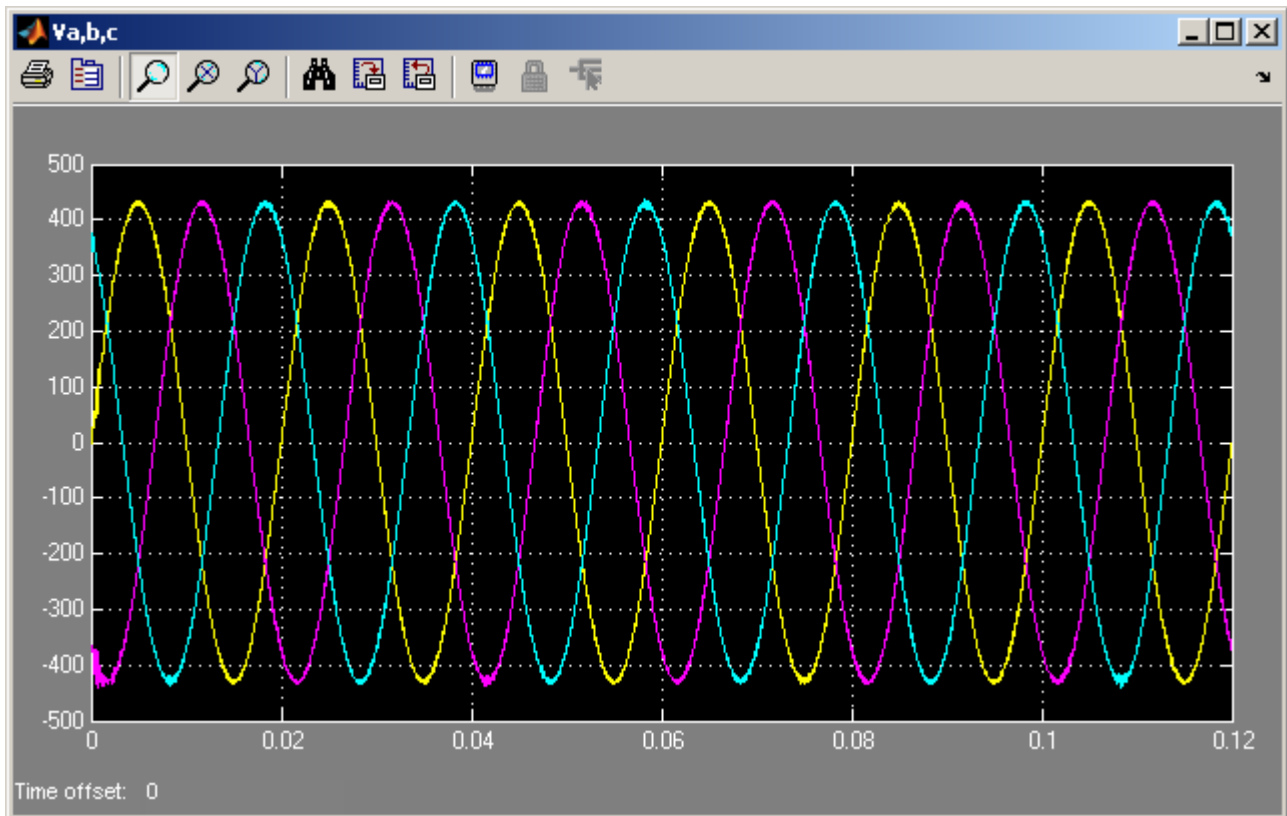


Grafico 5.105 Tensioni di ingresso del MC v_a, v_b, v_c

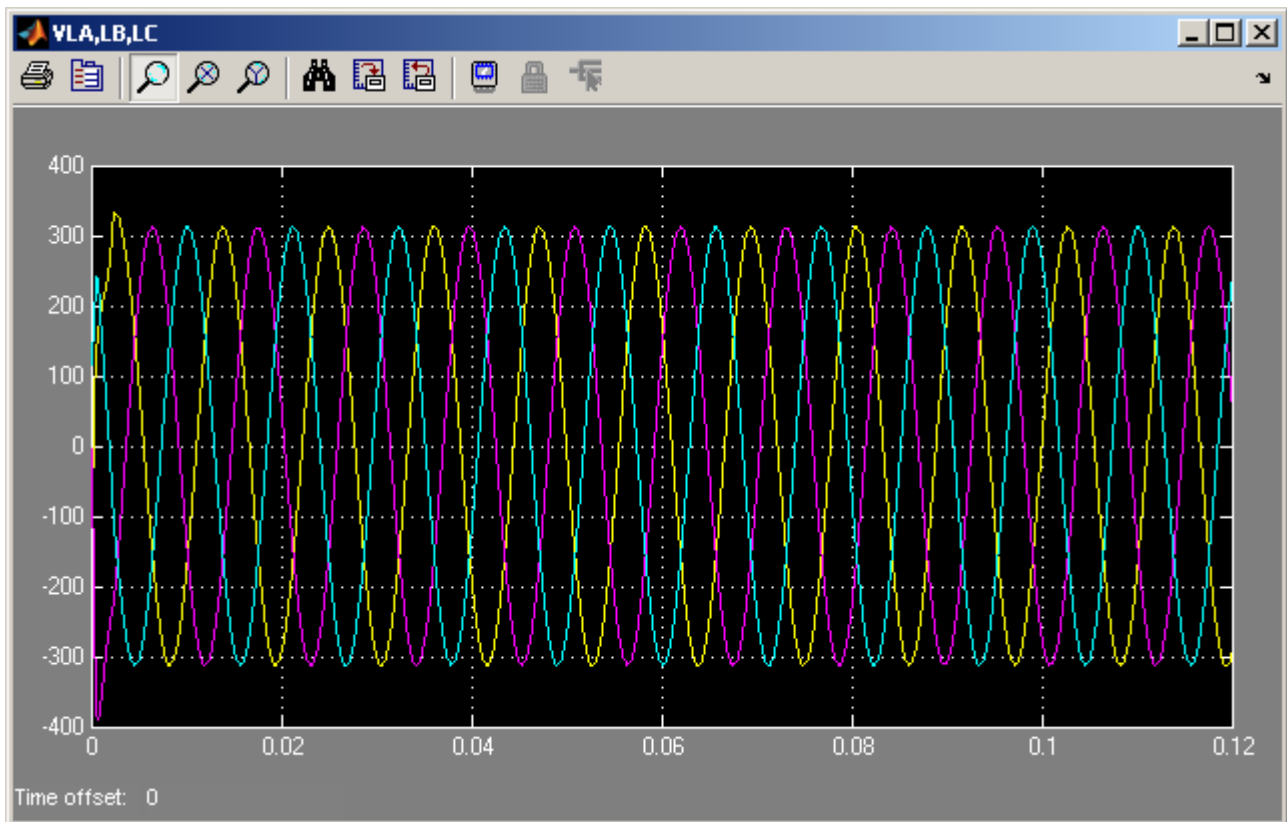


Grafico 5.106 Tensioni sul carico v_{LA}, v_{LB}, v_{LC}

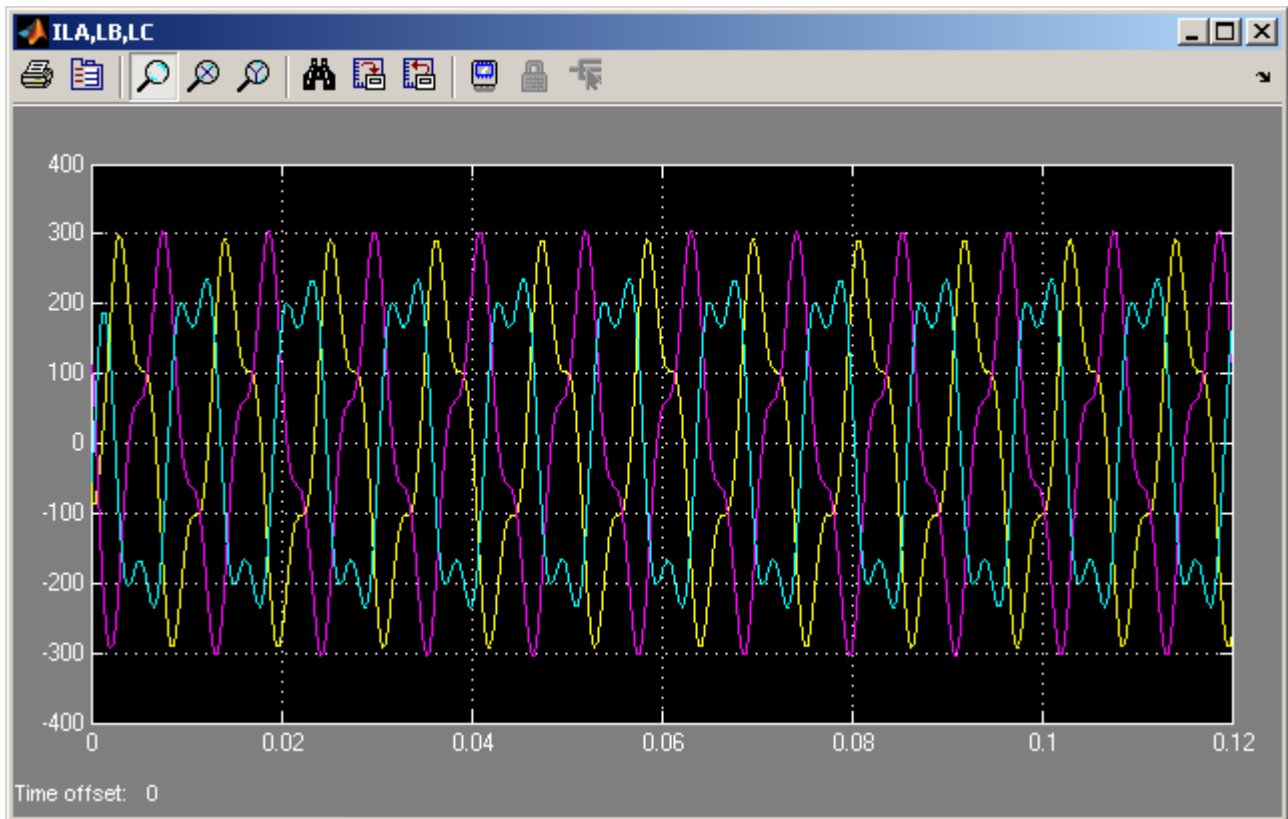


Grafico 5.107 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

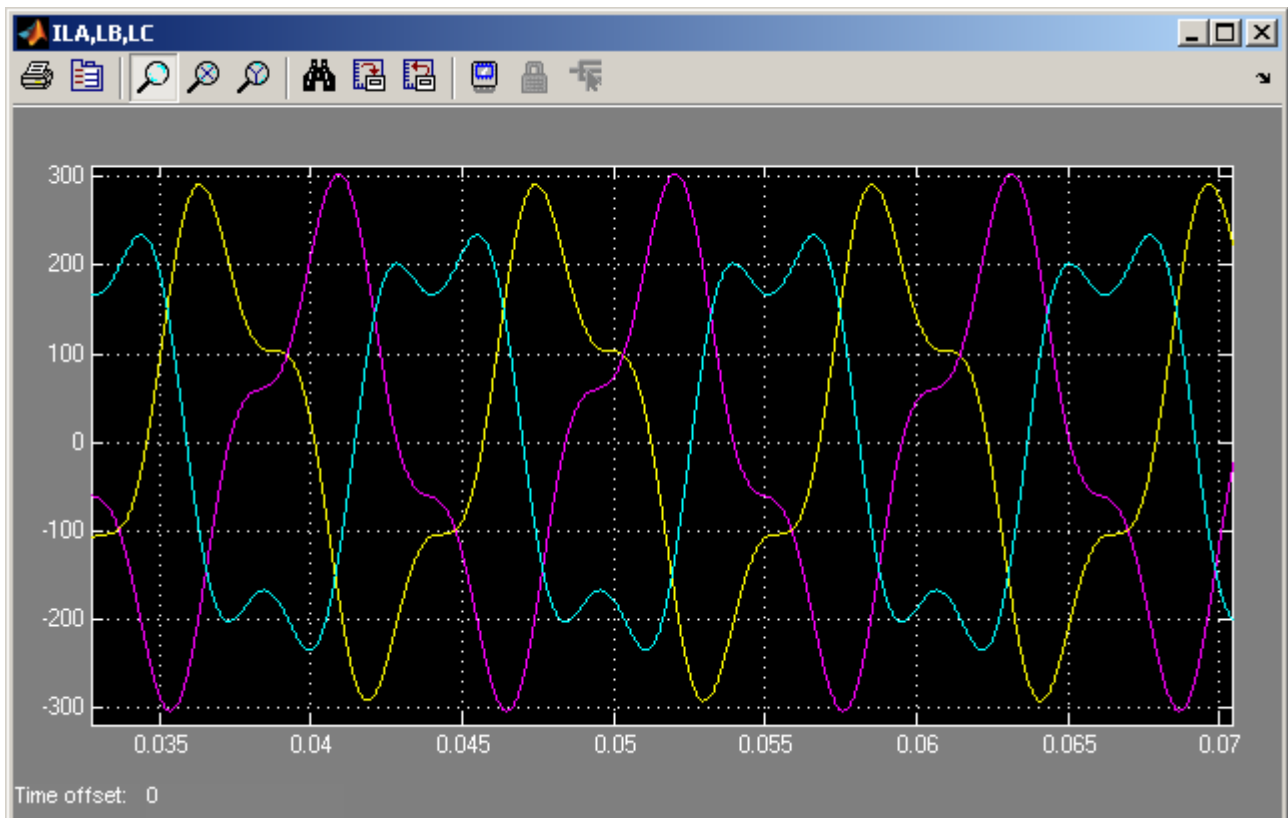


Grafico 5.108 Zoom Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

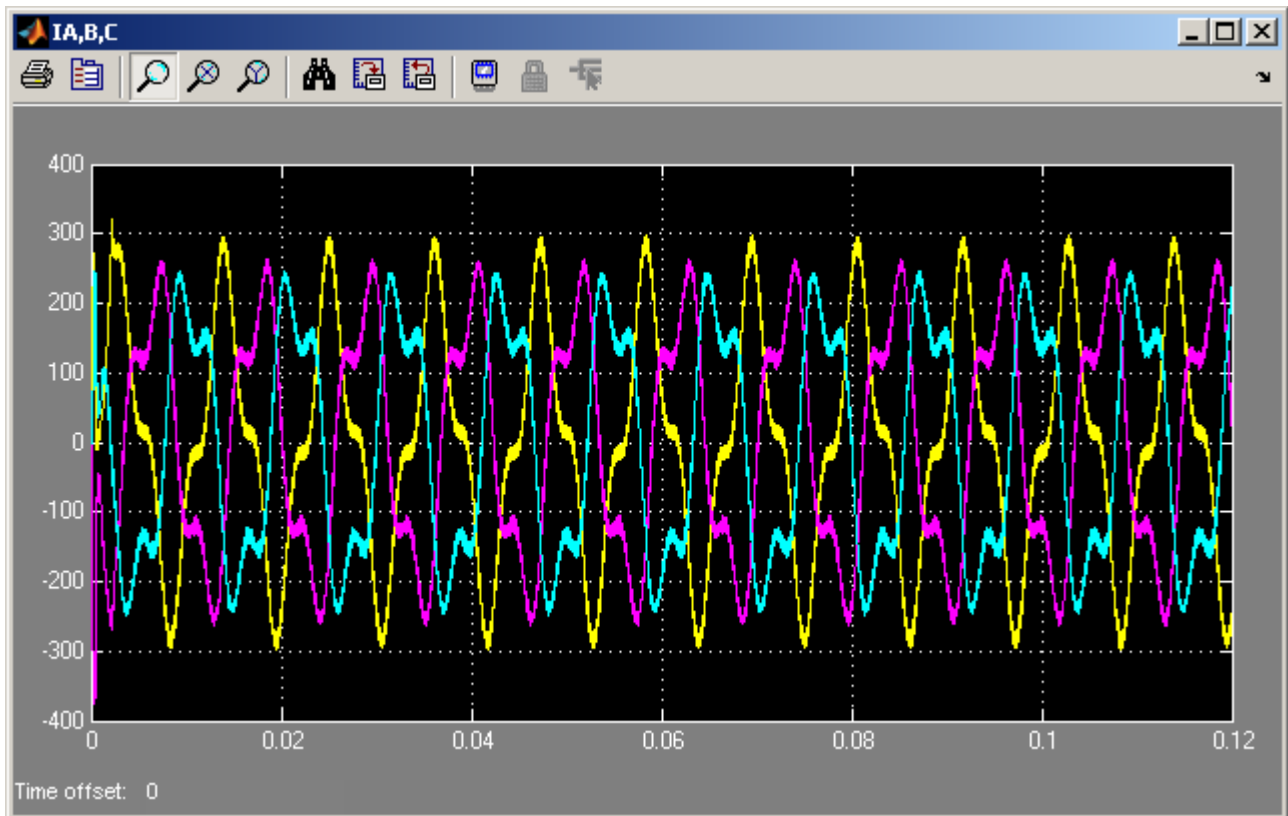


Grafico 5.109 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

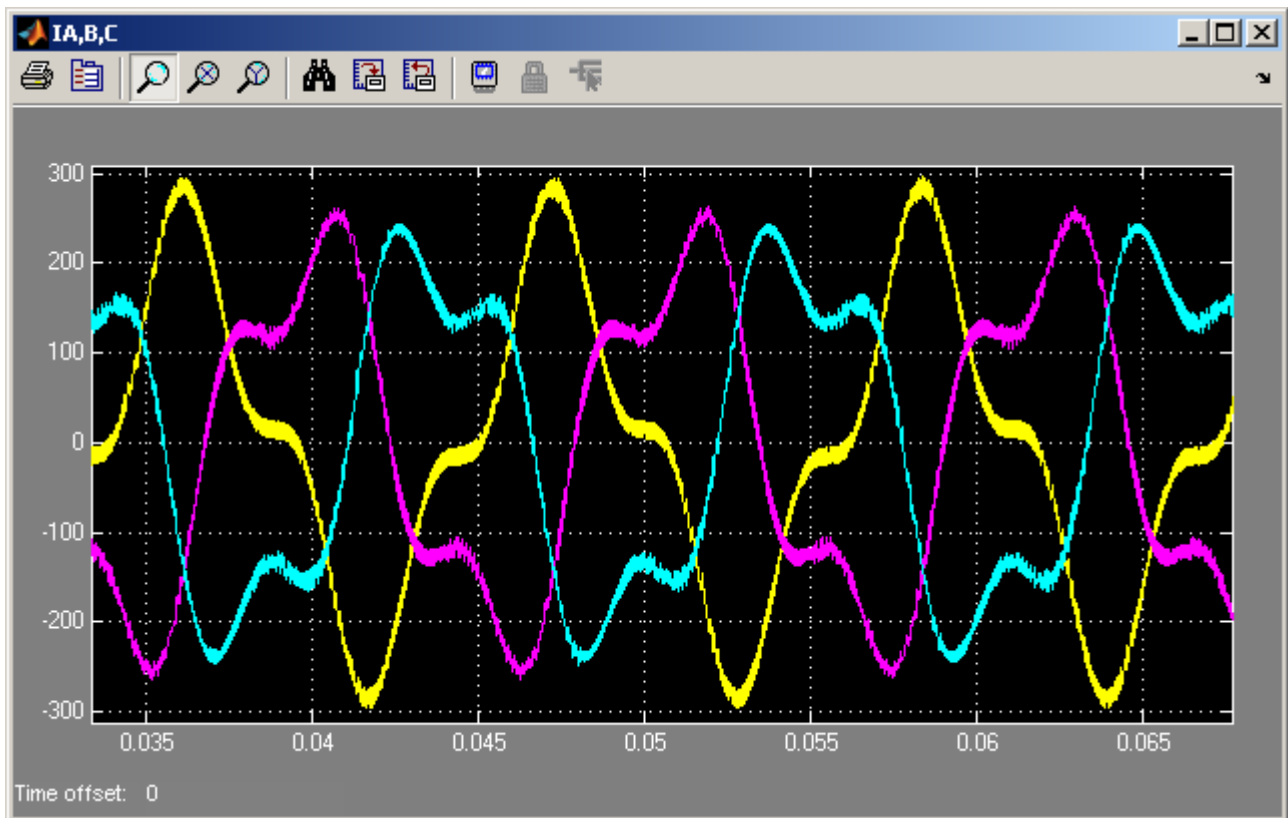


Grafico 5.110 Zoom Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

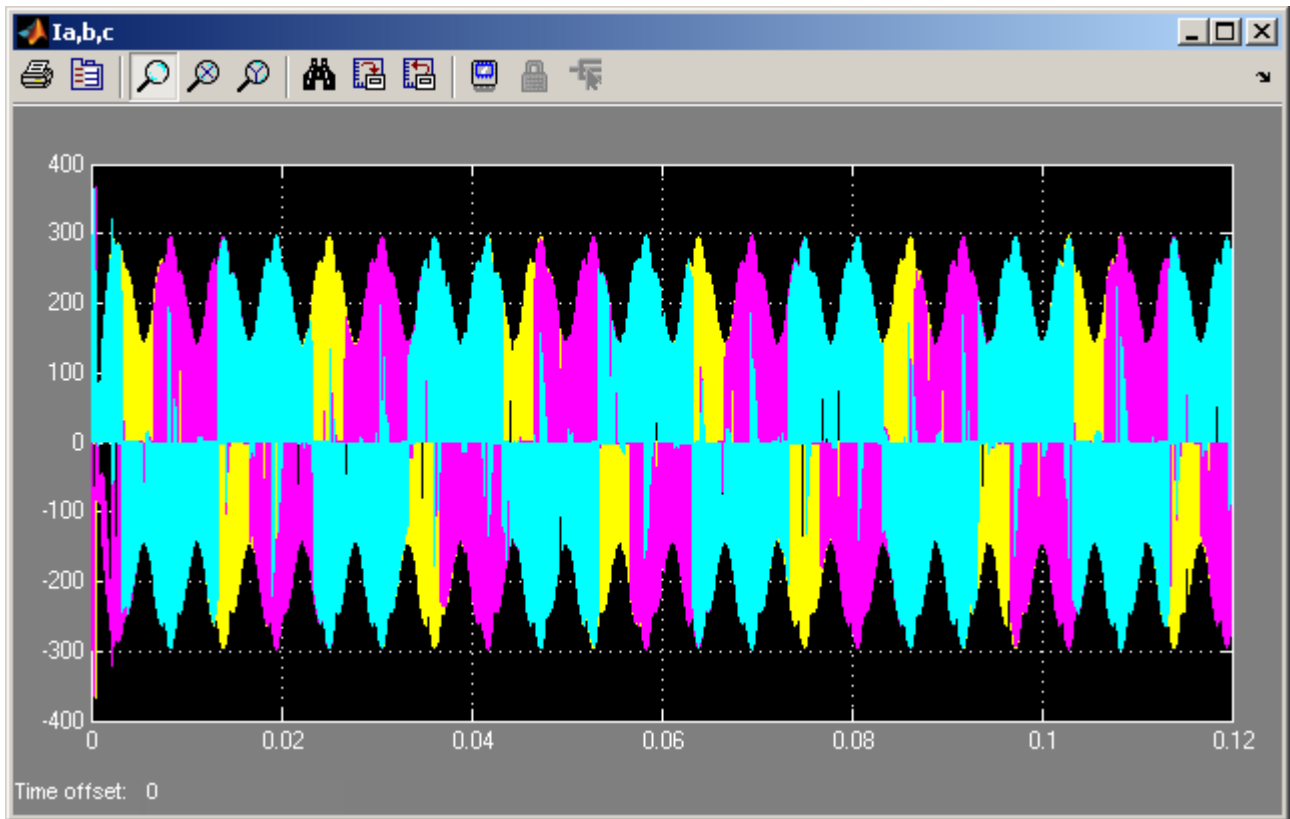


Grafico 5.111 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

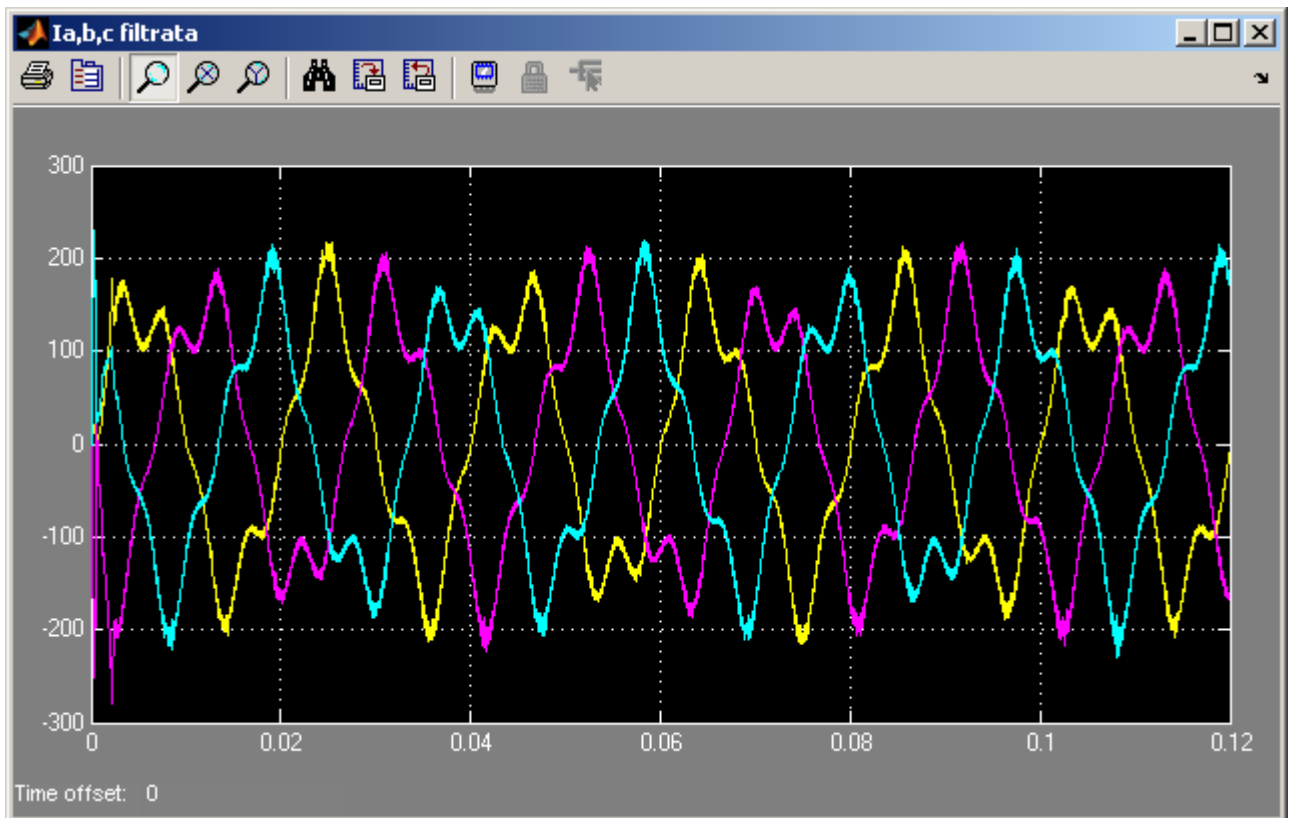


Grafico 5.112 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

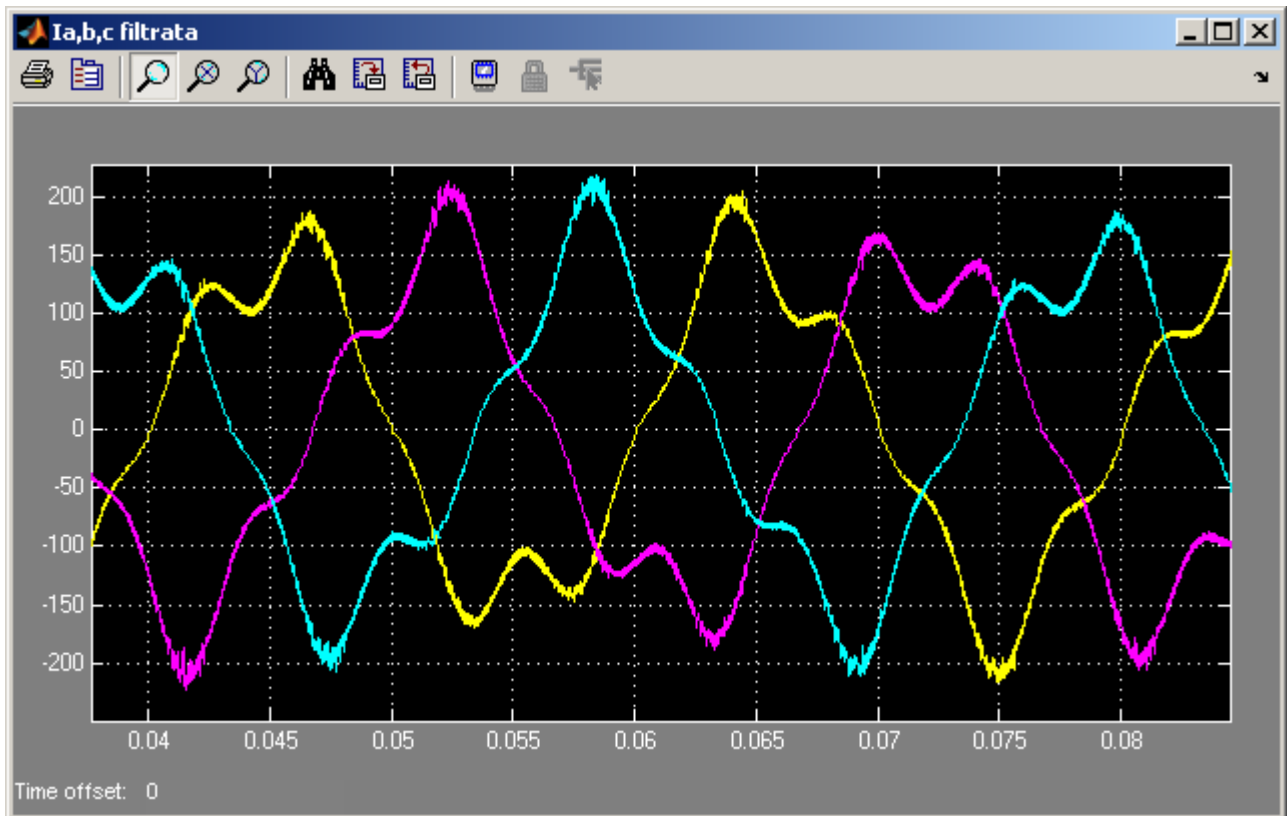


Grafico 5.113 Zoom Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

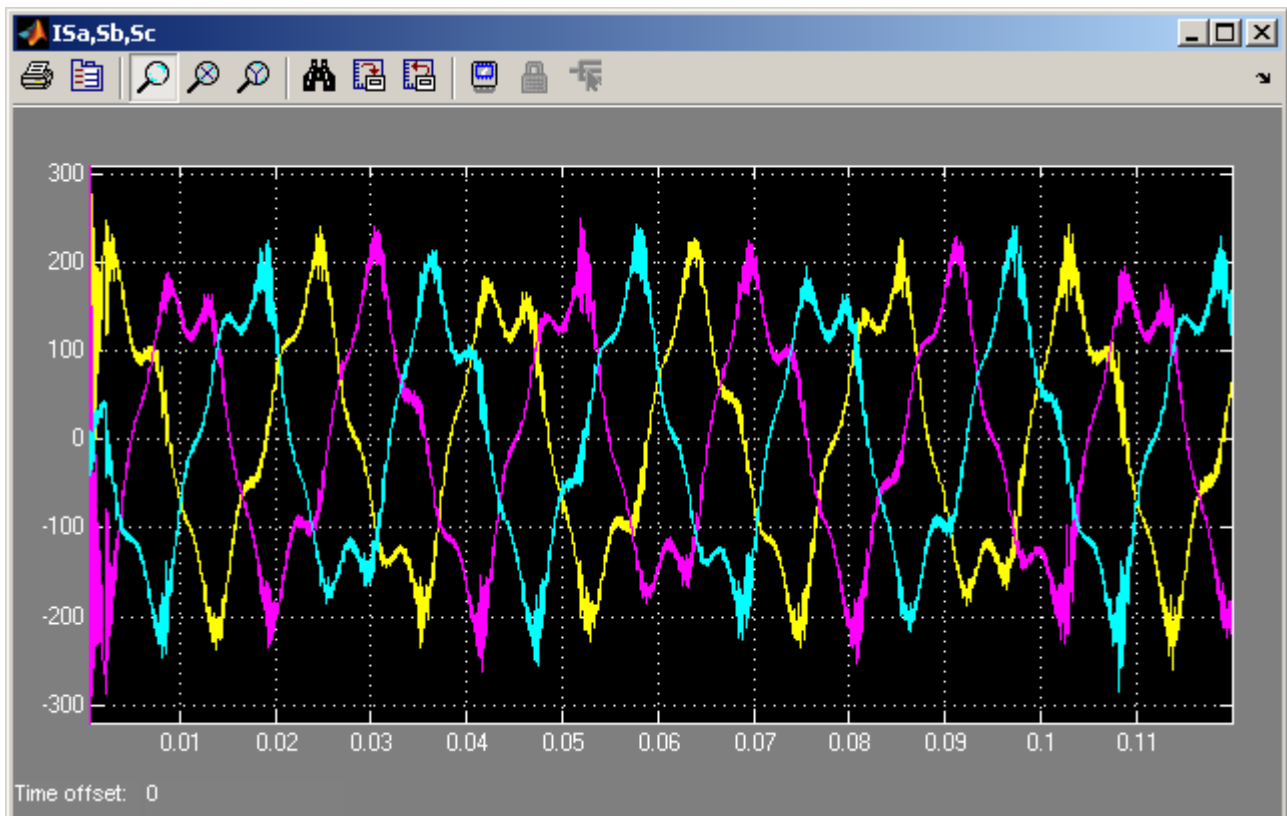


Grafico 5.114 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

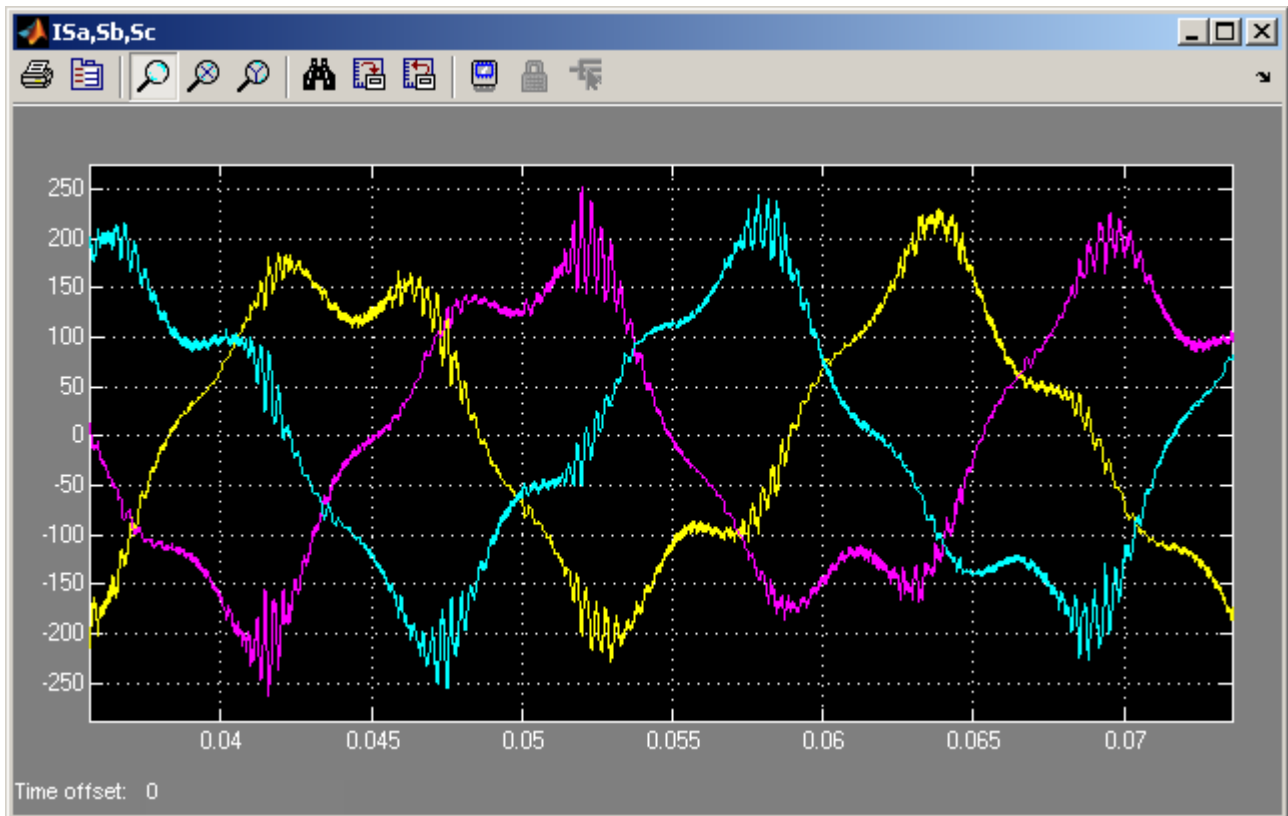


Grafico 5.115 Zoom Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

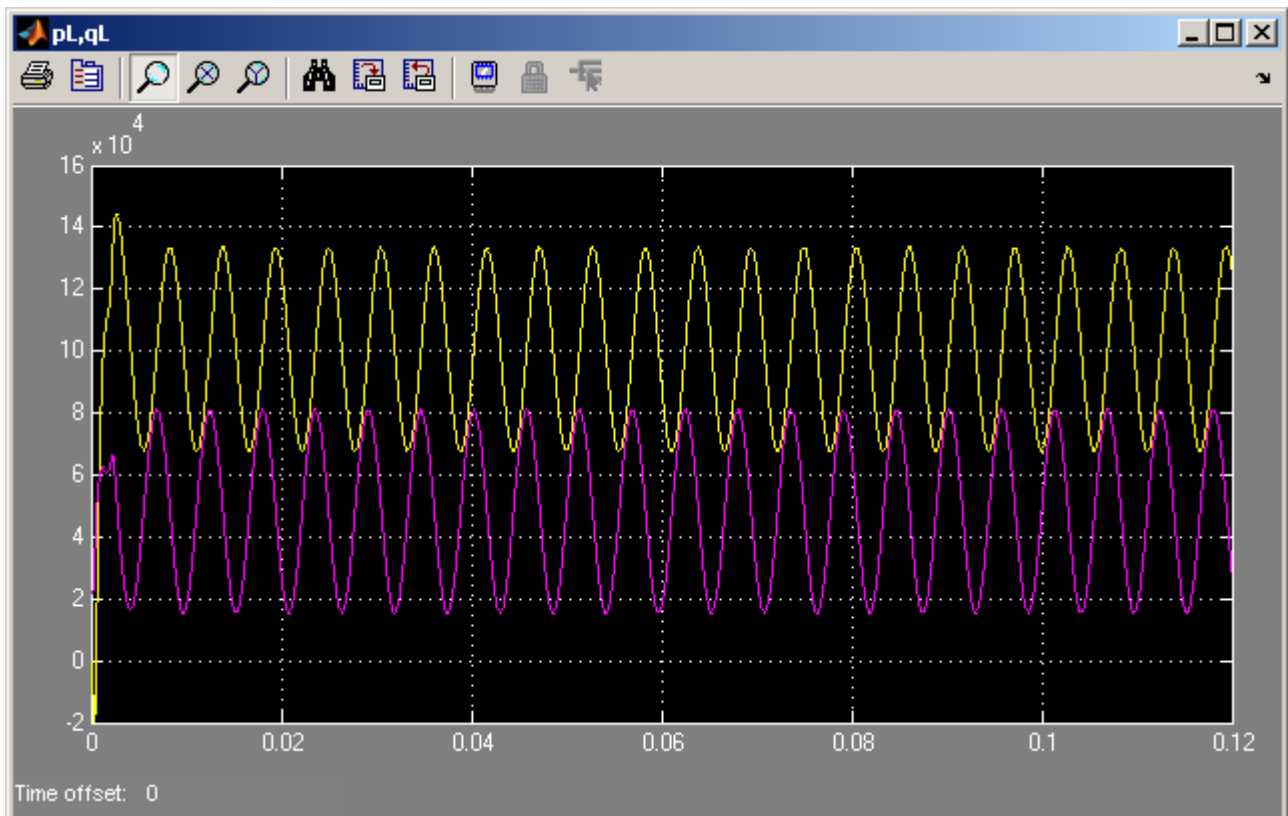


Grafico 5.116 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

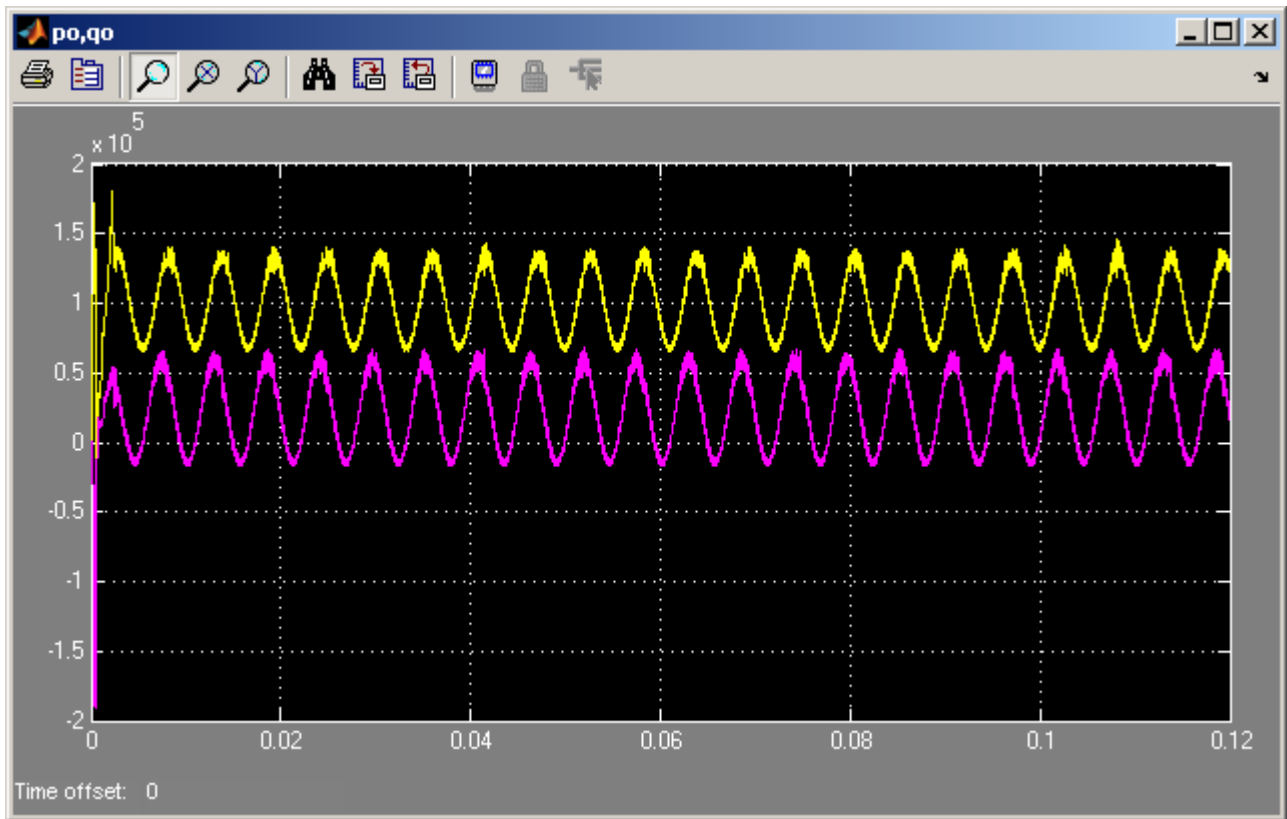


Grafico 5.117 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

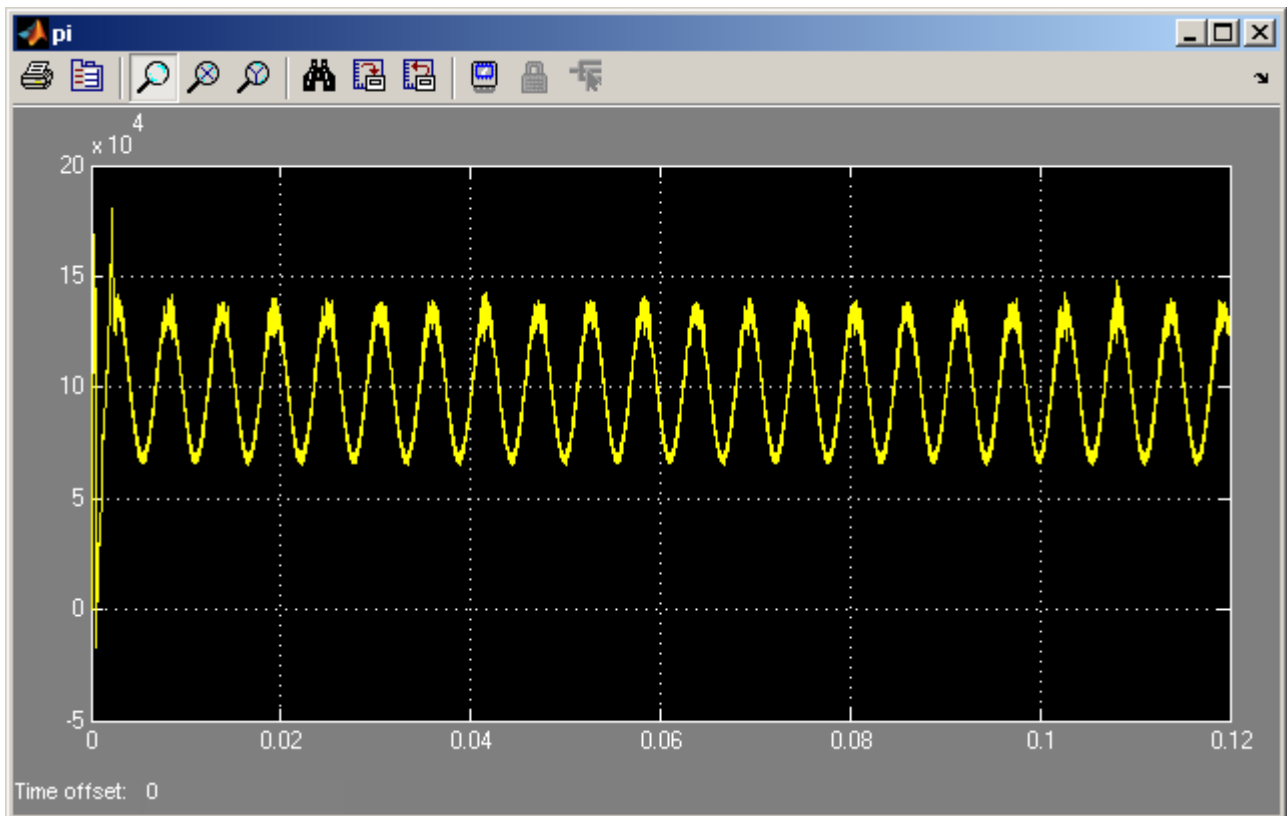


Grafico 5.118 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

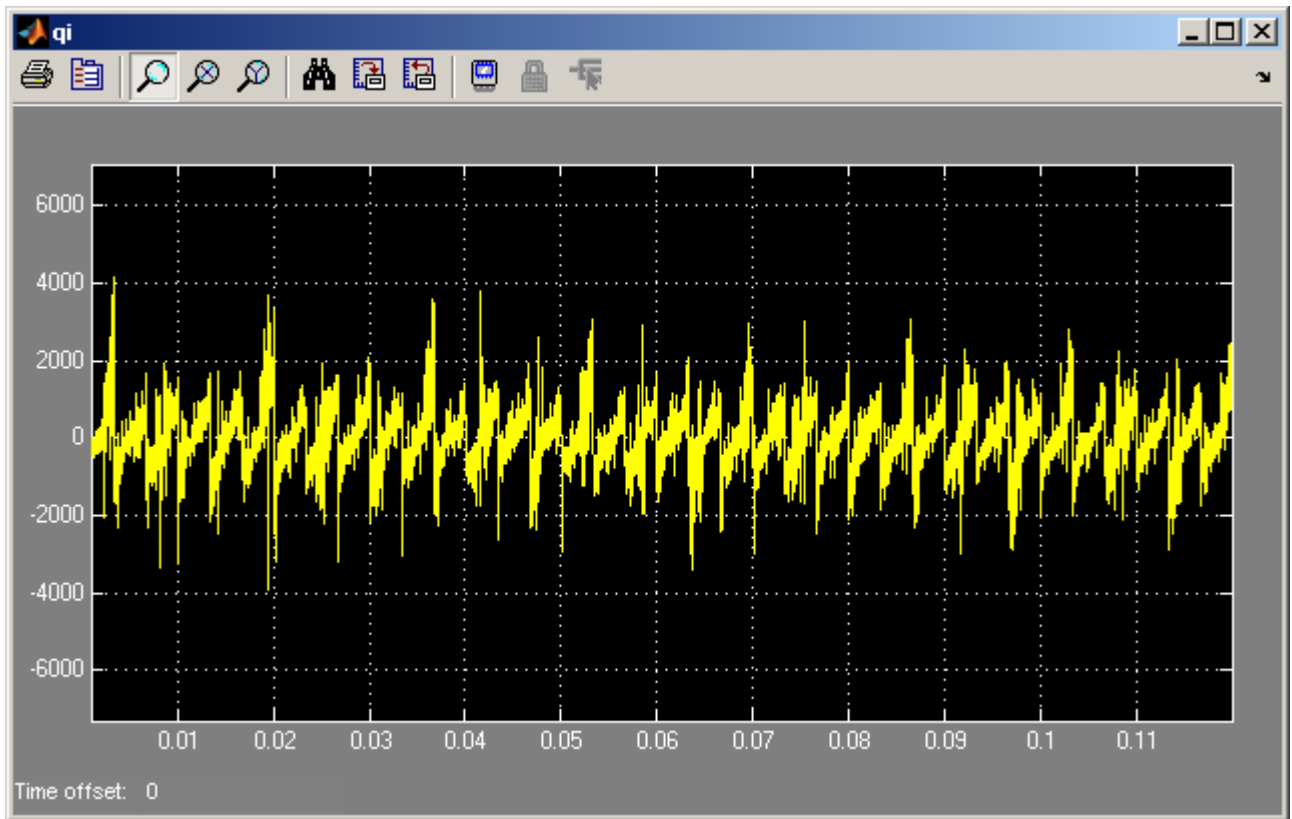


Grafico 5.119 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

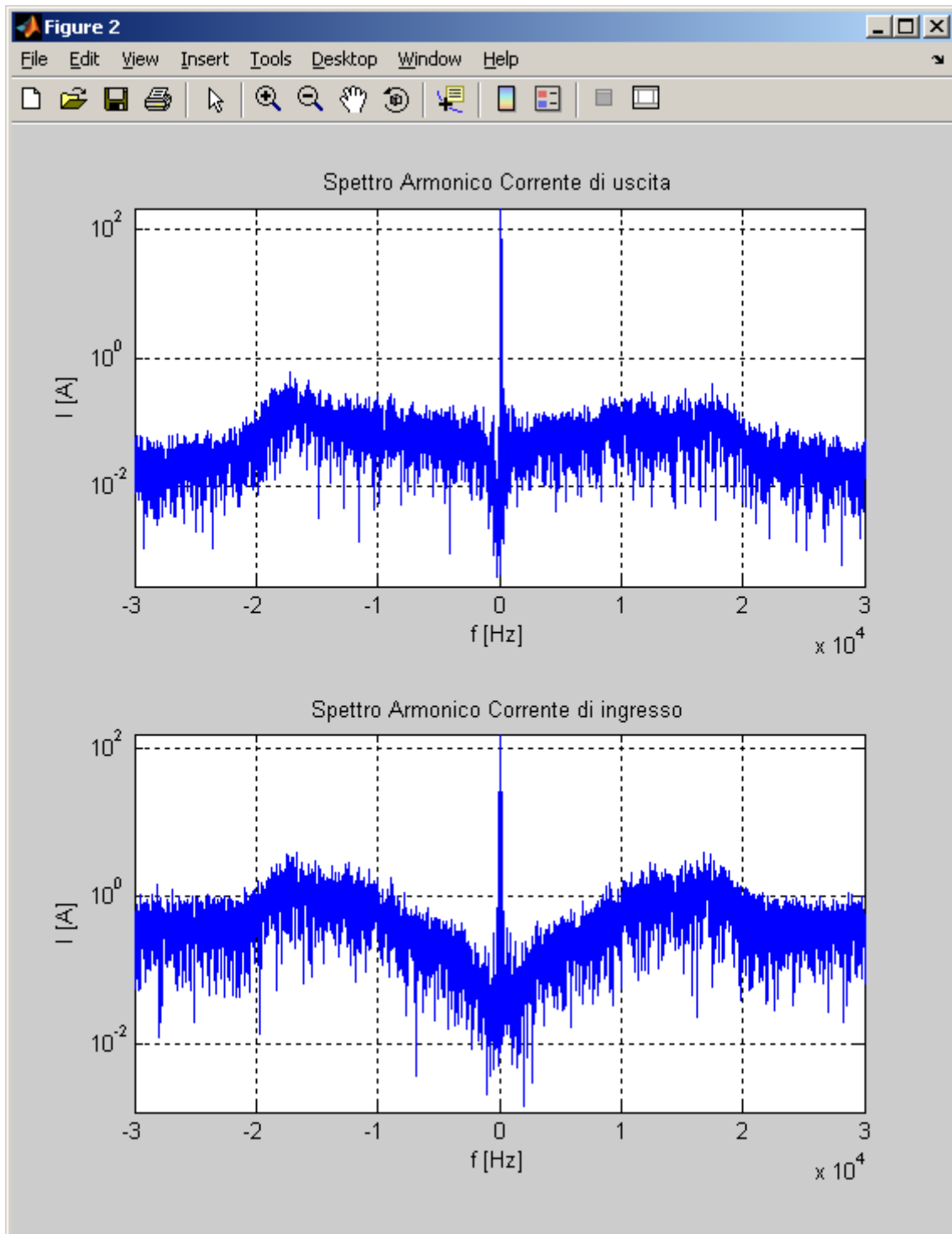


Grafico 5.120 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

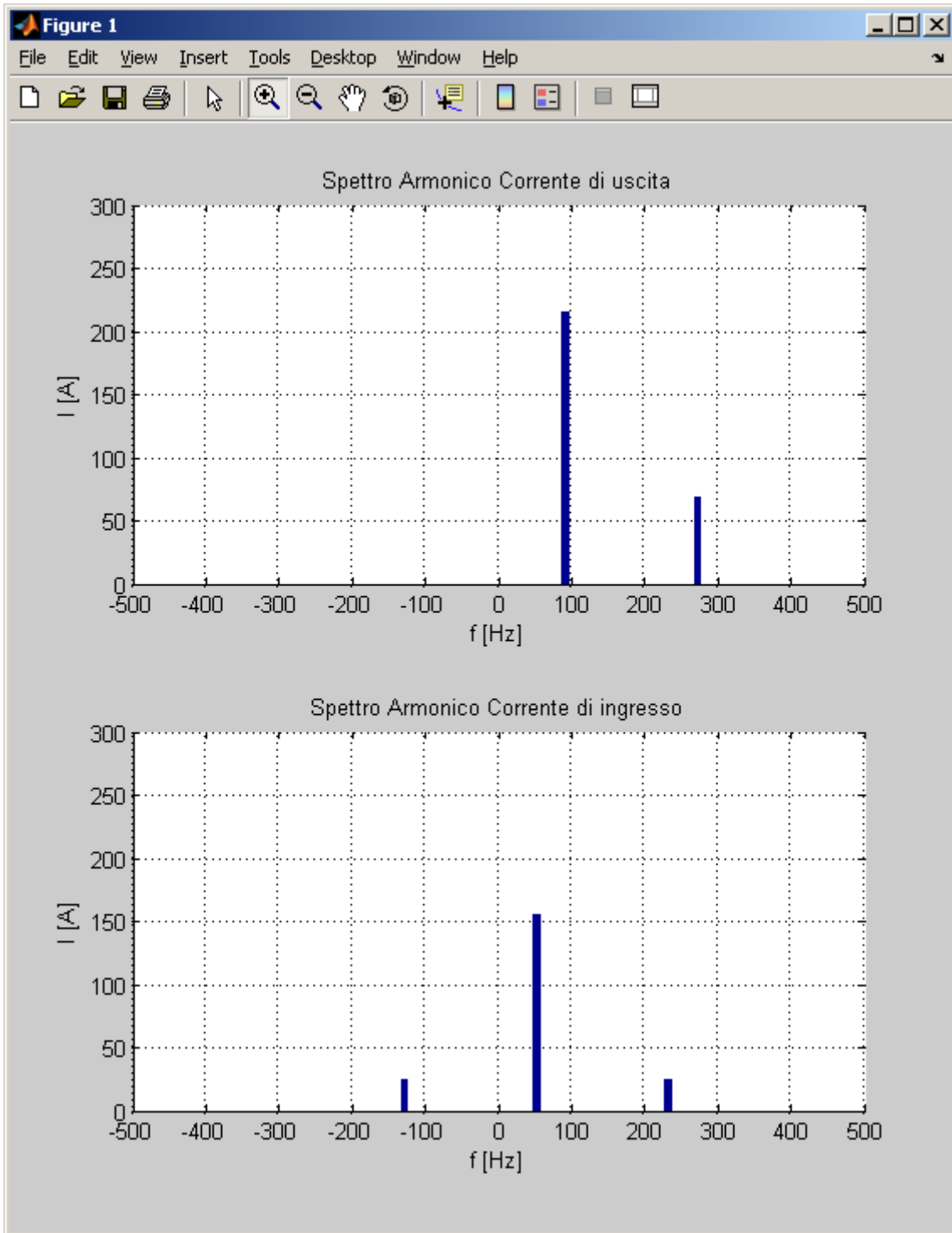


Grafico 5.121 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.1.3 Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica -3 ($f_0 = 90$ Hz)

In questo caso è stata aggiunta una armonica di deformazione $k = -3$ di ampiezza pari a 70 A nella corrente di uscita e avendo

$$\begin{aligned} f_0 &= 90 \text{ Hz} \\ N &= 1,8 \\ k &= -3 \text{ (-270 Hz)} \end{aligned}$$

si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche

$$\begin{aligned} k_1' &= -6,2 \text{ (-310 Hz)} \\ k_2' &= +8,2 \text{ (410 Hz)} \end{aligned}$$

entrambe di ampiezza 25,2 A circa.

Nei grafici 5.124, 5.125, 5.126 e 5.127 sono riportate le correnti assorbite dal carico e quelle di uscita dal Matrix Converter, che come ben si può vedere, appaiono deformate.

Nei grafici 5.128, 5.129 e 5.130 sono mostrate le correnti di ingresso del Matrix Converter tali e filtrate a livello di segnale e come si può notare da questi grafici non sono più sinusoidali.

Nei grafici 5.137 e 5.138 sono riportati gli spettri armonici della corrente di ingresso e di uscita dal Matrix Converter ed in particolare nel grafico 5.138 e dalla Tab. 5.9 si può notare nella corrente di uscita l'armonica -3 di circa 70 A e che nella corrente di ingresso le armoniche aggiuntive corrispondono a quelle previste. Infatti si hanno un'armonica -6,2 e una +8,2 entrambe di ampiezza pari a 29,0 A. Questa volta si discostano maggiormente da quelle previste di ampiezza sempre 25 A circa. Il maggior errore sta nel fatto che l'armonica aggiunta nella corrente di uscita è ad una frequenza relativamente alta e comunque con quel tipo di distorsione il controllo riesce a compensare meno la potenza immaginaria di ingresso che come si vede dal grafico 5.136 presenta delle oscillazioni maggiori rispetto agli altri casi fin qui esaminati.

Indice armonico di I_o		Frequenza [Hz]		Ampiezza [A]	
+1		90		215,4	
-3		-270		70,0	
Indice armonico di I_i		Frequenza [Hz]		Ampiezza [A]	
Rilevato	Teorico	Rilevato	Teorico	Rilevato	Teorico
+1	+1	50	50	156,4	154,0
-6,2	-6,2	-310	-310	29,0	25,2
+8,2	+8,2	410	410	29,0	25,2

Tabella 5.9 Contenuto armonico dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC

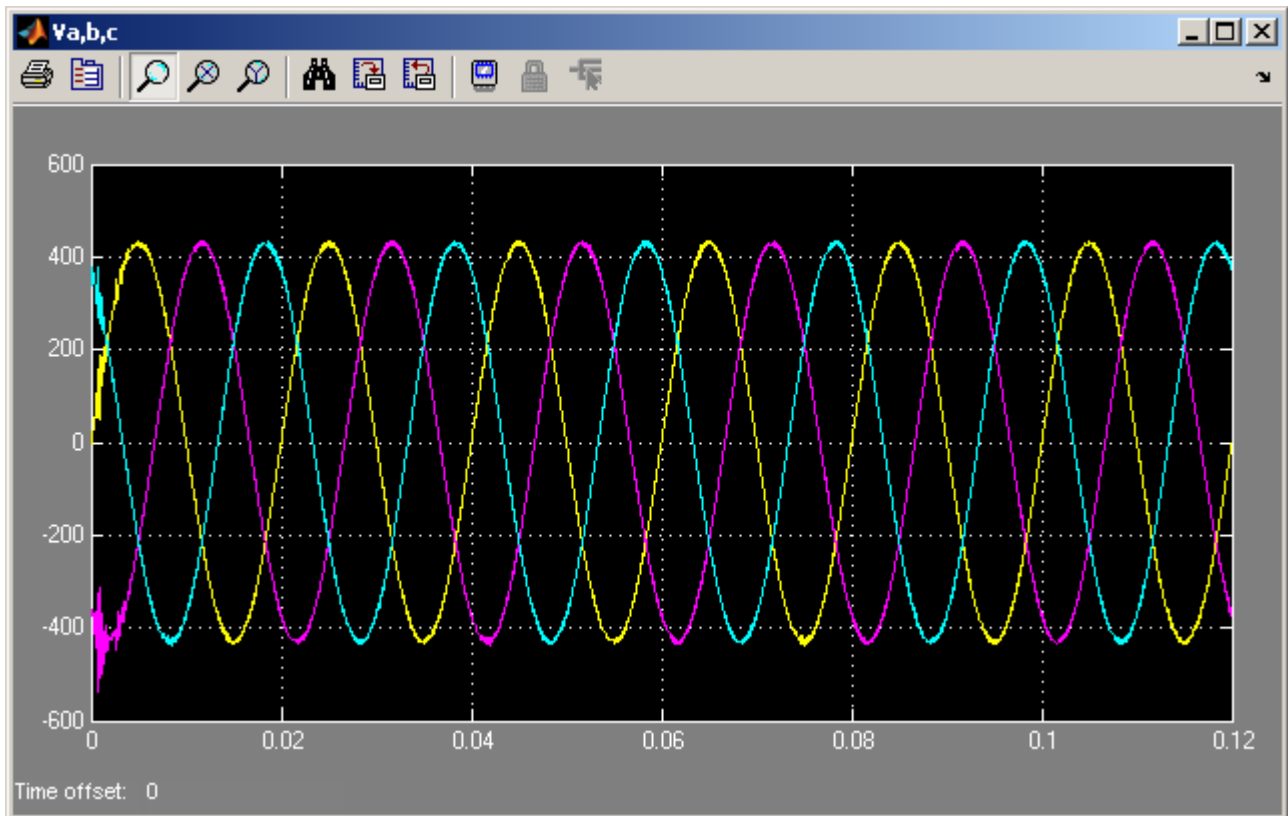


Grafico 5.122 Tensioni di ingresso del MC v_a, v_b, v_c

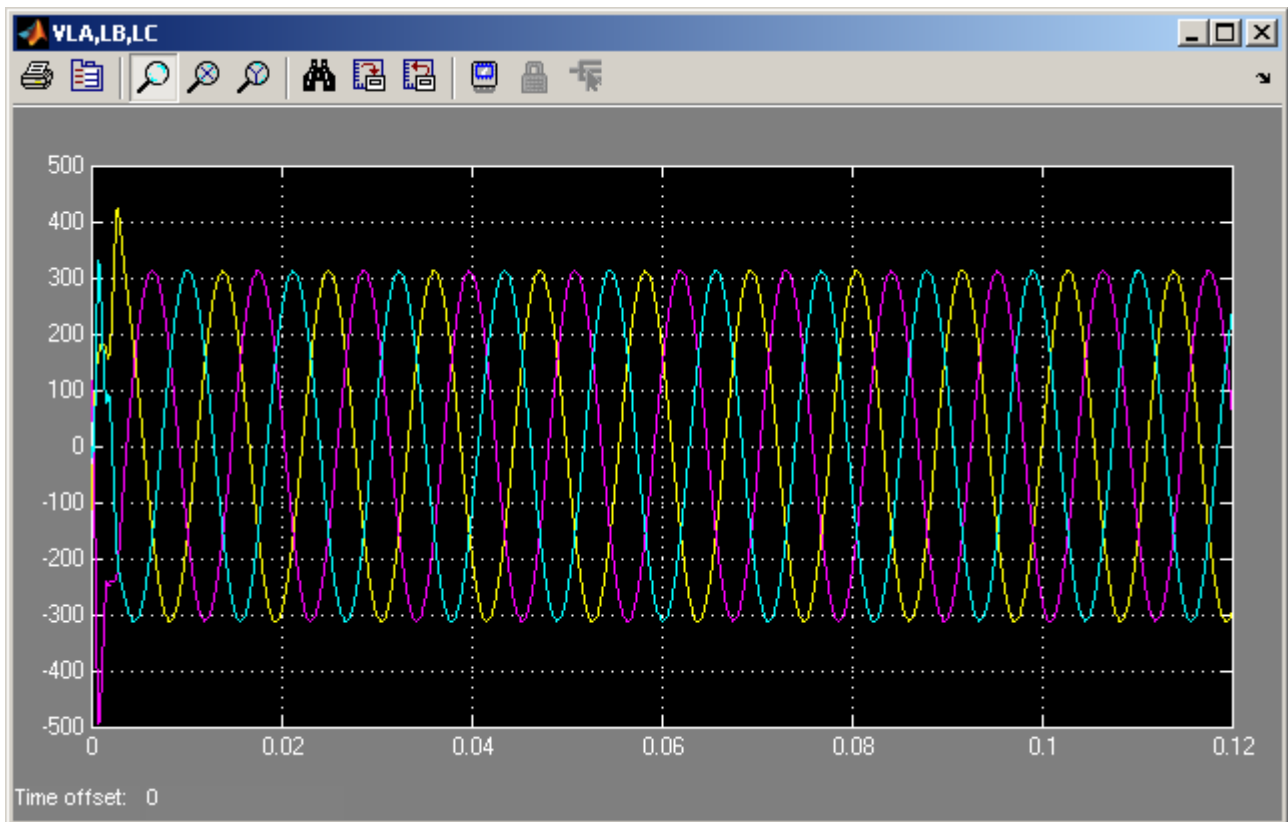


Grafico 5.123 Tensioni sul carico v_{LA}, v_{LB}, v_{LC}

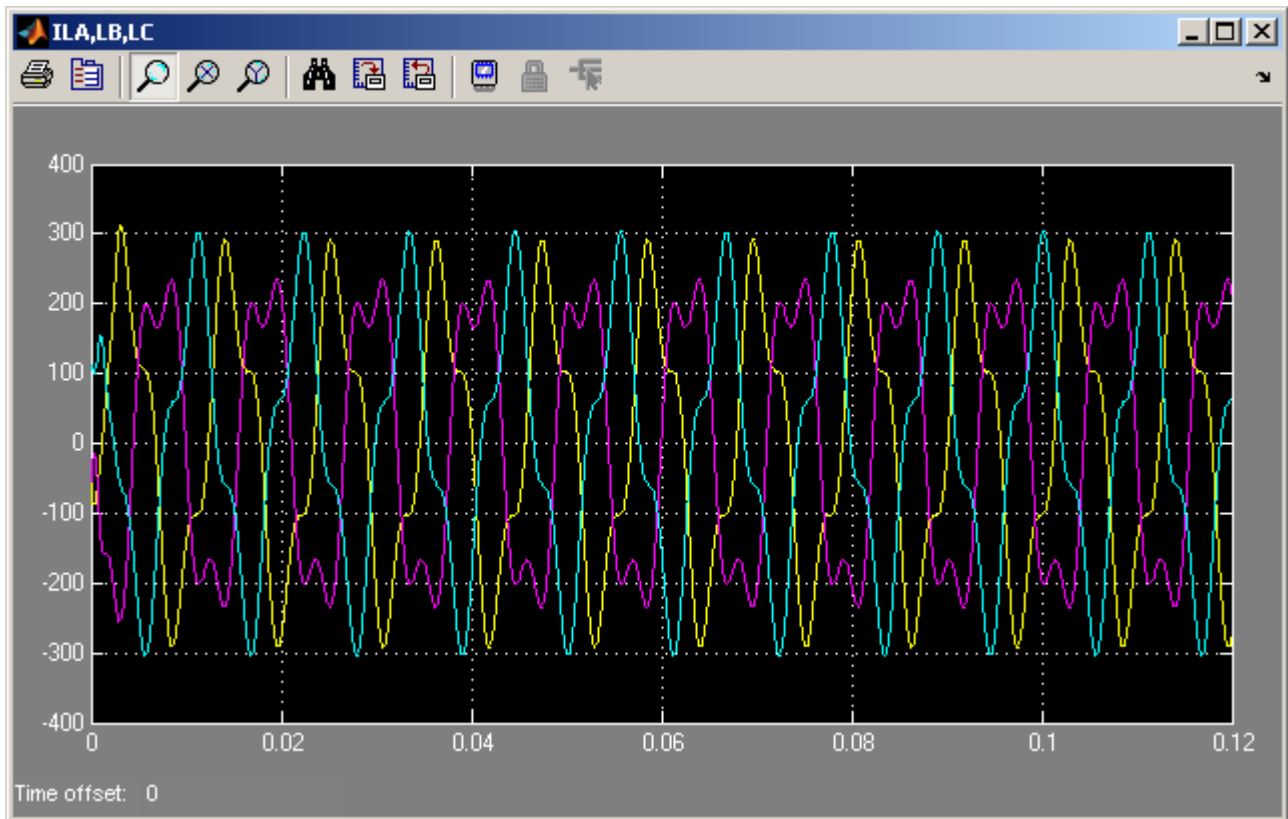


Grafico 5.124 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

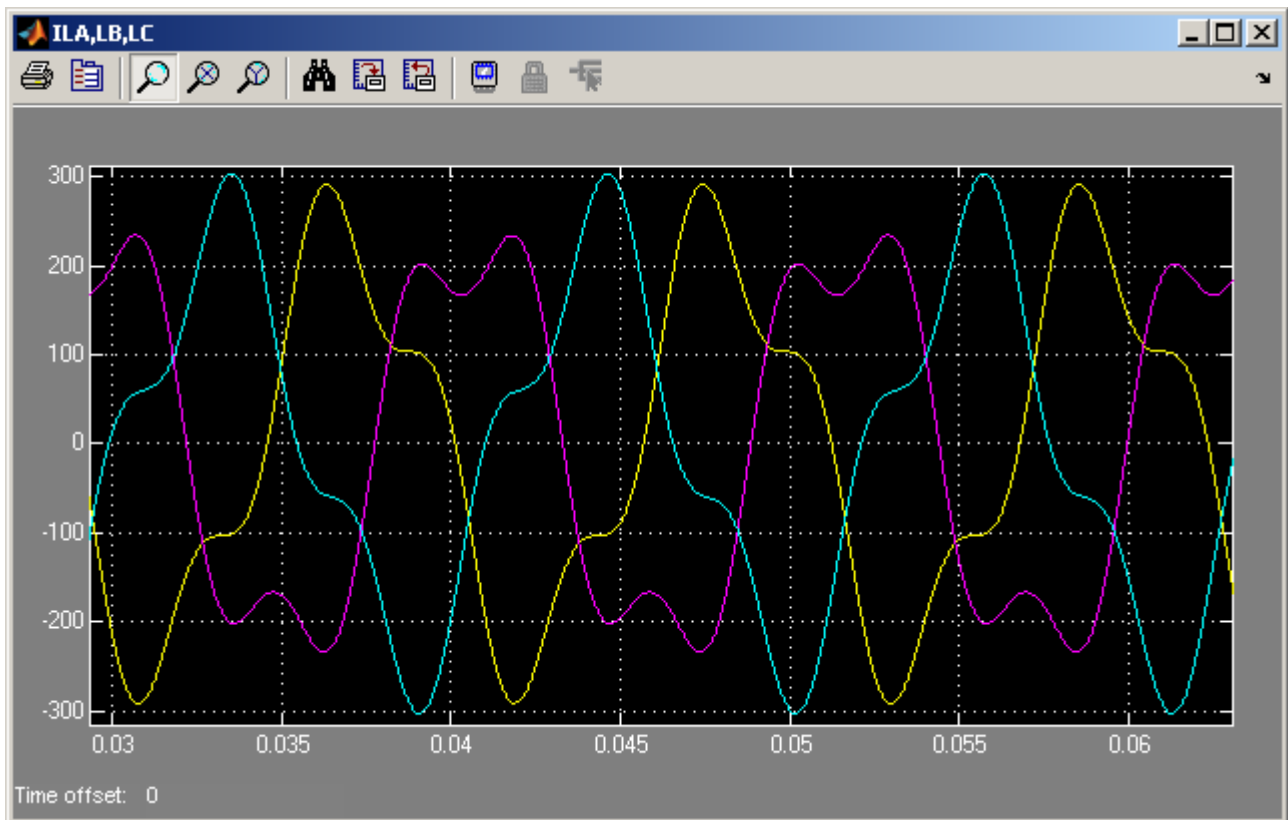


Grafico 5.125 Zoom Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

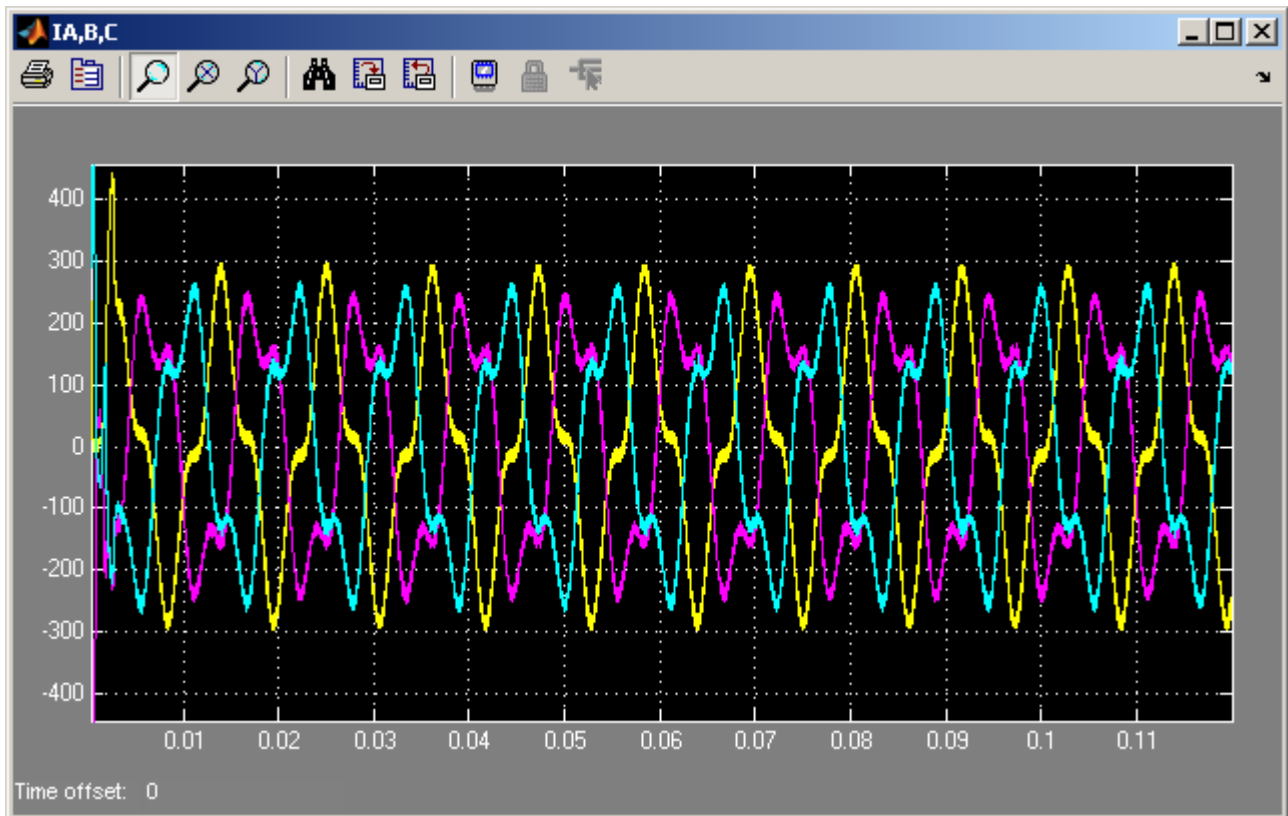


Grafico 5.126 Correnti di uscita del MC i_A, i_B, i_C

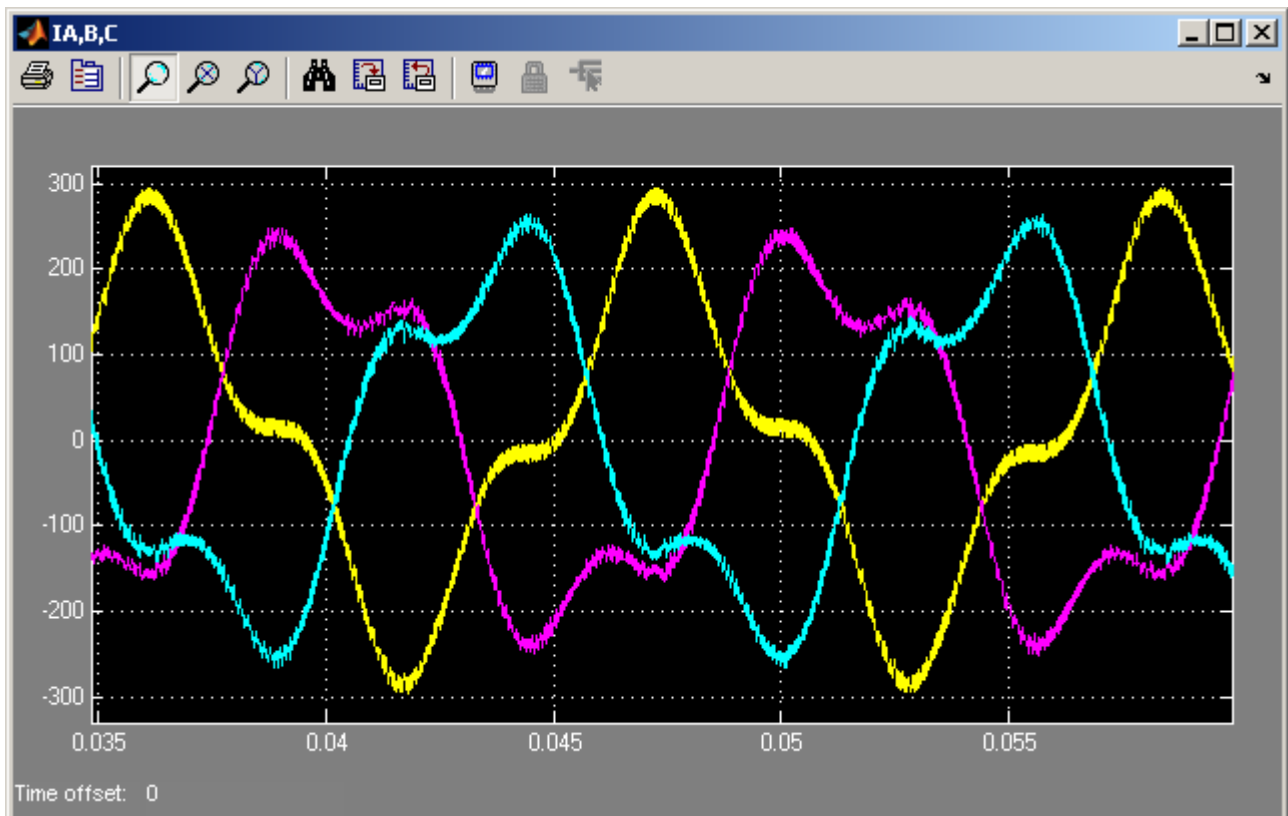


Grafico 5.127 Zoom Correnti di uscita del MC i_A, i_B, i_C

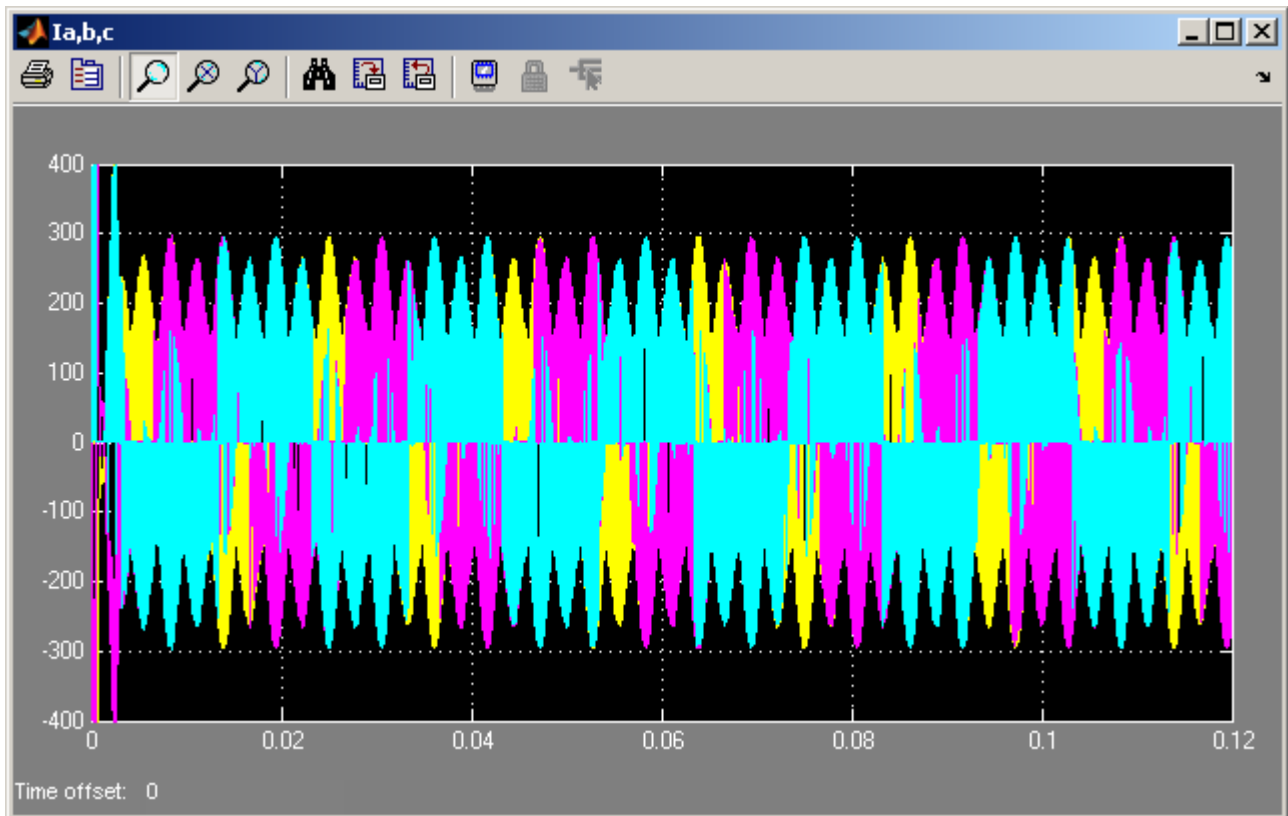


Grafico 5.128 Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c

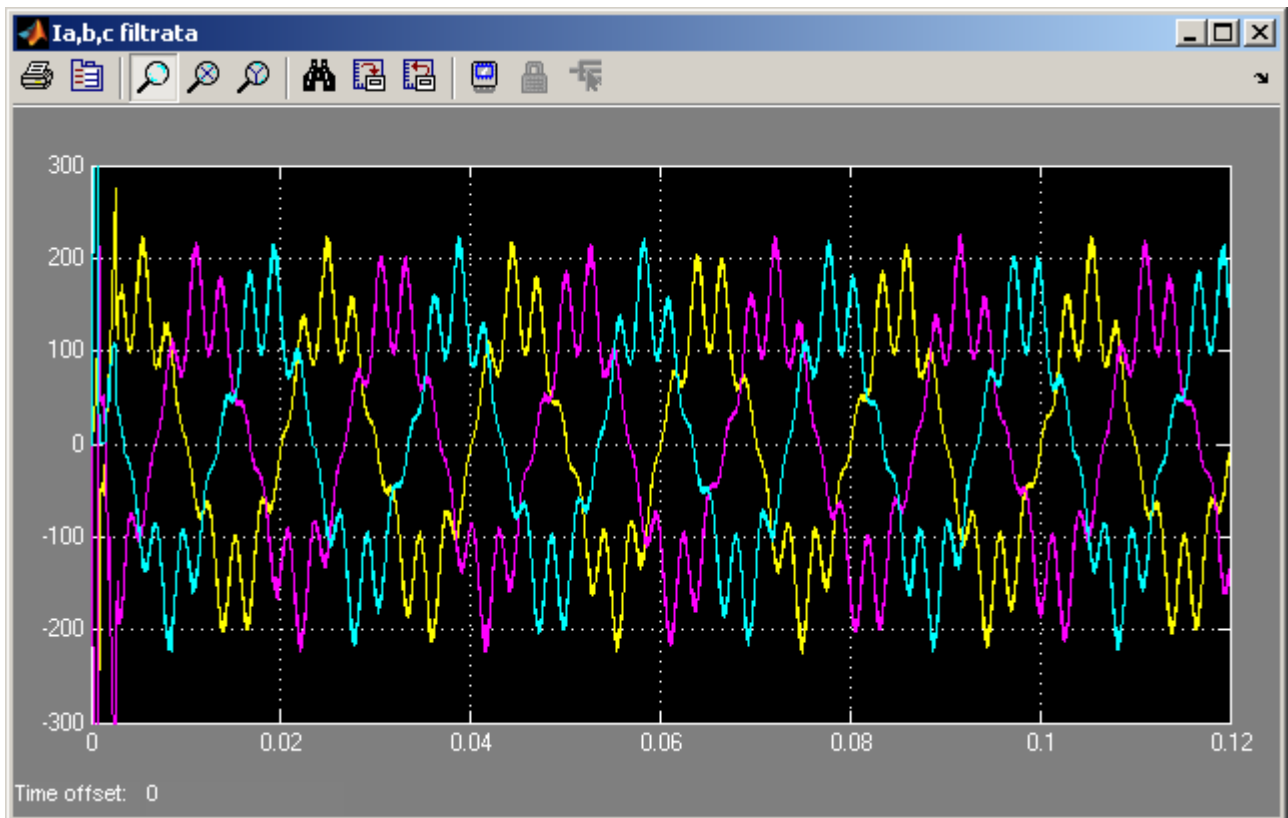


Grafico 5.129 Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

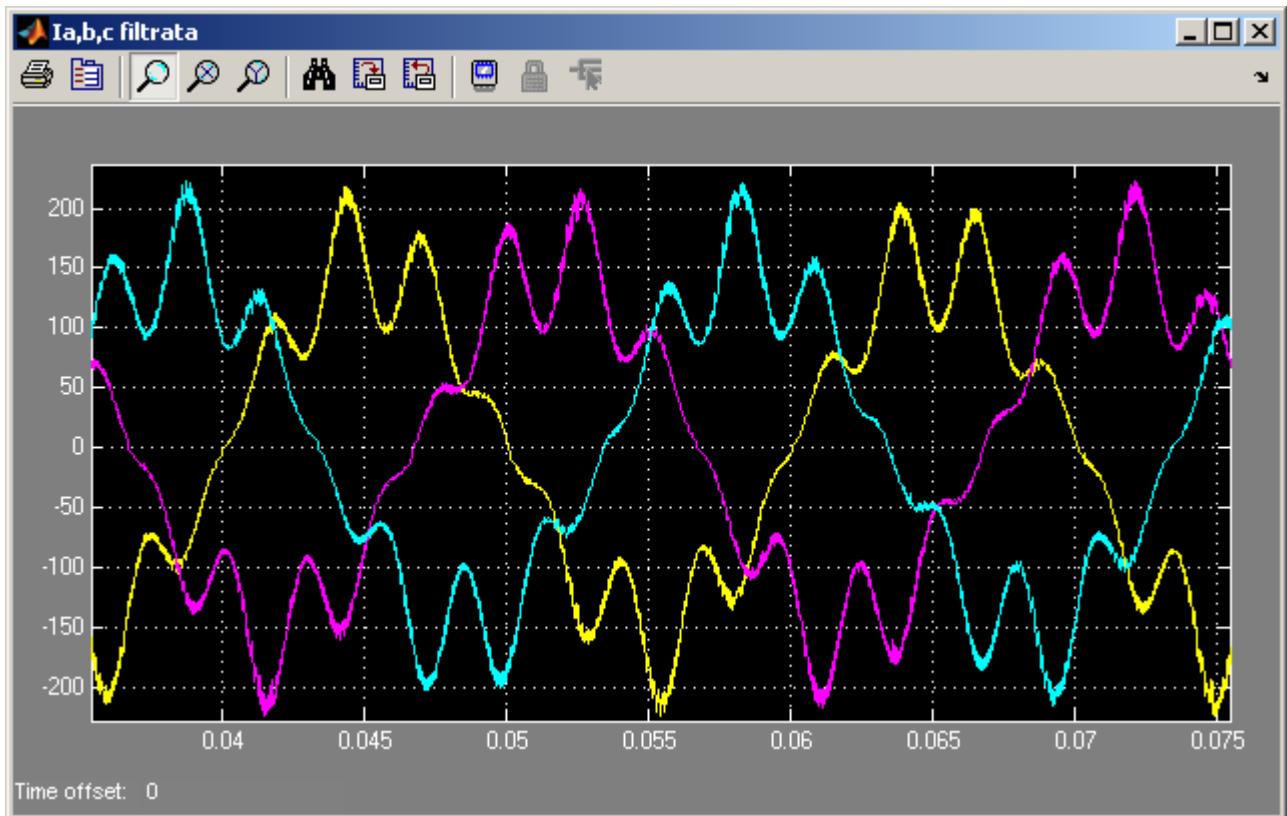


Grafico 5.130 Zoom Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

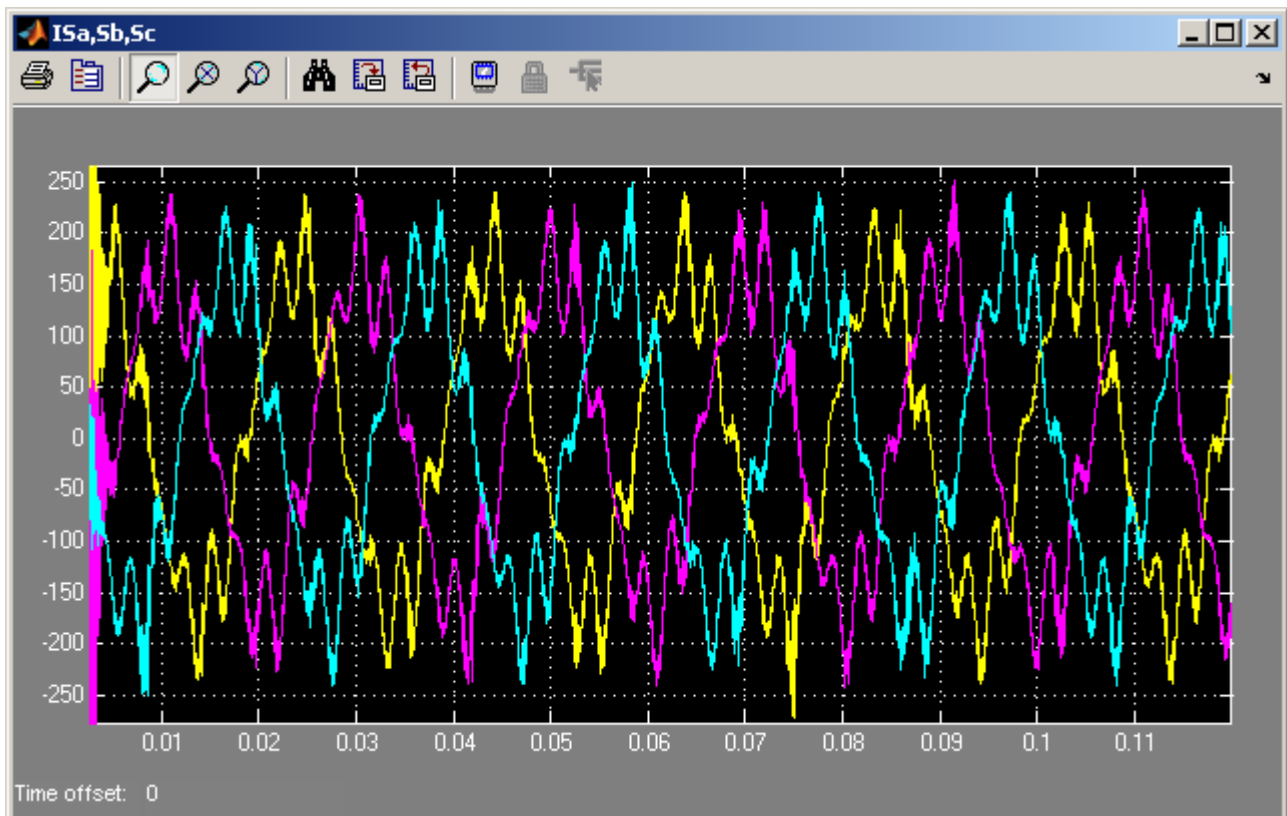


Grafico 5.131 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

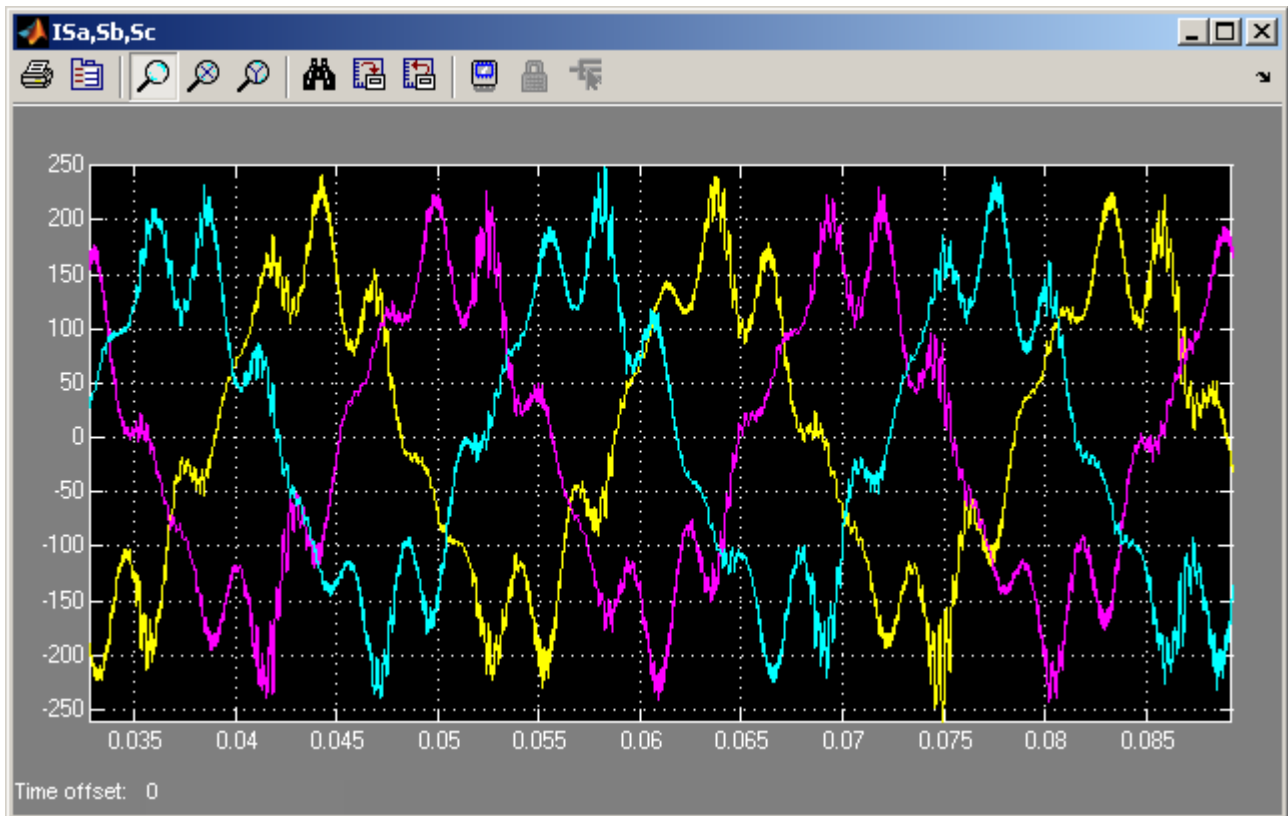


Grafico 5.132 Zoom Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

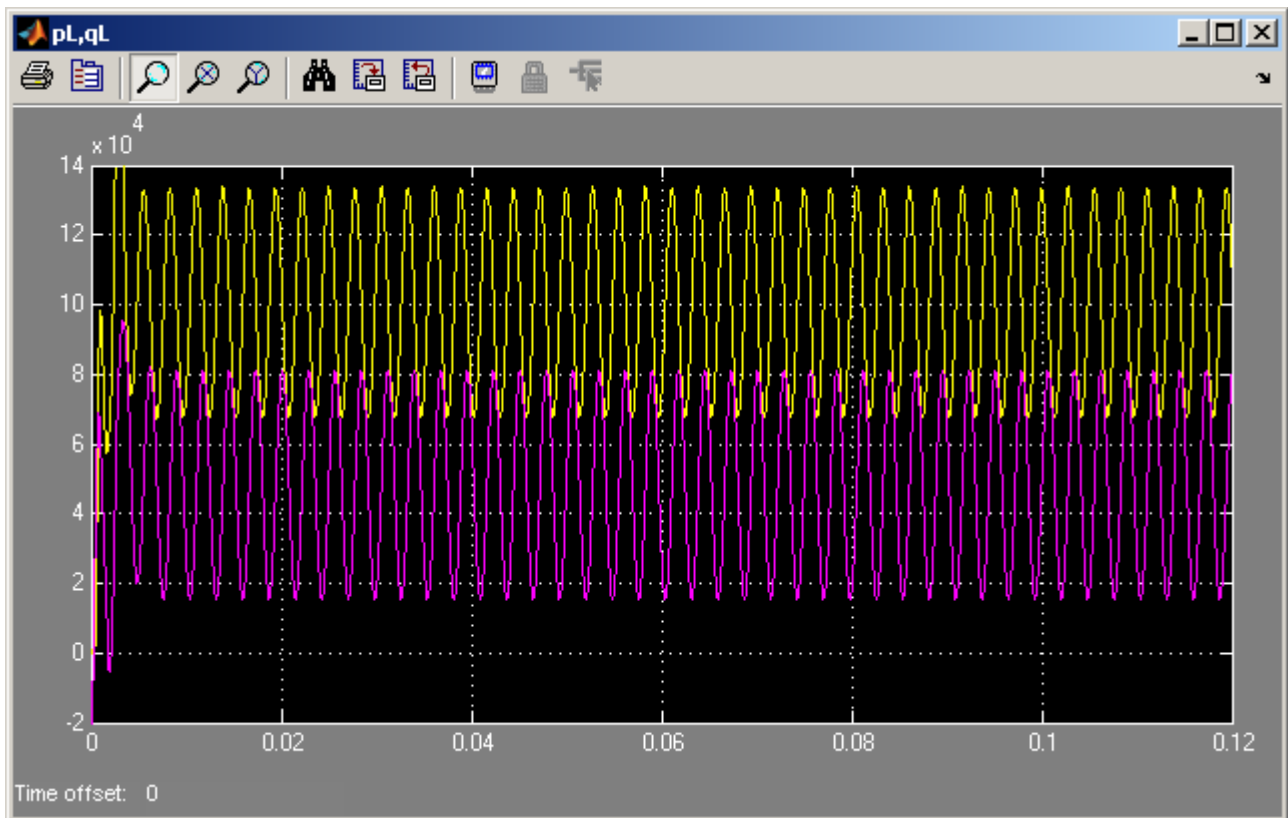


Grafico 5.133 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

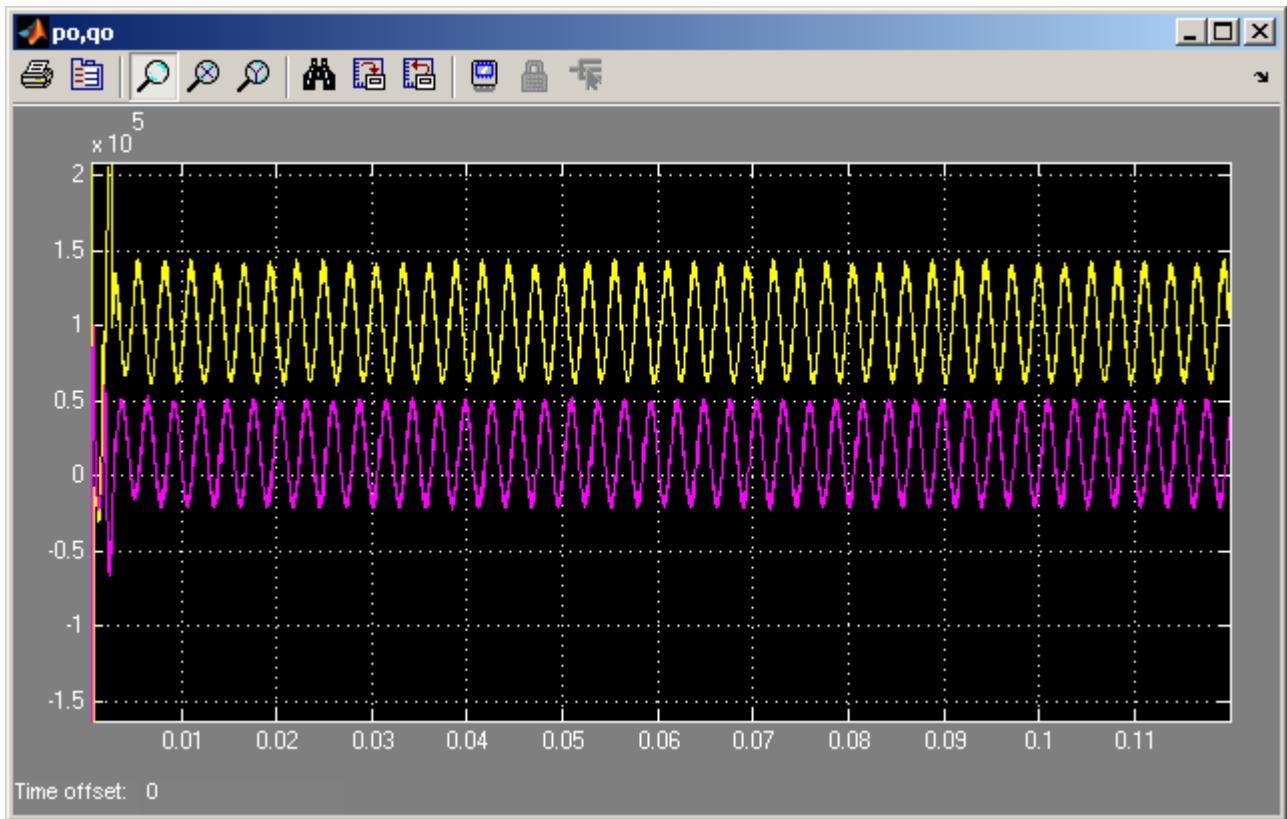


Grafico 5.134 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

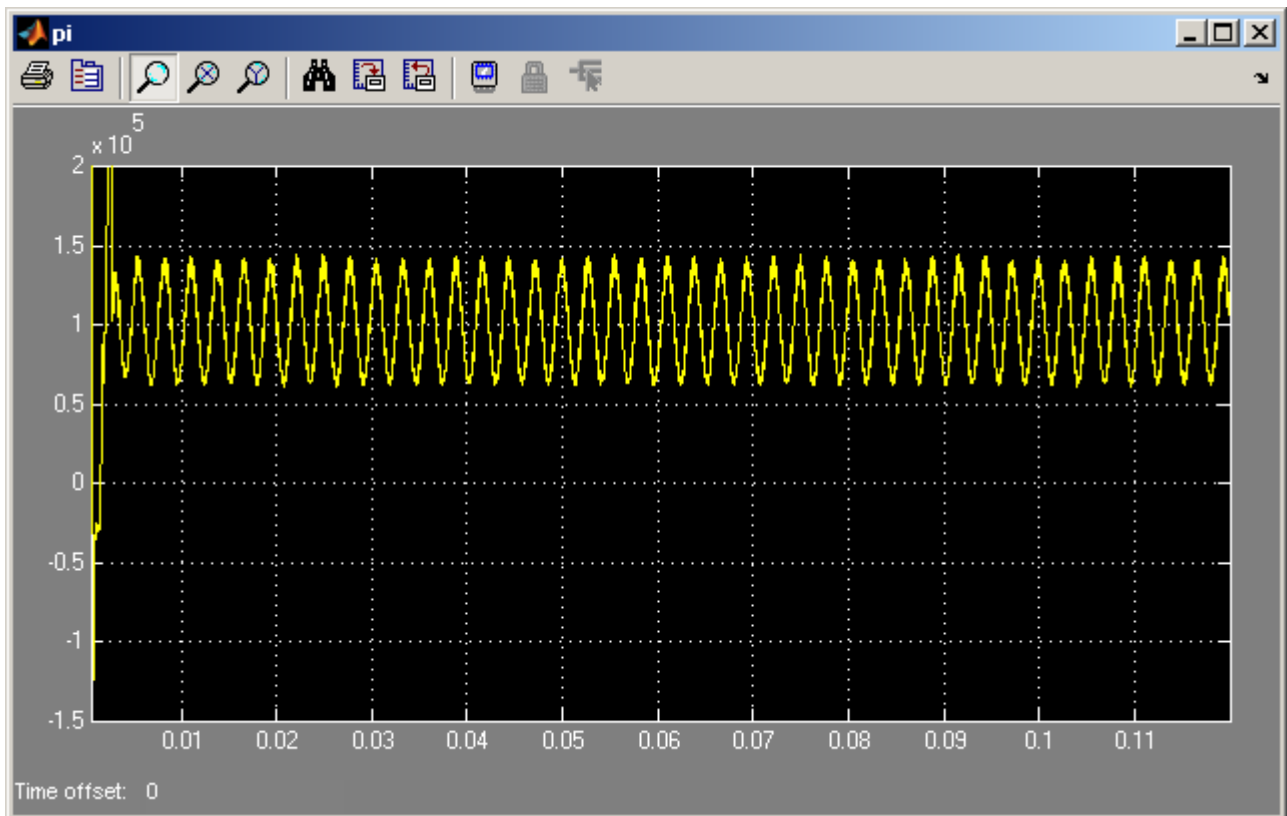


Grafico 5.135 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

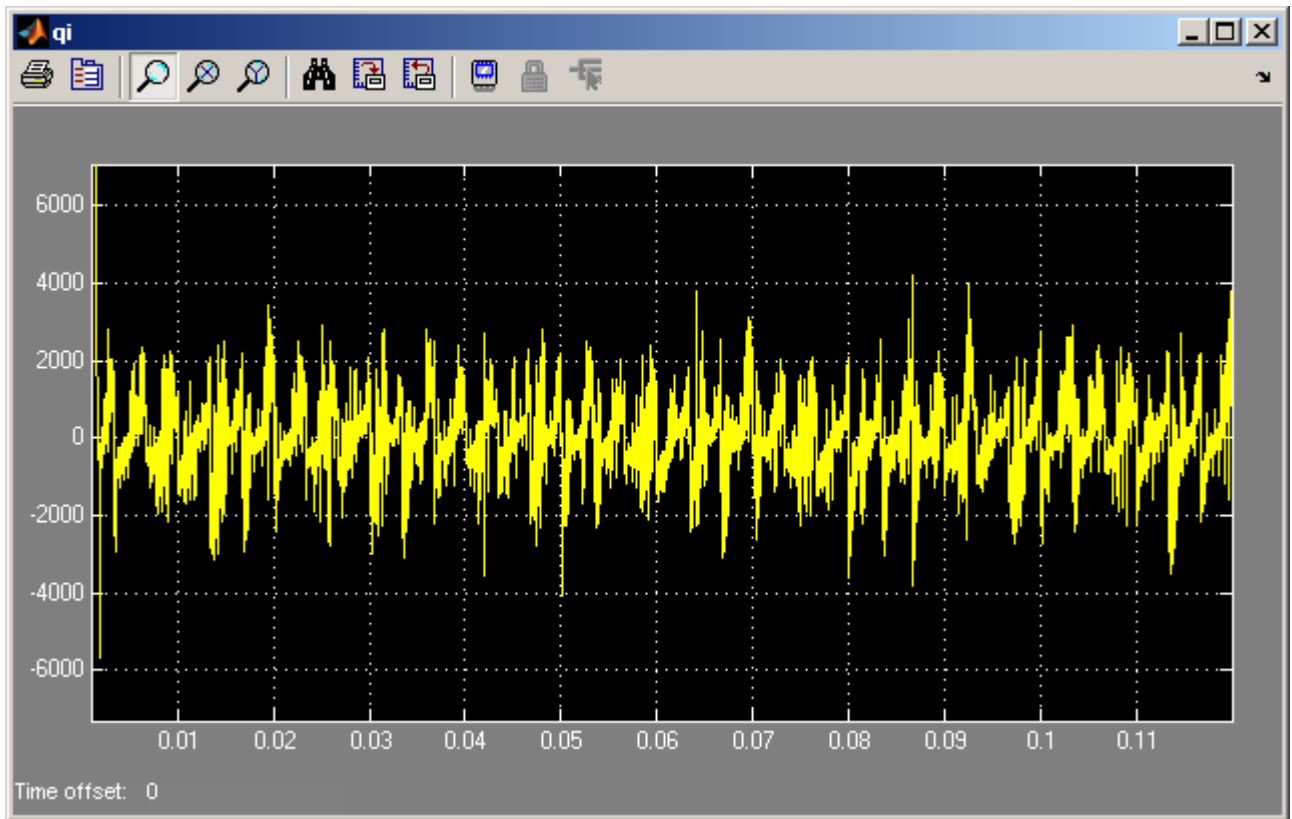


Grafico 5.136 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

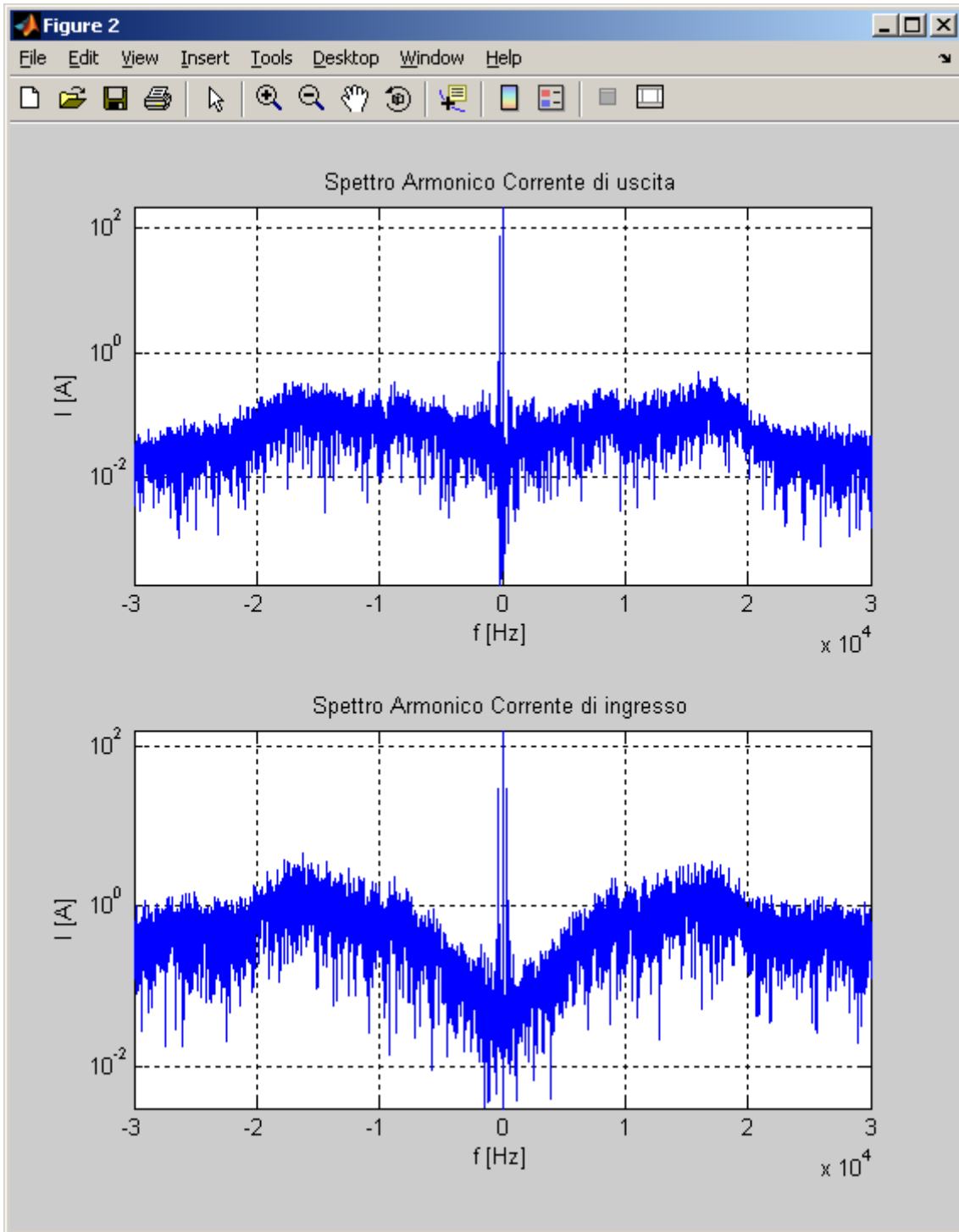


Gráfico 5.137 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

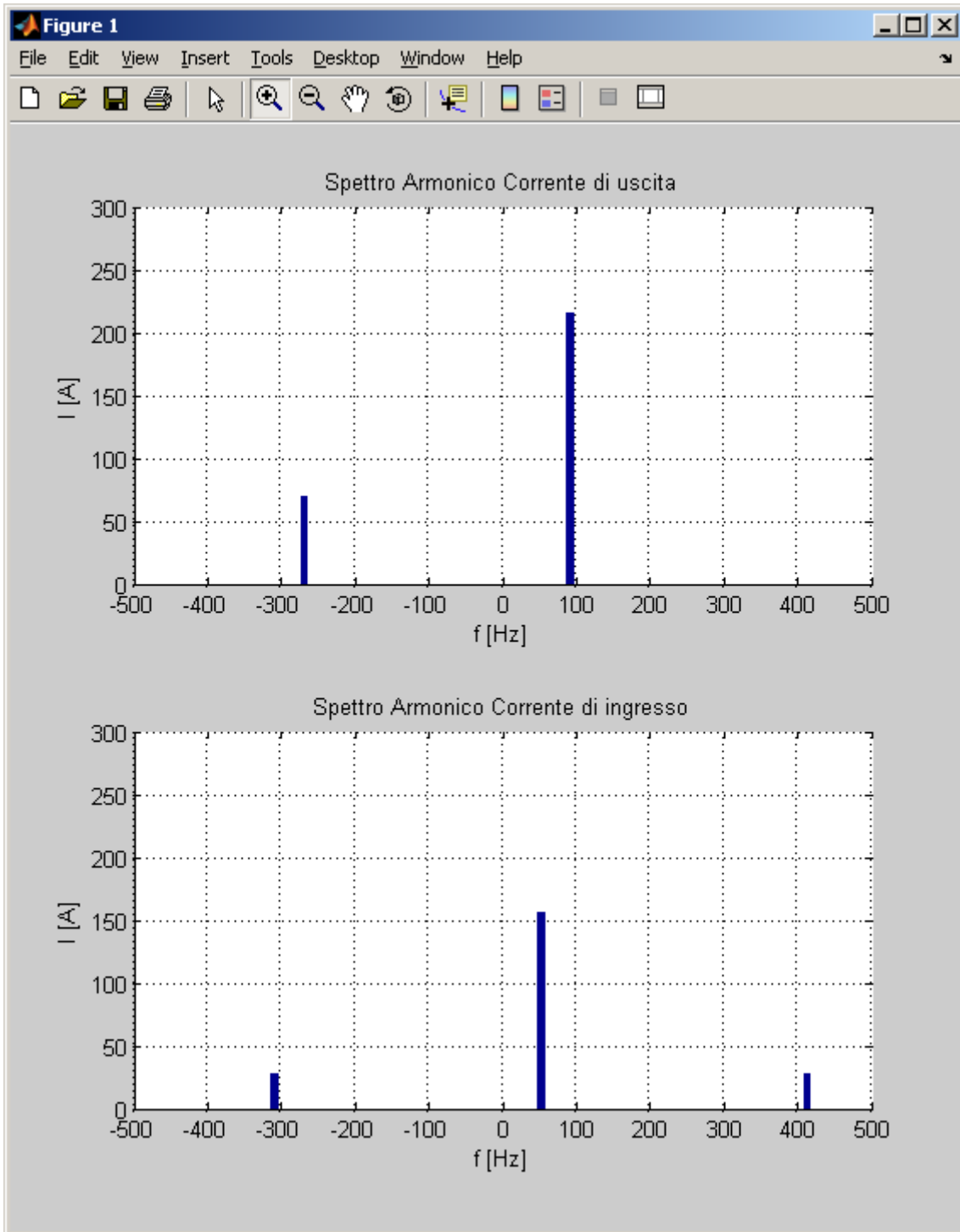


Grafico 5.138 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.1.4 Carico squilibrato con l'aggiunta dell'armonica -1 ($f_0 = 30$ Hz)

In questo caso è stata aggiunta una armonica di deformazione $k = -1$ di ampiezza pari a 70 A nella corrente di uscita e avendo

$$\begin{aligned} f_0 &= 30 \text{ Hz} \\ N &= 0,6 \\ k &= -1 (-30 \text{ Hz}) \end{aligned}$$

si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche

$$\begin{aligned} k_1' &= -0,2 (-10 \text{ Hz}) \\ k_2' &= +2,2 (110 \text{ Hz}) \end{aligned}$$

entrambe di ampiezza 25,2 A circa.

Nei grafici 5.141 e 5.142 sono riportate le correnti assorbite dal carico e quelle di uscita dal Matrix Converter, che come ben si può vedere, appaiono deformate.

Nei grafici 5.143, 5.144 e 5.145 sono mostrate le correnti di ingresso del Matrix Converter tali e filtrate a livello di segnale e come si può notare da questi grafici non sono più sinusoidali.

Nei grafici 5.152 e 5.153 sono riportati gli spettri armonici della corrente di ingresso e di uscita dal Matrix Converter ed in particolare nel grafico 5.153 e dalla Tab. 5.10 si può notare nella corrente di uscita l'armonica -1 di circa 70 A e che nella corrente di ingresso le armoniche aggiuntive corrispondono a quelle previste. Infatti si hanno un'armonica -0,2 e una +2,2 entrambe di ampiezza pari a 26,5 A le quali sono quasi uguali a quelle prospettate di circa 25 A.

<i>Indice armonico di I_o</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
+1		30		227,2	
-1		-30		70,0	
<i>Indice armonico di I_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>
+1	+1	50	50	156,4	154,0
-0,2	-0,2	-10	-10	26,5	25,2
+2,2	+2,2	110	110	26,5	25,2

Tabella 5.10 Contenuto armonico dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC

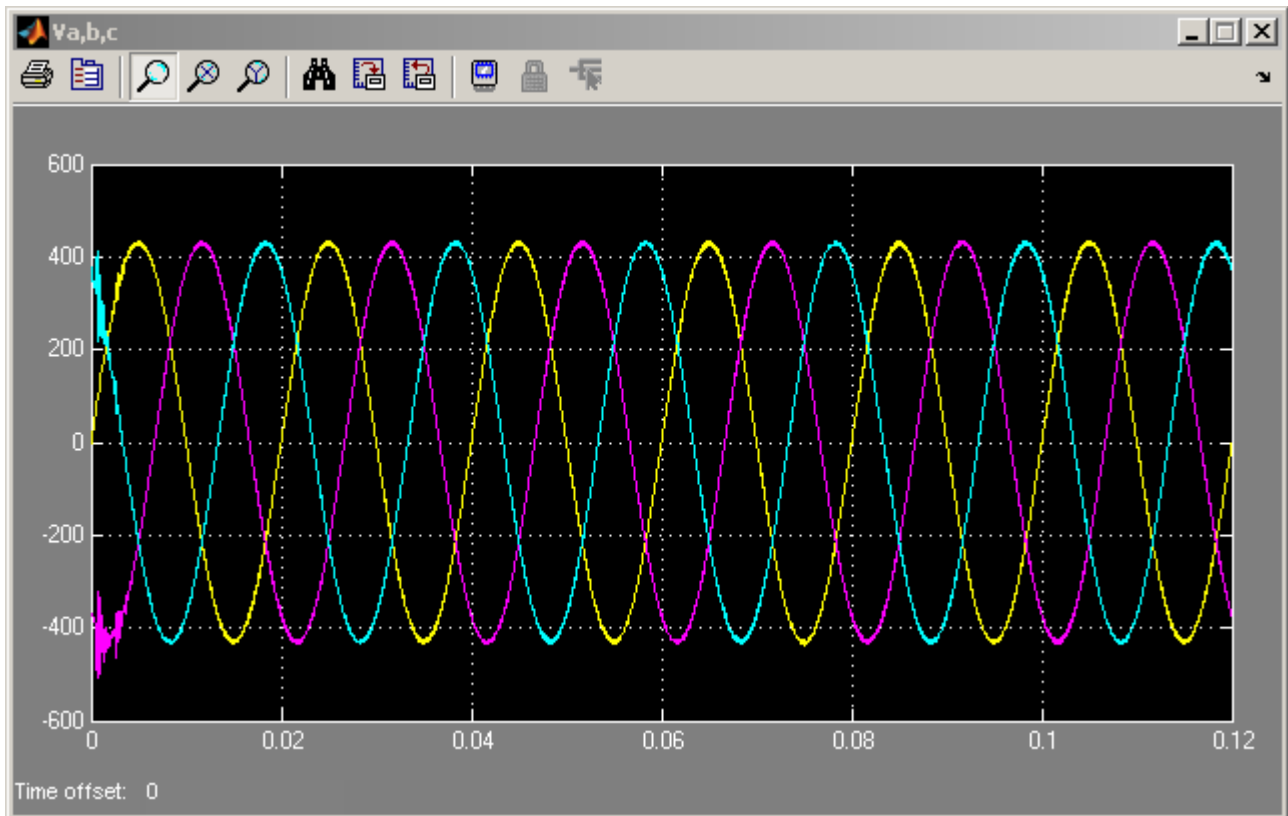


Grafico 5.139 Tensioni di ingresso del MC v_a, v_b, v_c

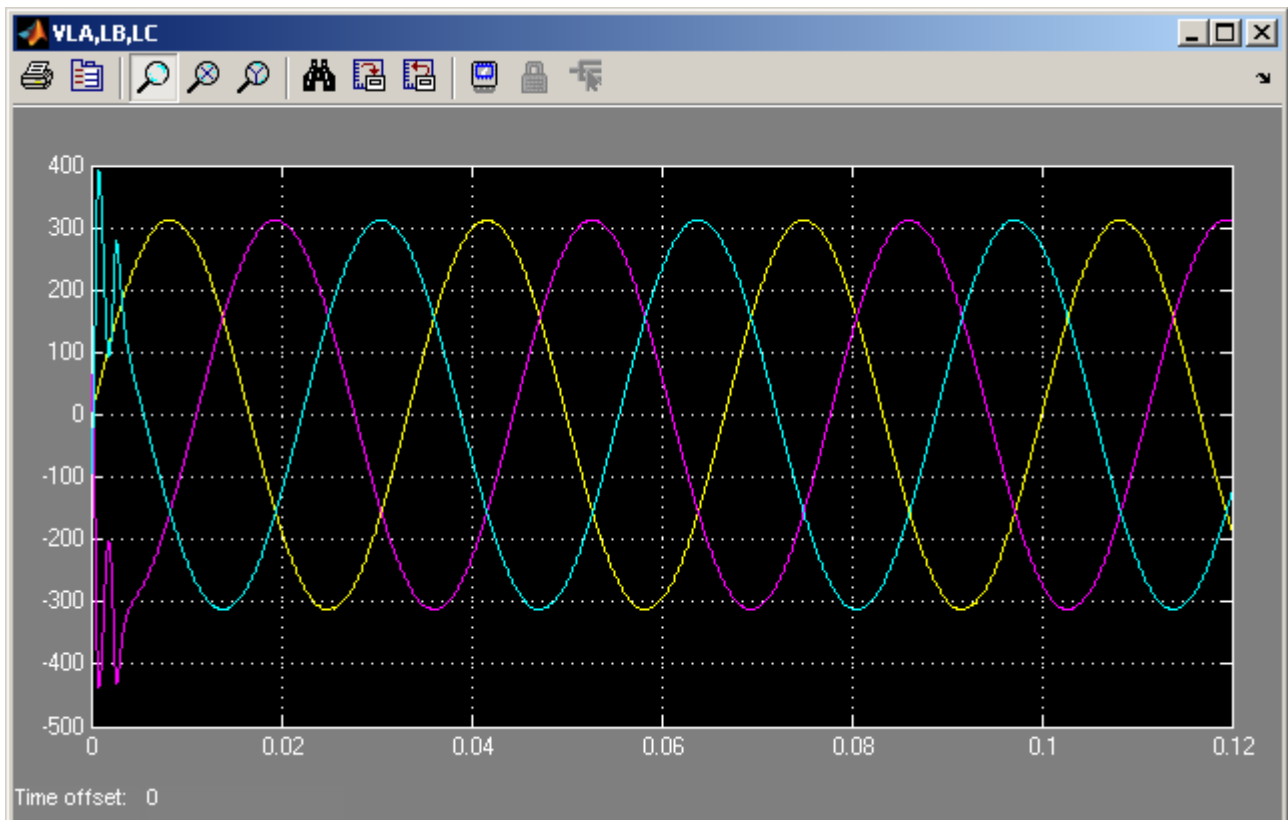


Grafico 5.140 Tensioni sul carico v_{LA}, v_{LB}, v_{LC}

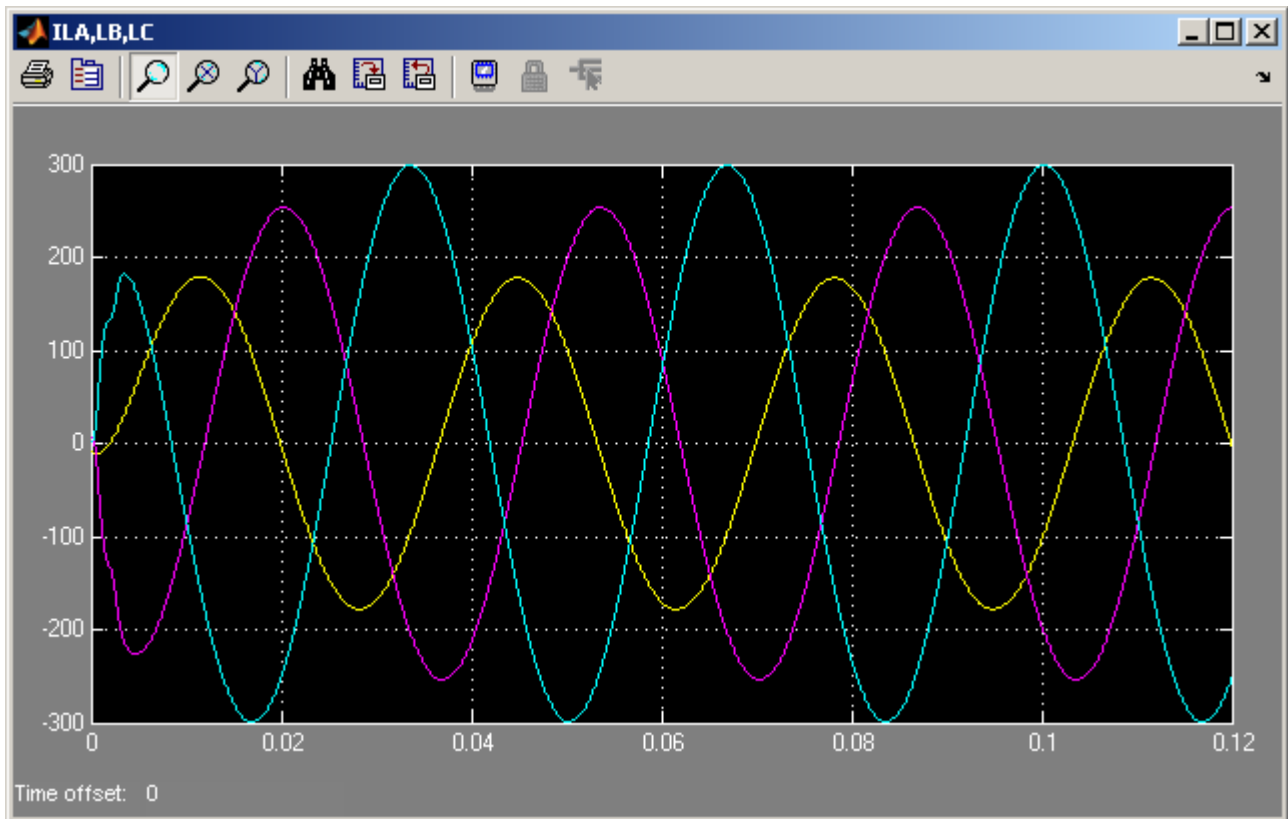


Grafico 5.141 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

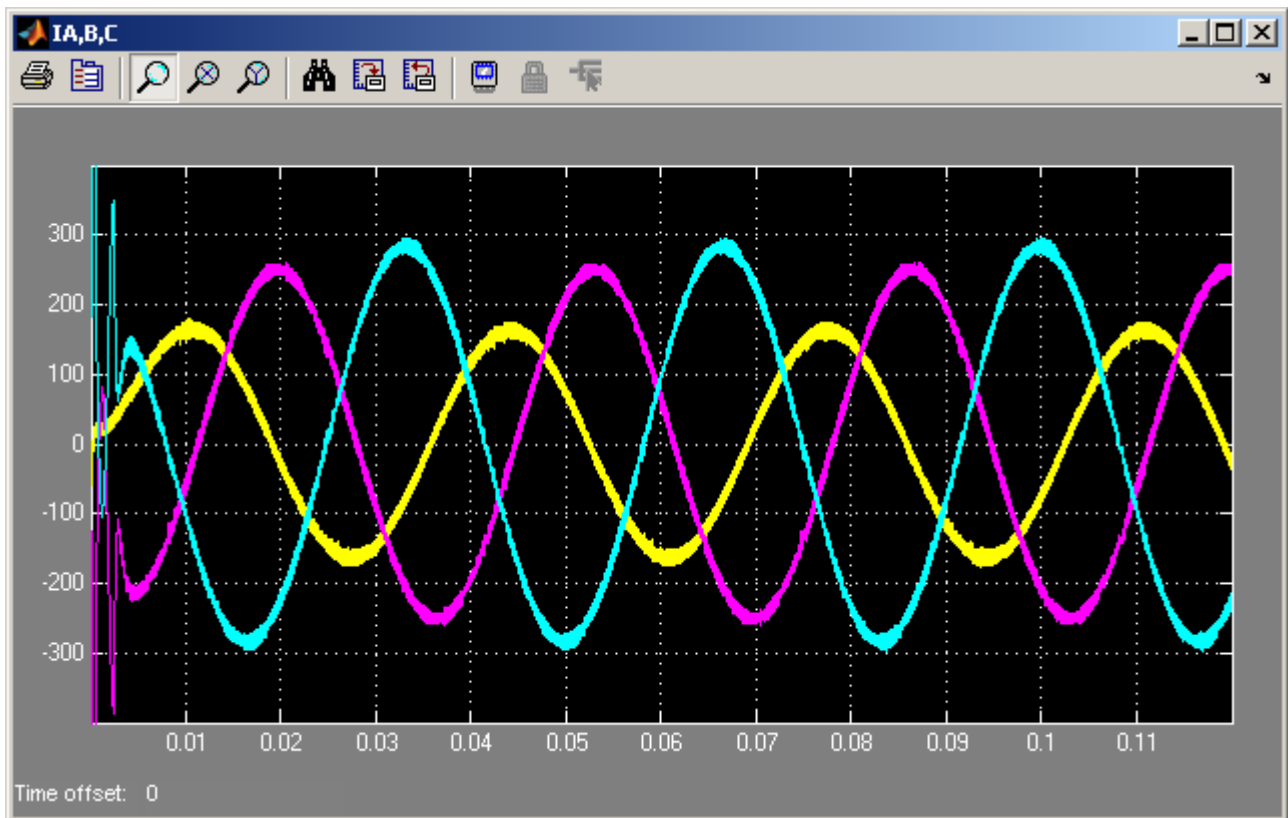


Grafico 5.142 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

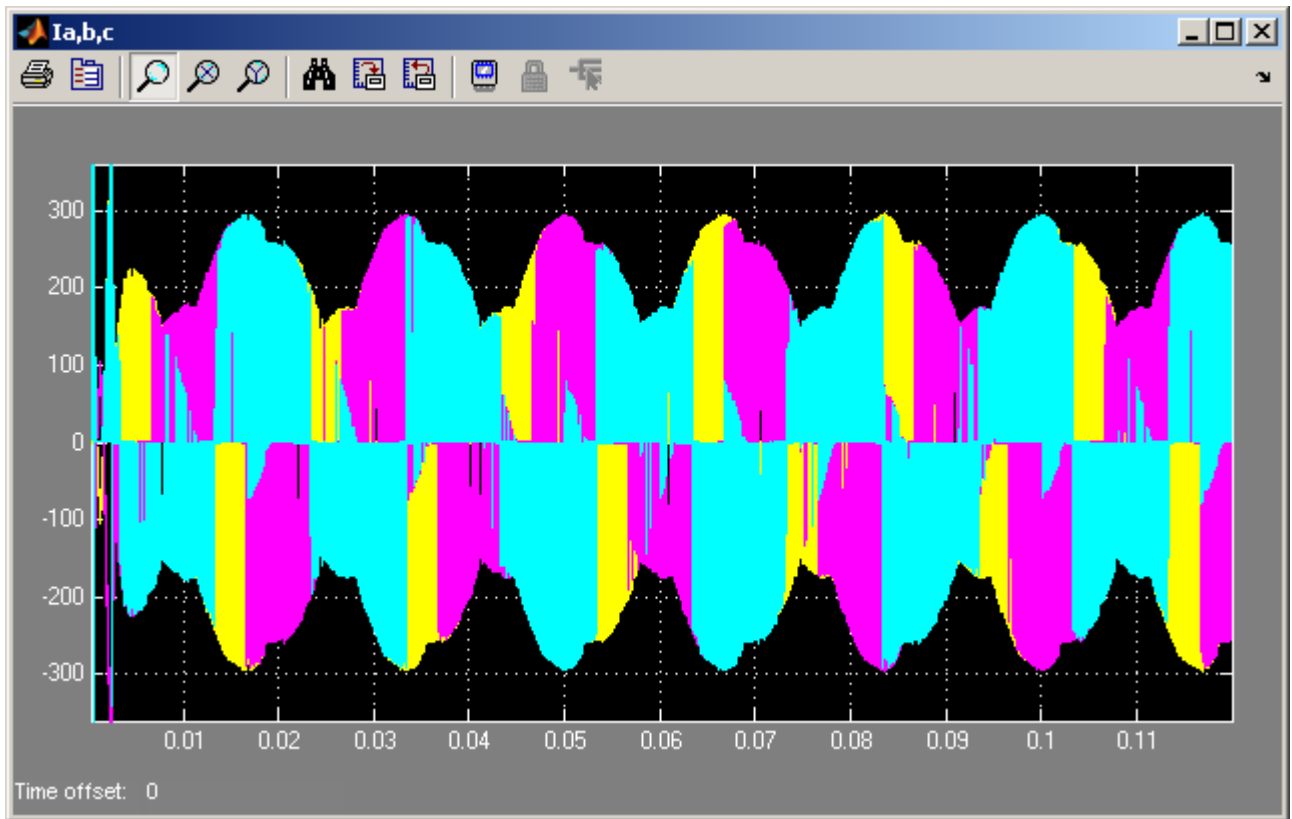


Grafico 5.143 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

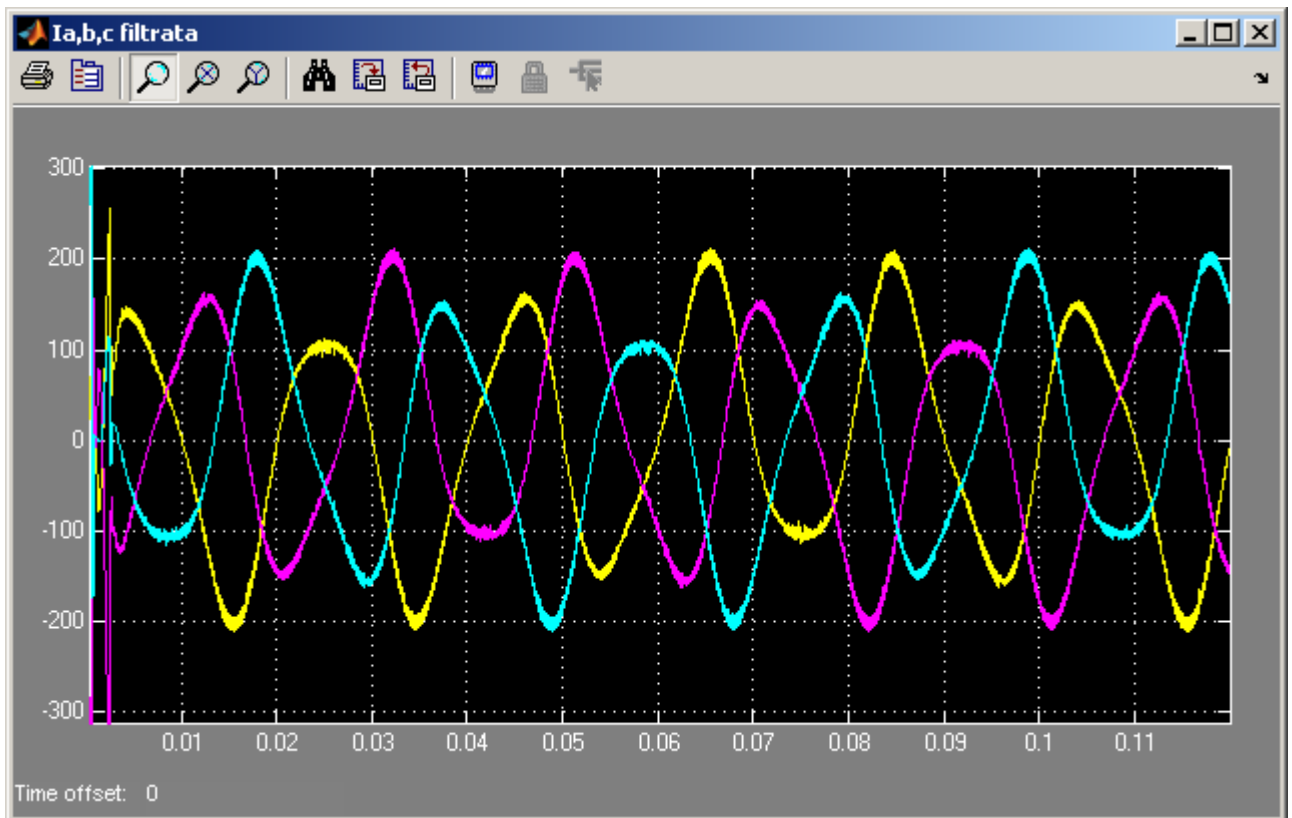


Grafico 5.144 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

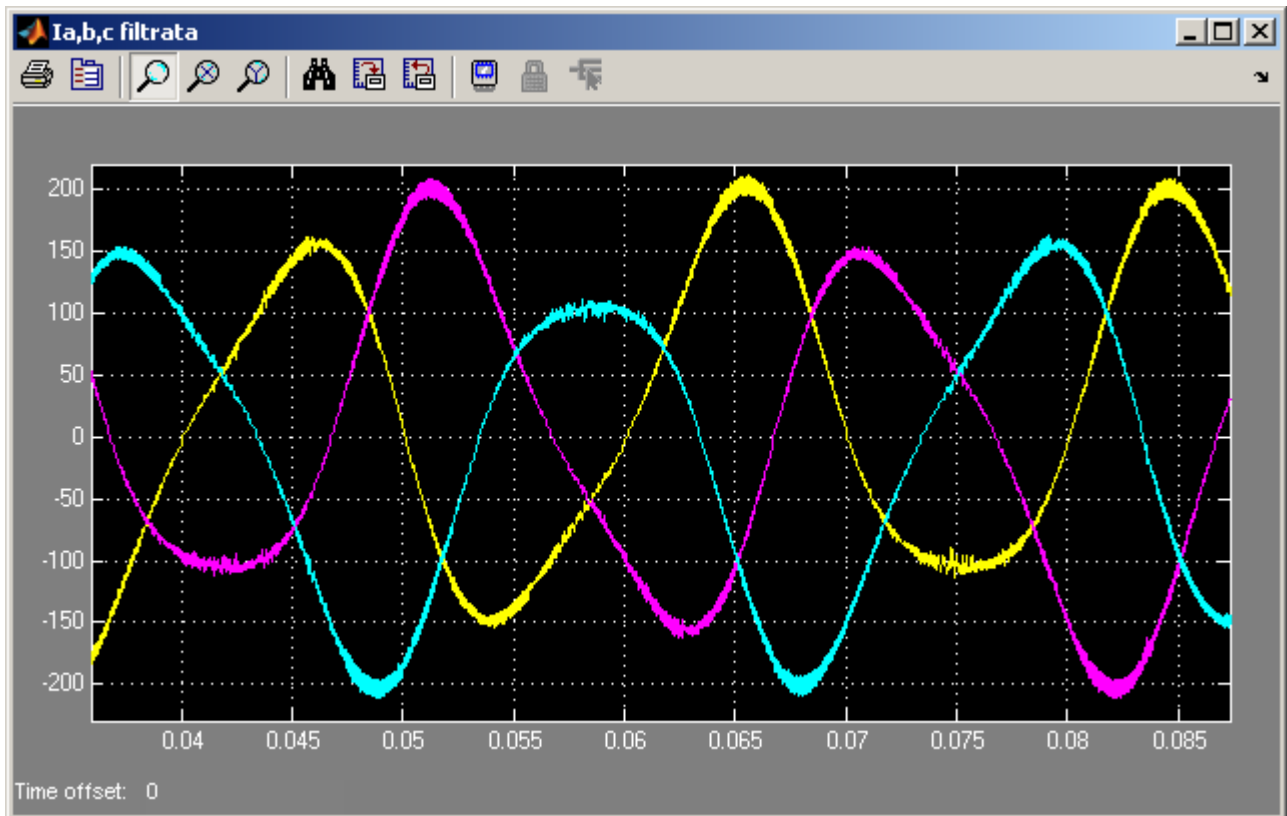


Grafico 5.145 Zoom Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

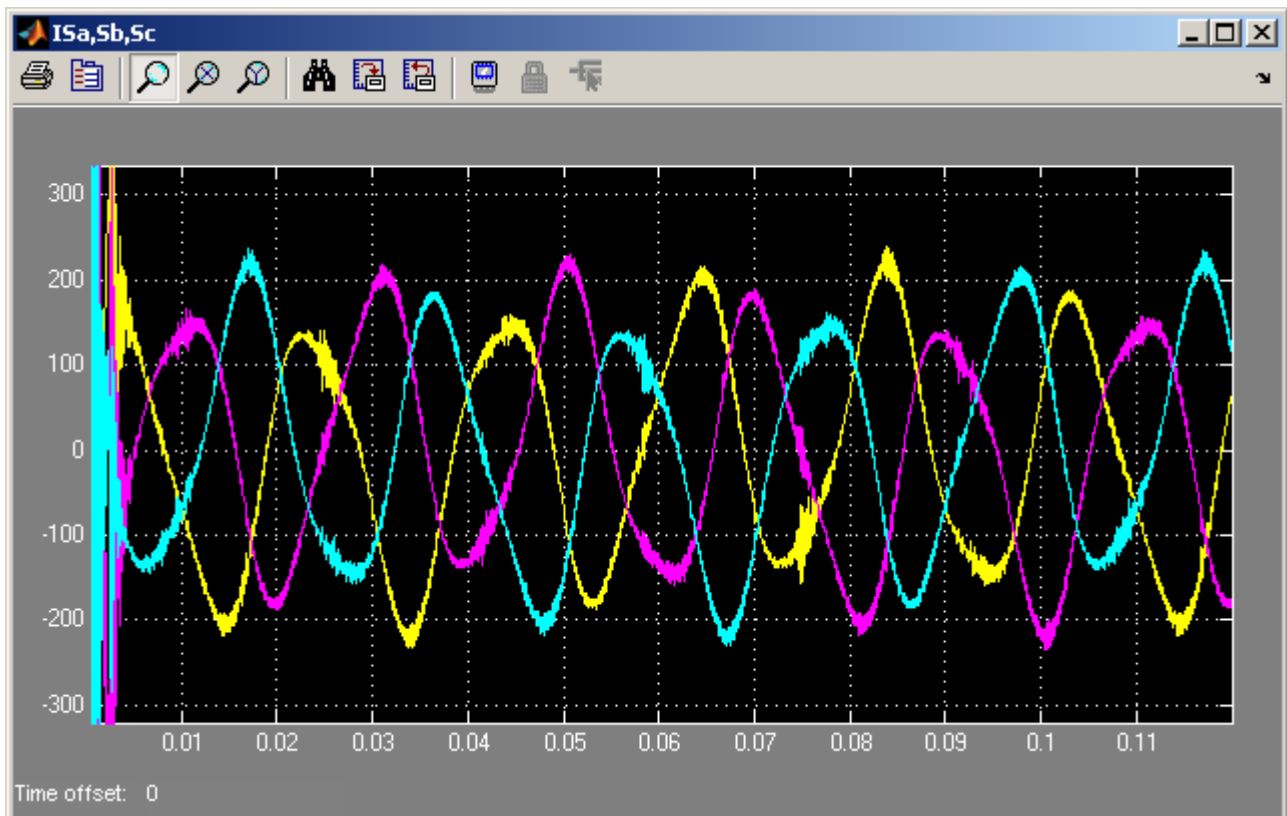


Grafico 5.146 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

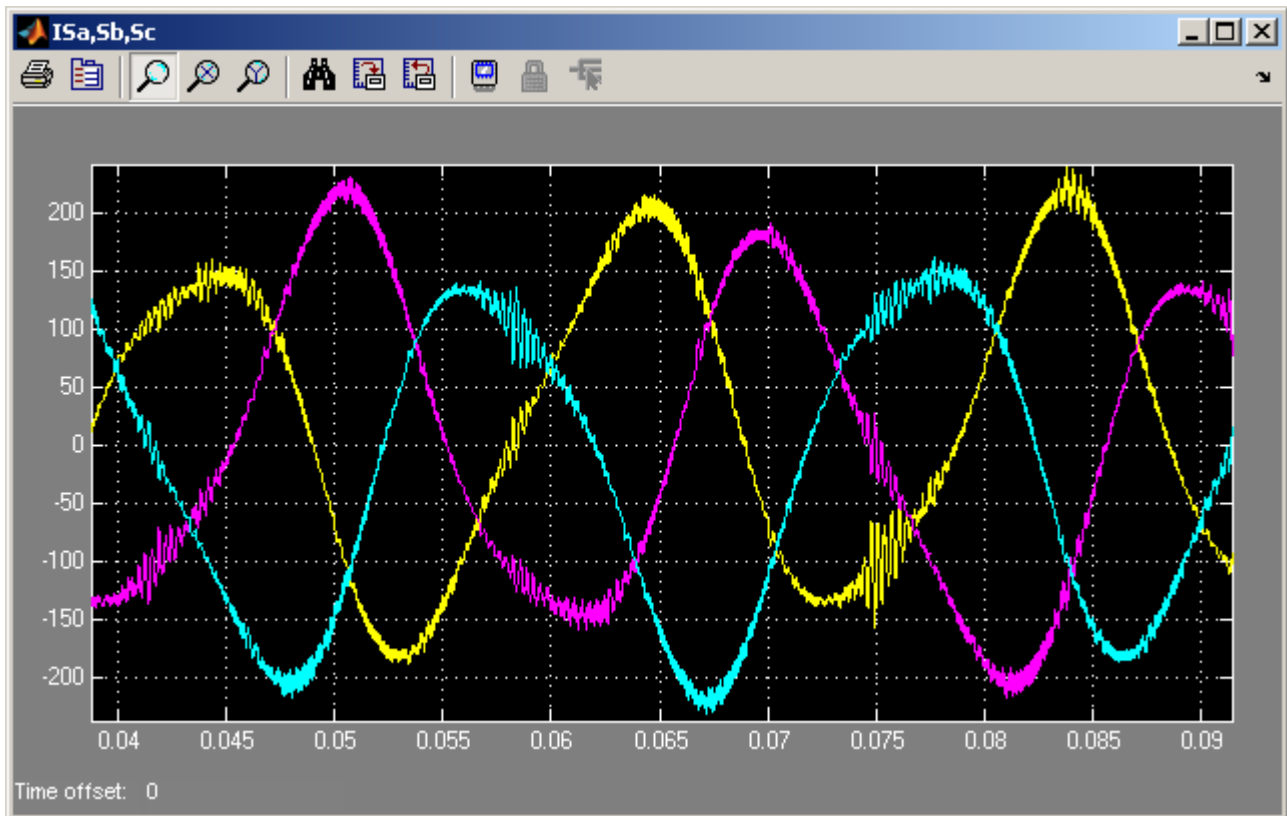


Grafico 5.147 Zoom Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

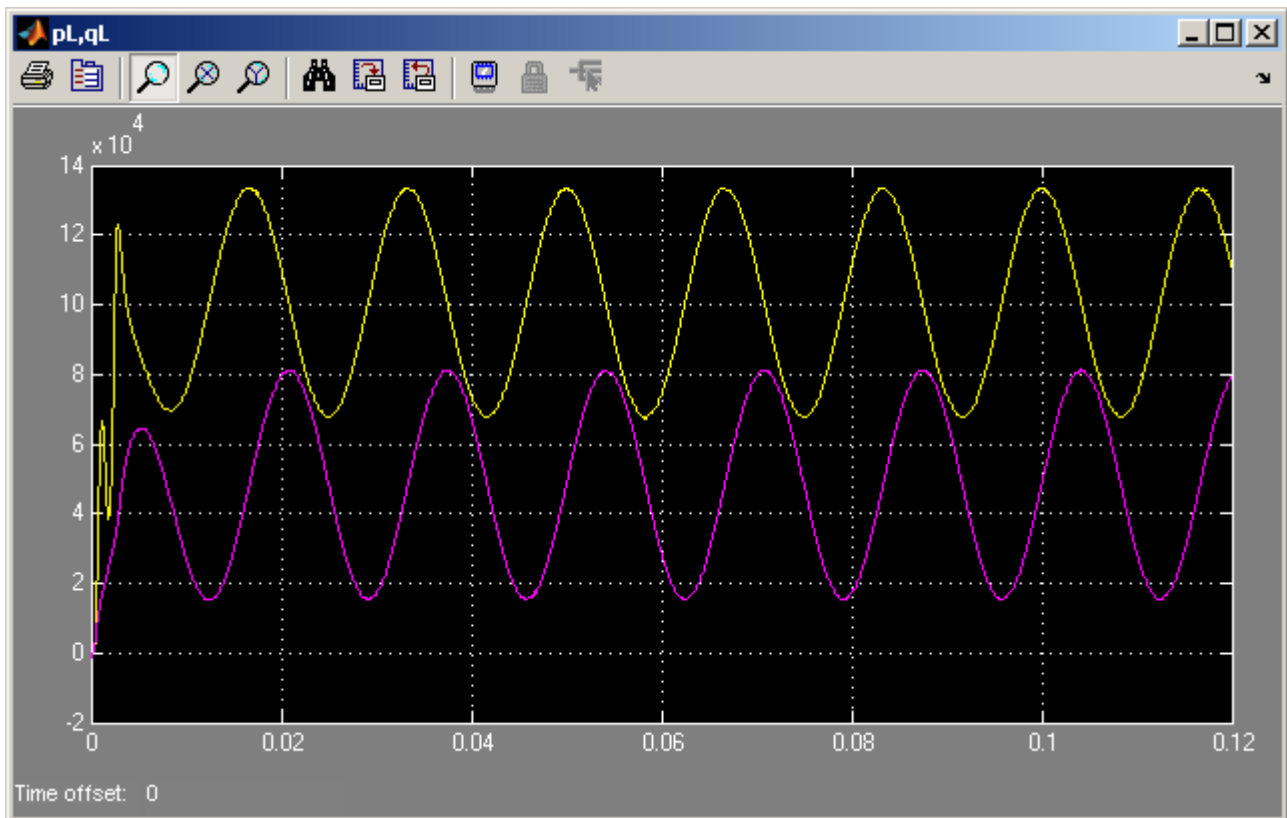


Grafico 5.148 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

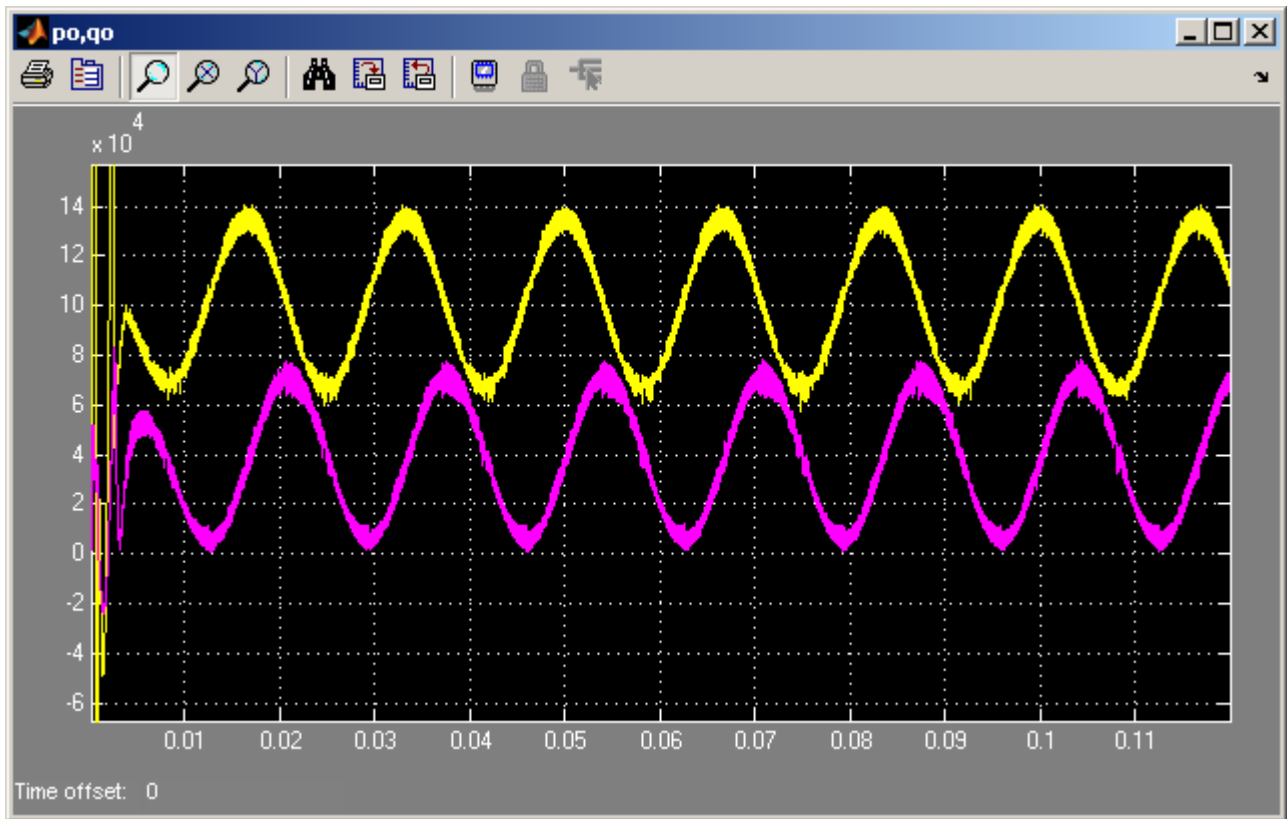


Grafico 5.149 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

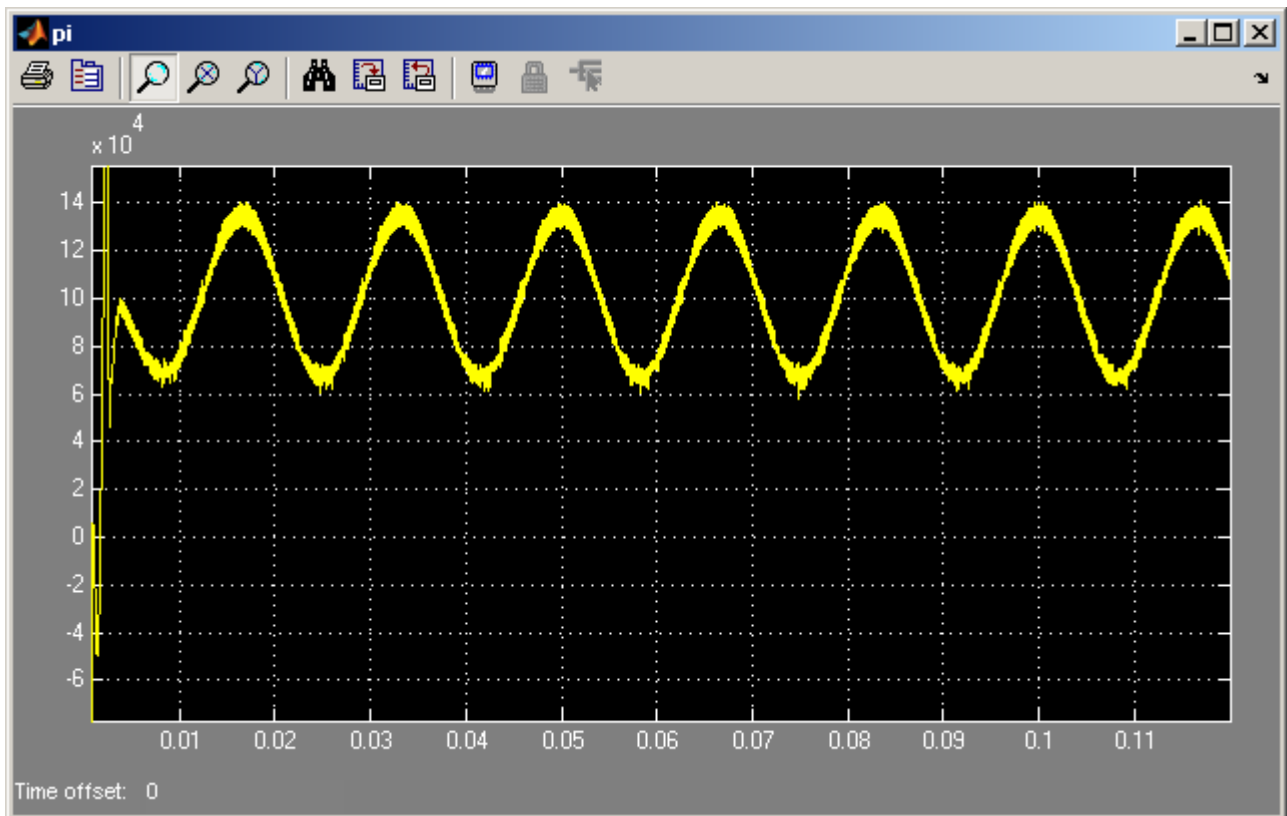


Grafico 5.150 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

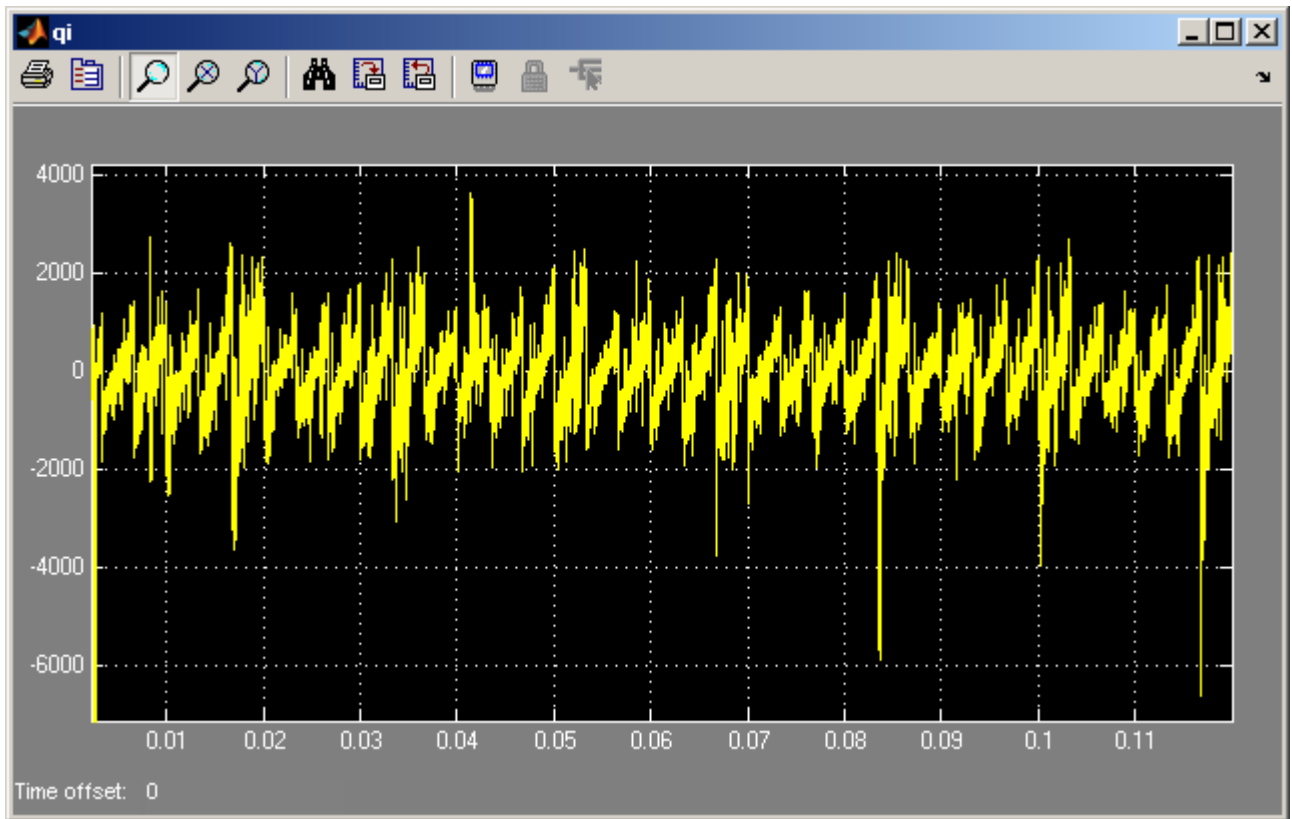


Grafico 5.151 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

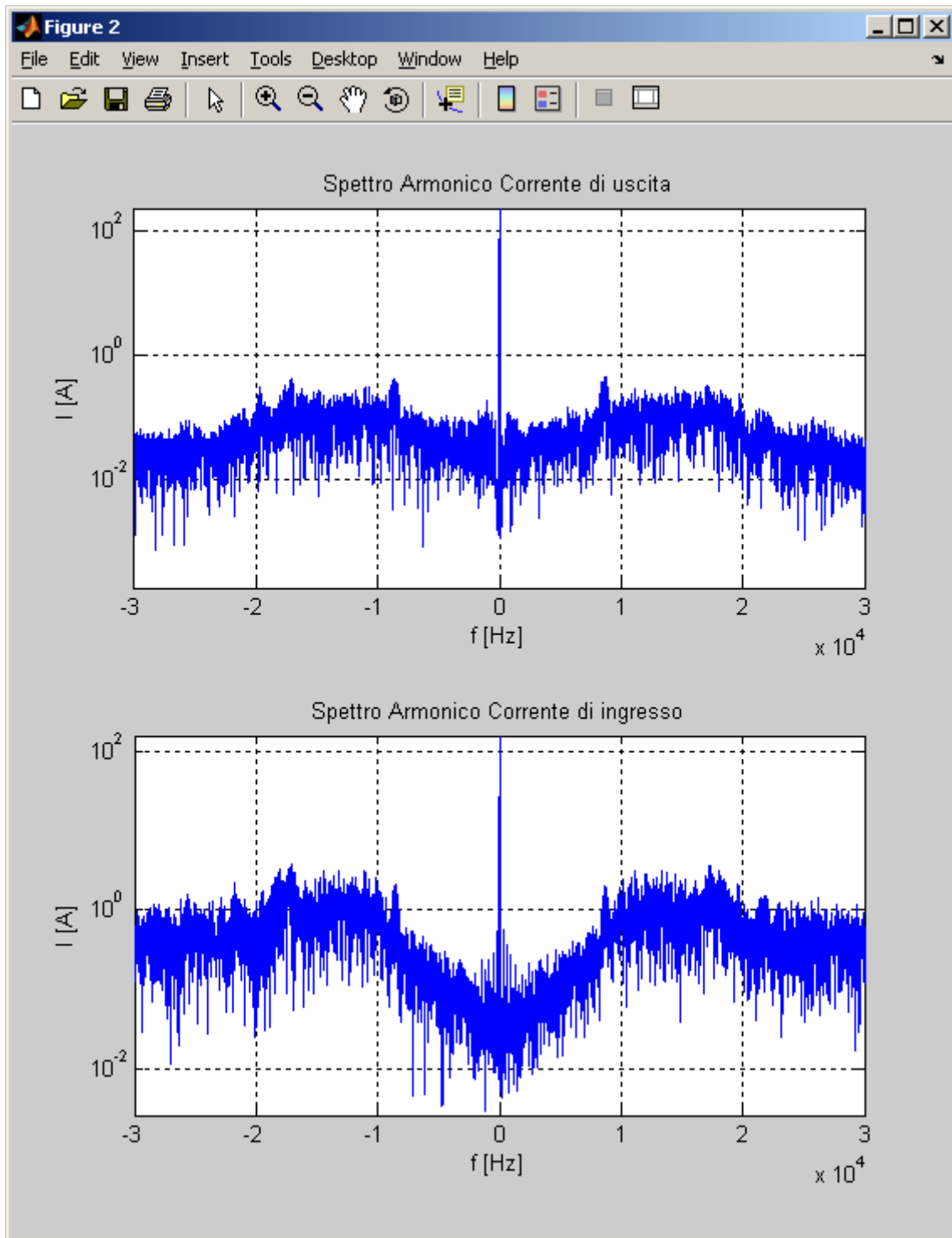


Grafico 5.152 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

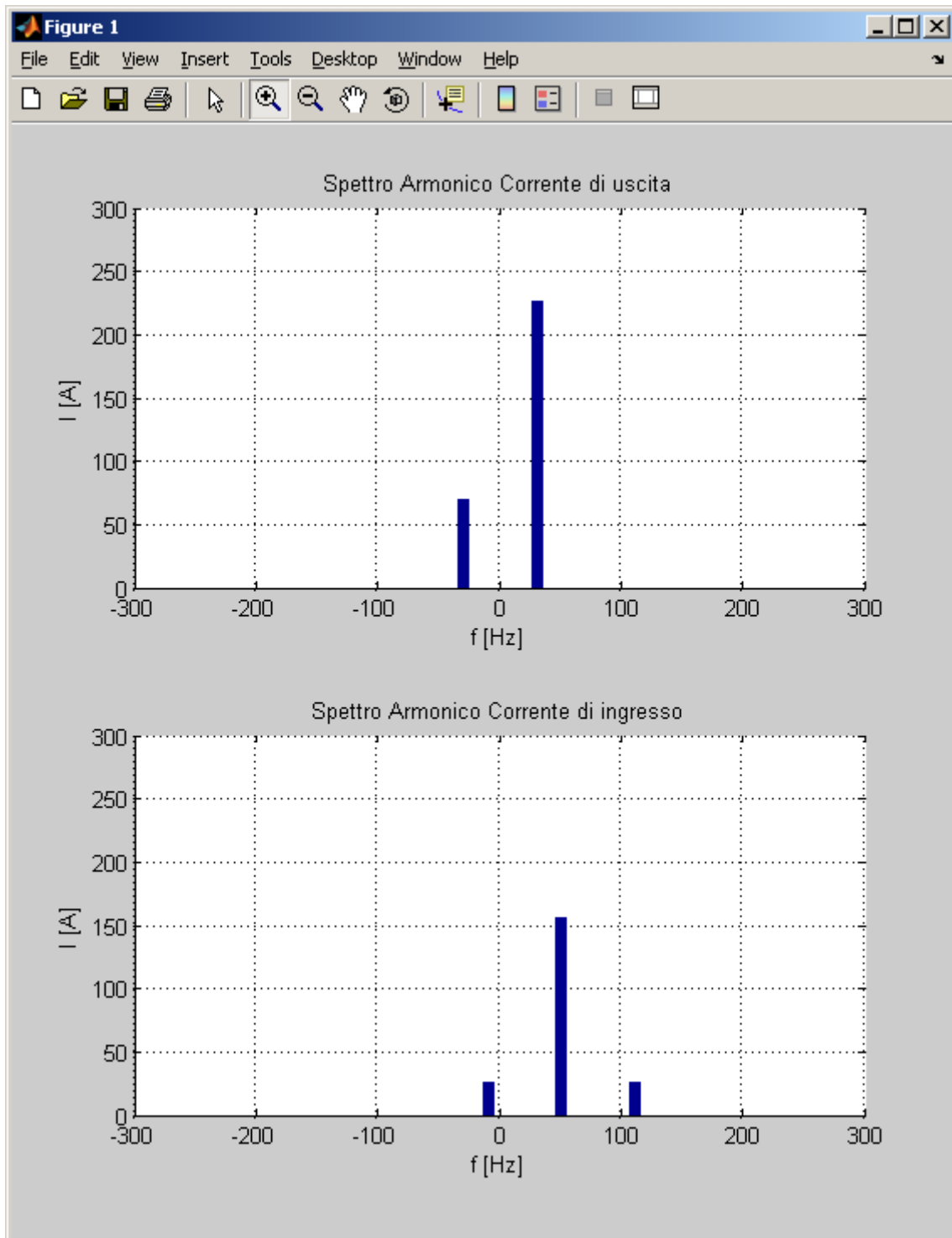


Grafico 5.153 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.1.5 Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica +2 ($f_0 = 30$ Hz)

In questo caso è stata aggiunta una armonica di deformazione $k = +2$ di ampiezza pari a 70 A nella corrente di uscita e avendo

$$\begin{aligned} f_0 &= 30 \text{ Hz} \\ N &= 0,6 \\ k &= +2 \text{ (60 Hz)} \end{aligned}$$

si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche

$$\begin{aligned} k_1' &= +0,4 \text{ (20 Hz)} \\ k_2' &= +1,6 \text{ (80 Hz)} \end{aligned}$$

entrambe di ampiezza 25,2 A circa.

Nei grafici 5.156 e 5.157 sono riportate le correnti assorbite dal carico e quelle di uscita dal Matrix Converter, che come ben si può vedere, appaiono deformate.

Nei grafici 5.158, 5.159 e 5.160 sono mostrate le correnti di ingresso del Matrix Converter tali e filtrate a livello di segnale e come si può notare da questi grafici non sono più sinusoidali.

Nei grafici 5.167 e 5.168 sono riportati gli spettri armonici della corrente di ingresso e di uscita dal Matrix Converter ed in particolare nel grafico 5.168 e dalla Tab. 5.11 si può notare nella corrente di uscita l'armonica +2 di circa 70 A e che nella corrente di ingresso le armoniche aggiuntive corrispondono a quelle previste. Infatti si hanno un'armonica +0,4 e una +1,6 entrambe di ampiezza pari a 25,3 A come quelle prospettate.

<i>Indice armonico di I_o</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
+1		30		227,2	
+2		60		70,0	
<i>Indice armonico di I_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>
+1	+1	50	50	156,4	154,0
+0,4	+0,4	20	20	25,3	25,2
+1,6	+1,6	80	80	25,3	25,2

Tabella 5.11 Contenuto armonico dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC

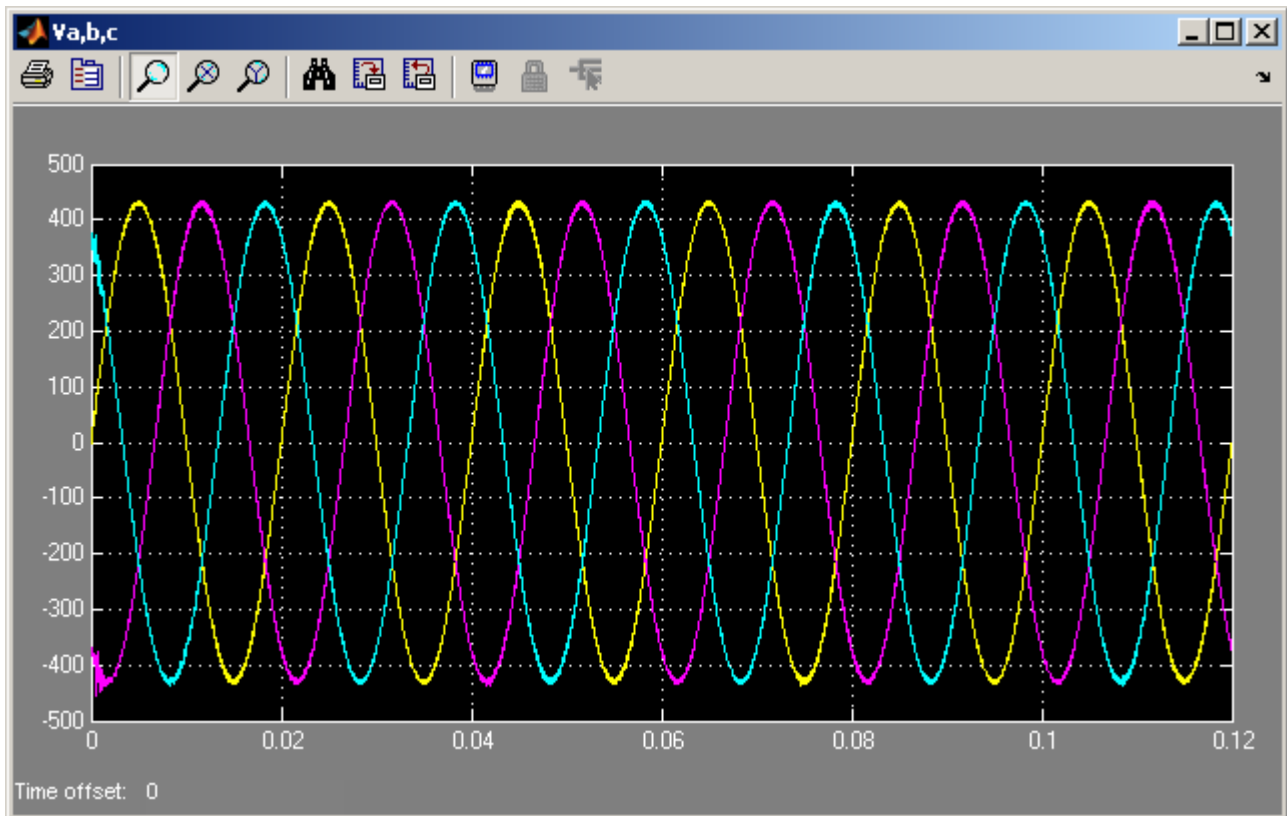


Grafico 5.154 Tensioni di ingresso del MC v_a , v_b , v_c

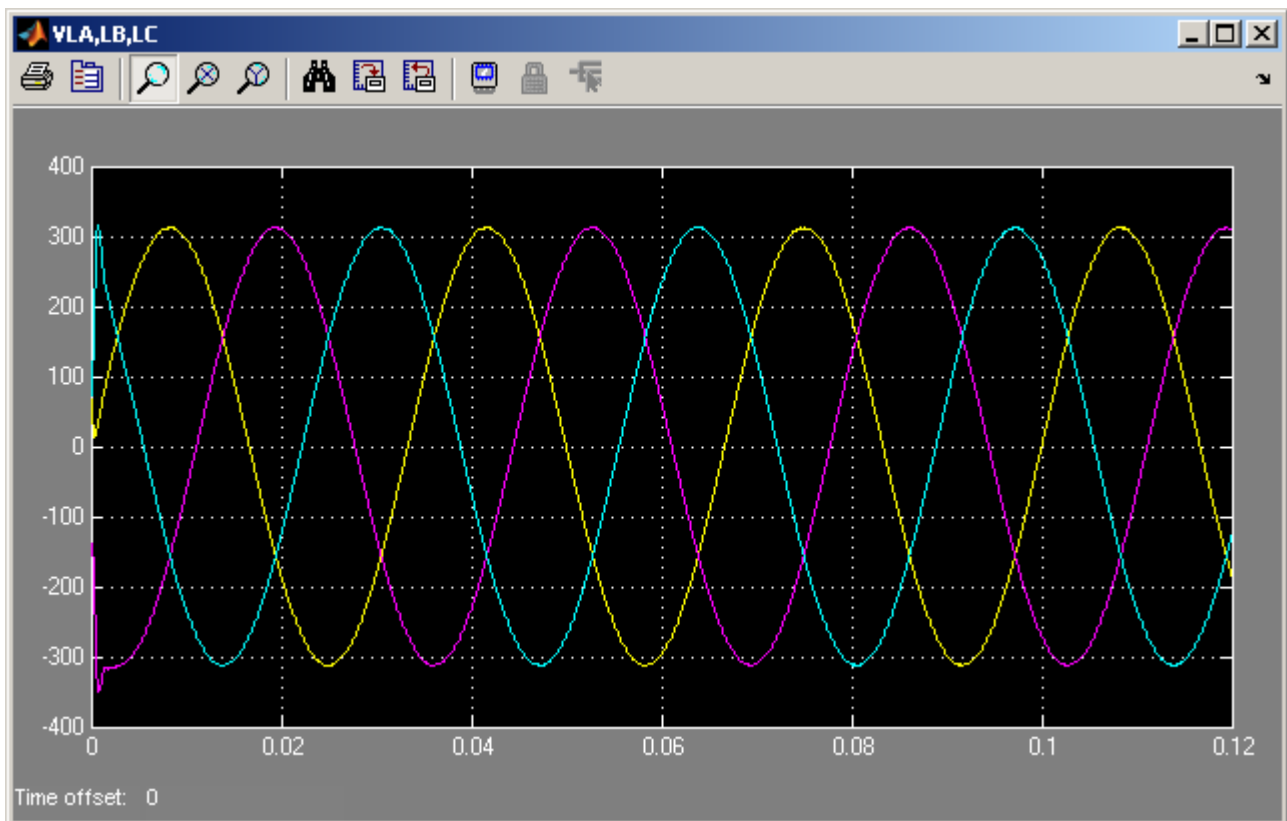


Grafico 5.155 Tensioni sul carico v_{LA} , v_{LB} , v_{LC}

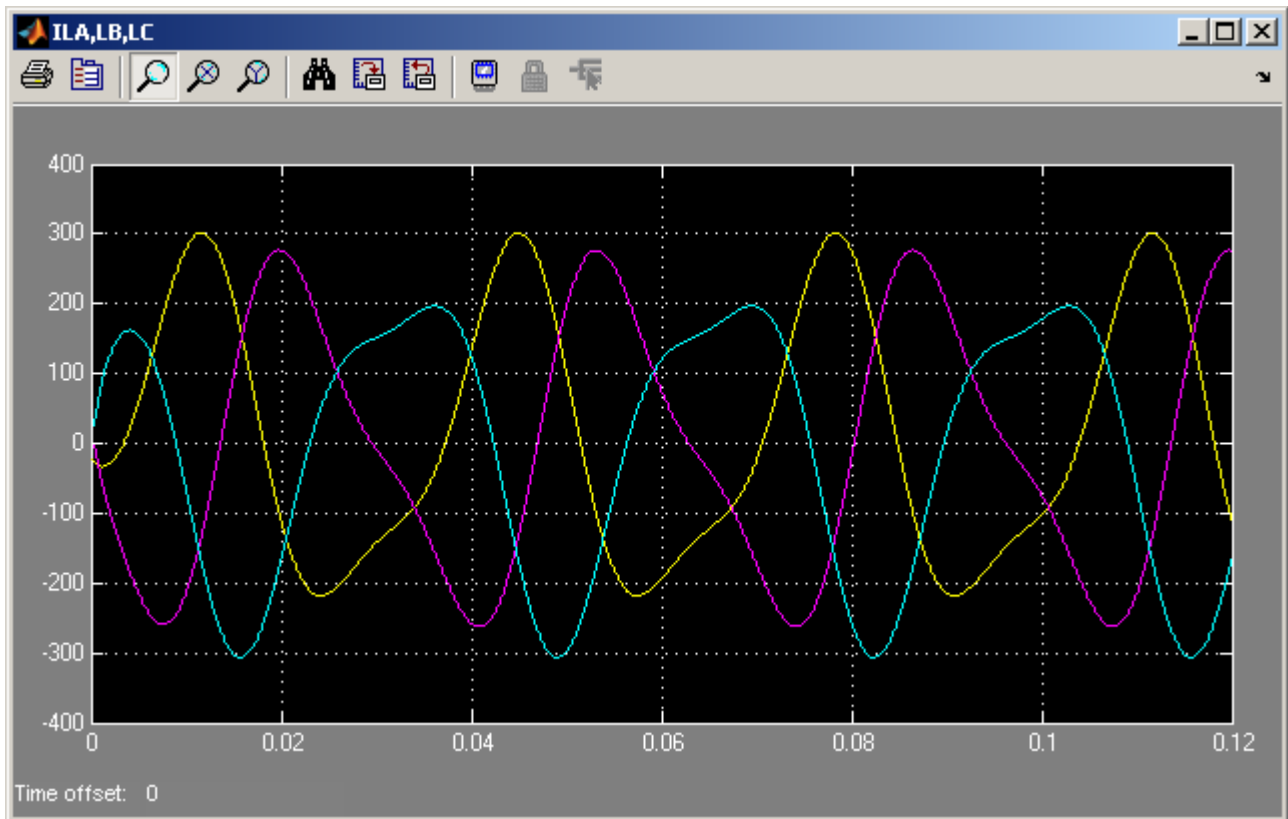


Grafico 5.156 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

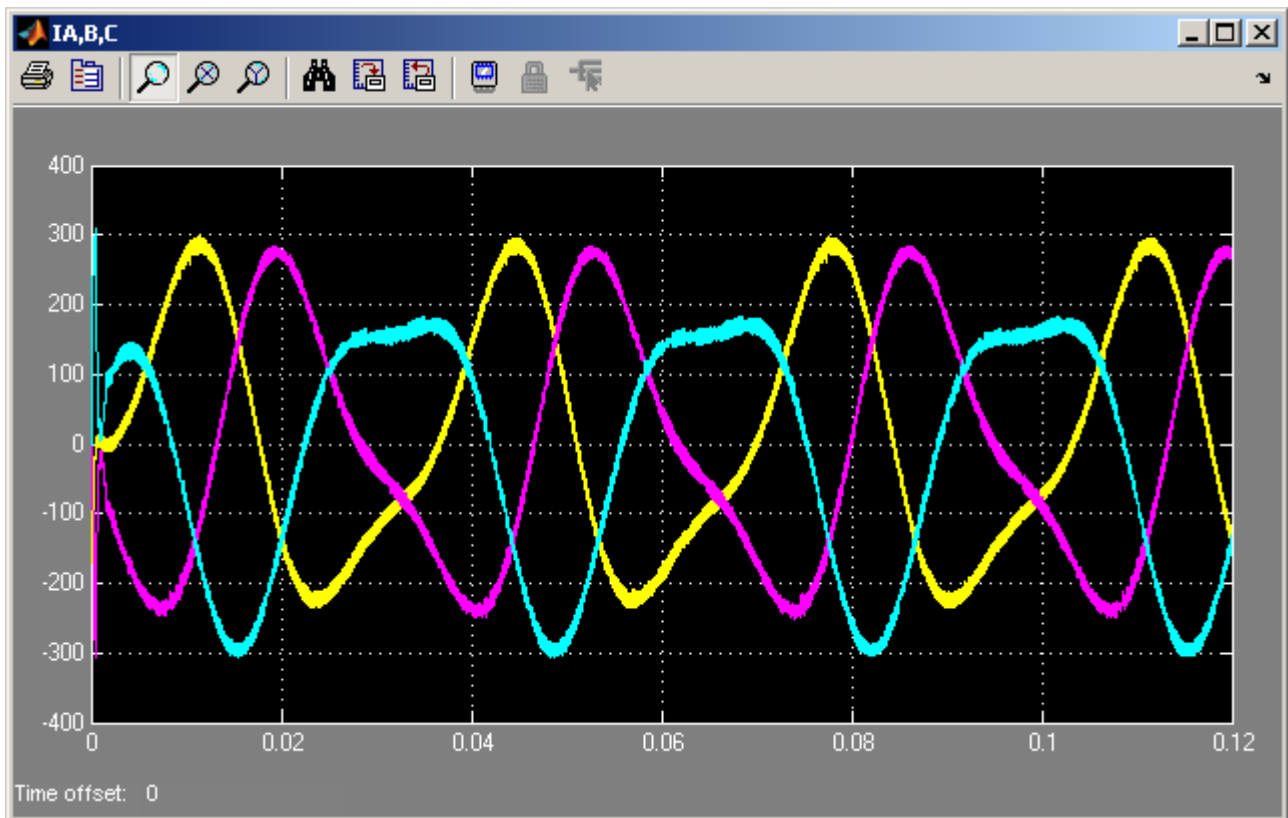


Grafico 5.157 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

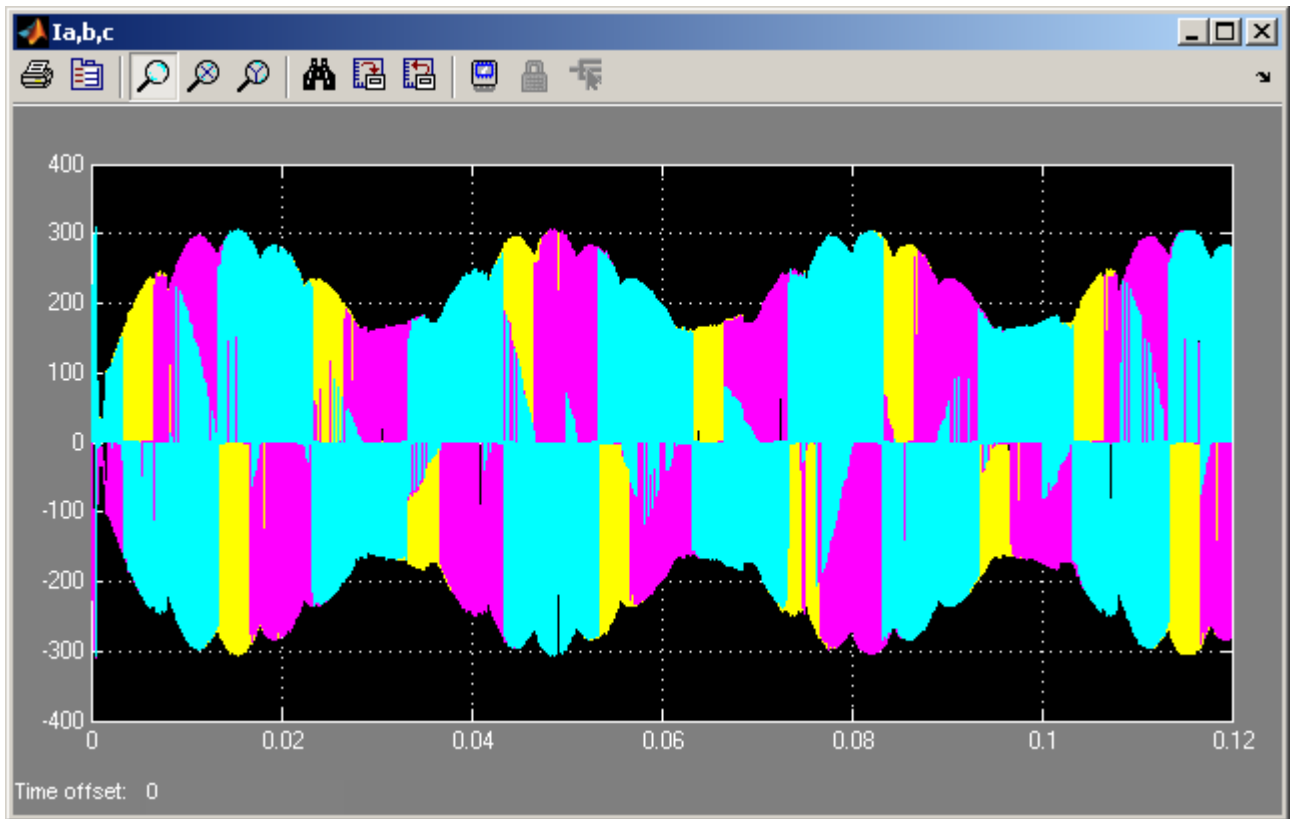


Grafico 5.158 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

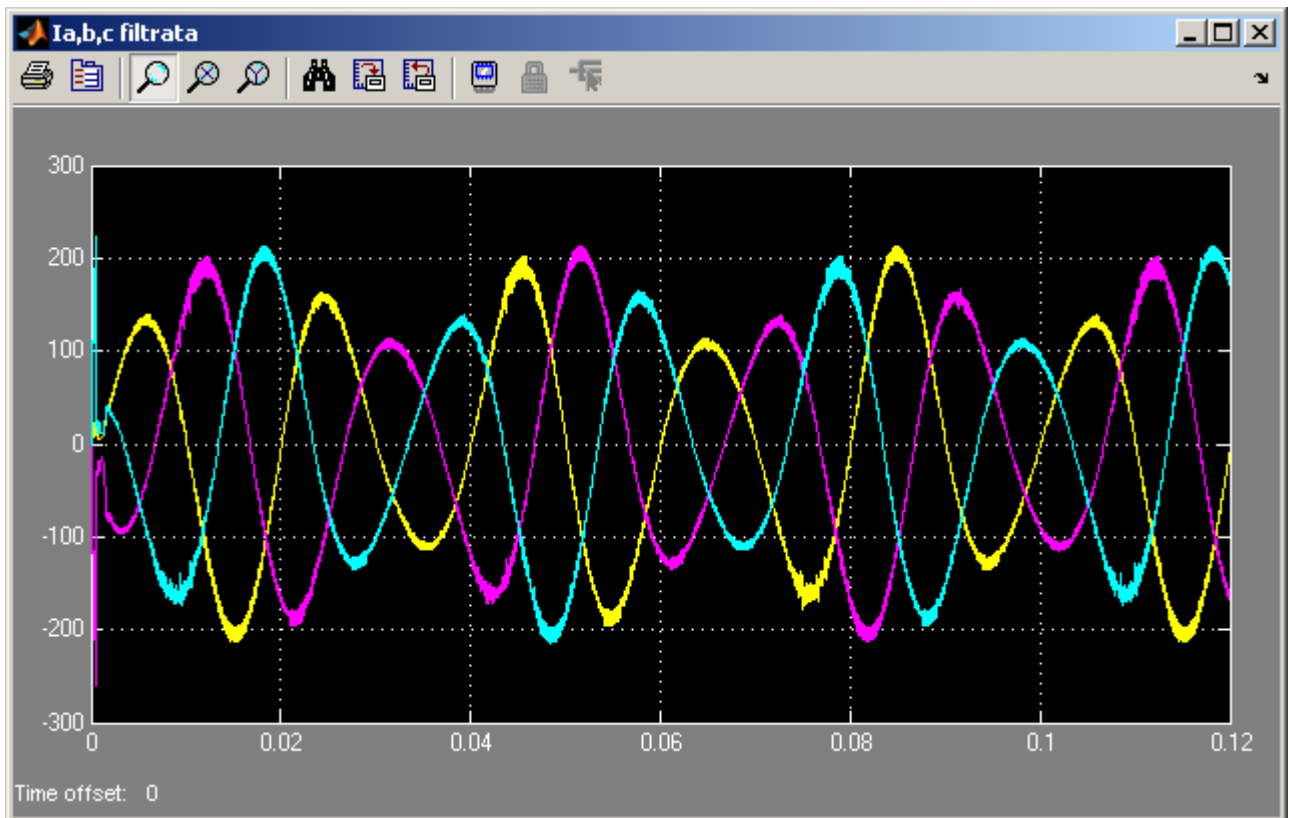


Grafico 5.159 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

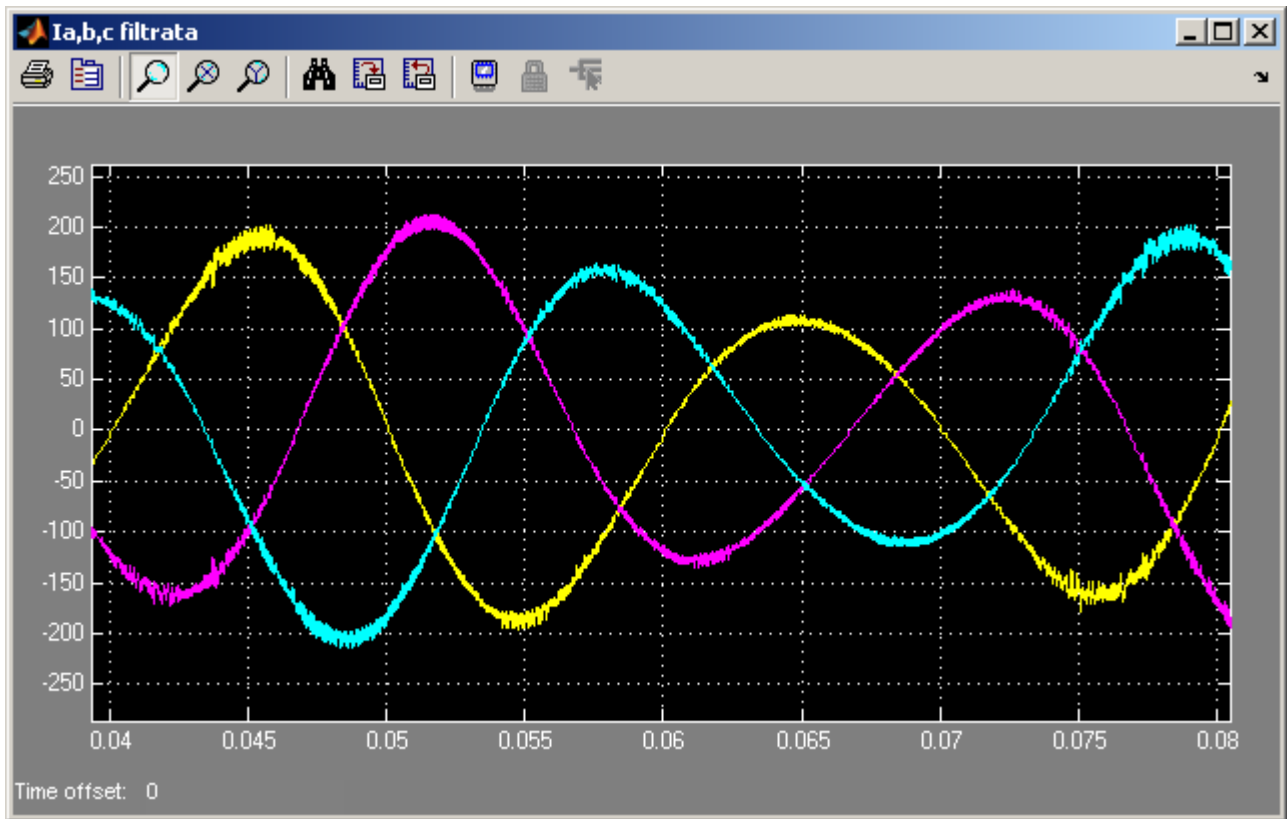


Grafico 5.160 Zoom Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

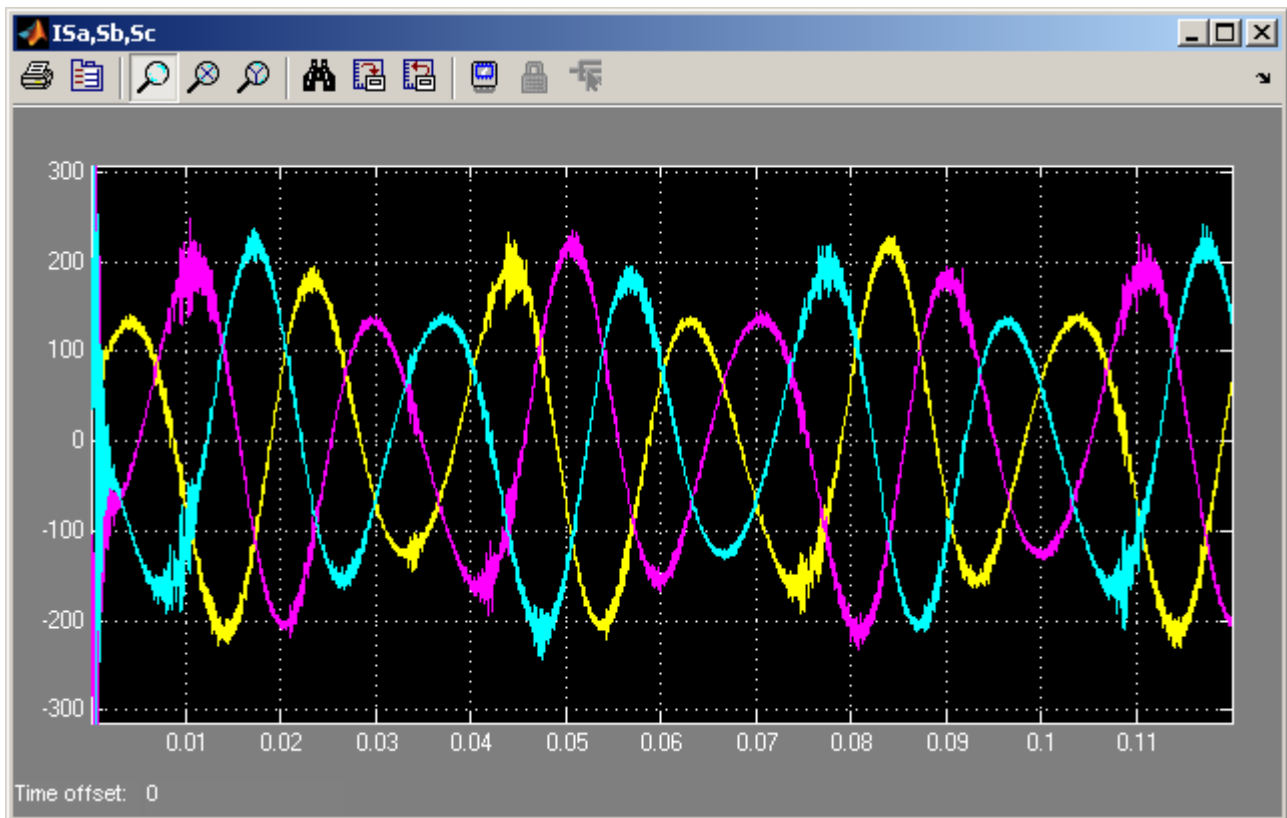


Grafico 5.161 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

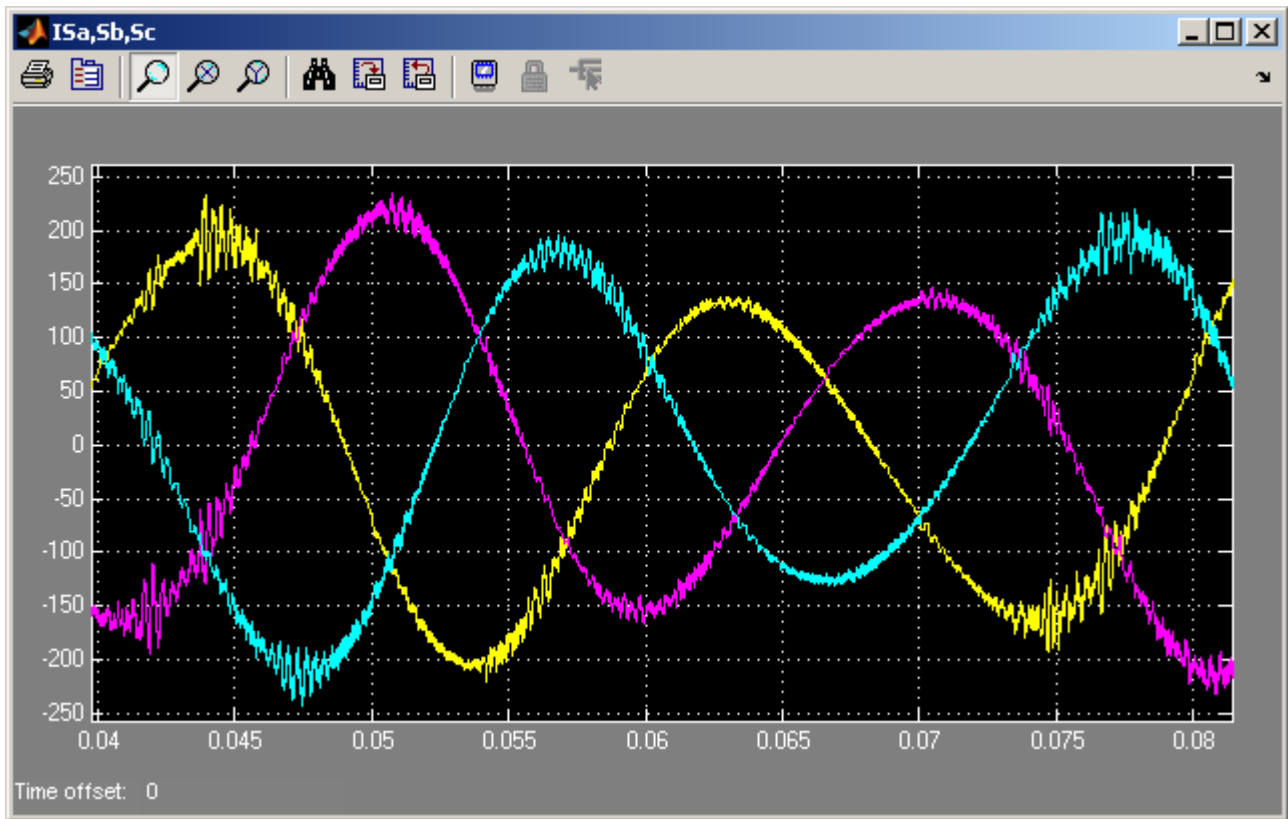


Grafico 5.162 Zoom Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

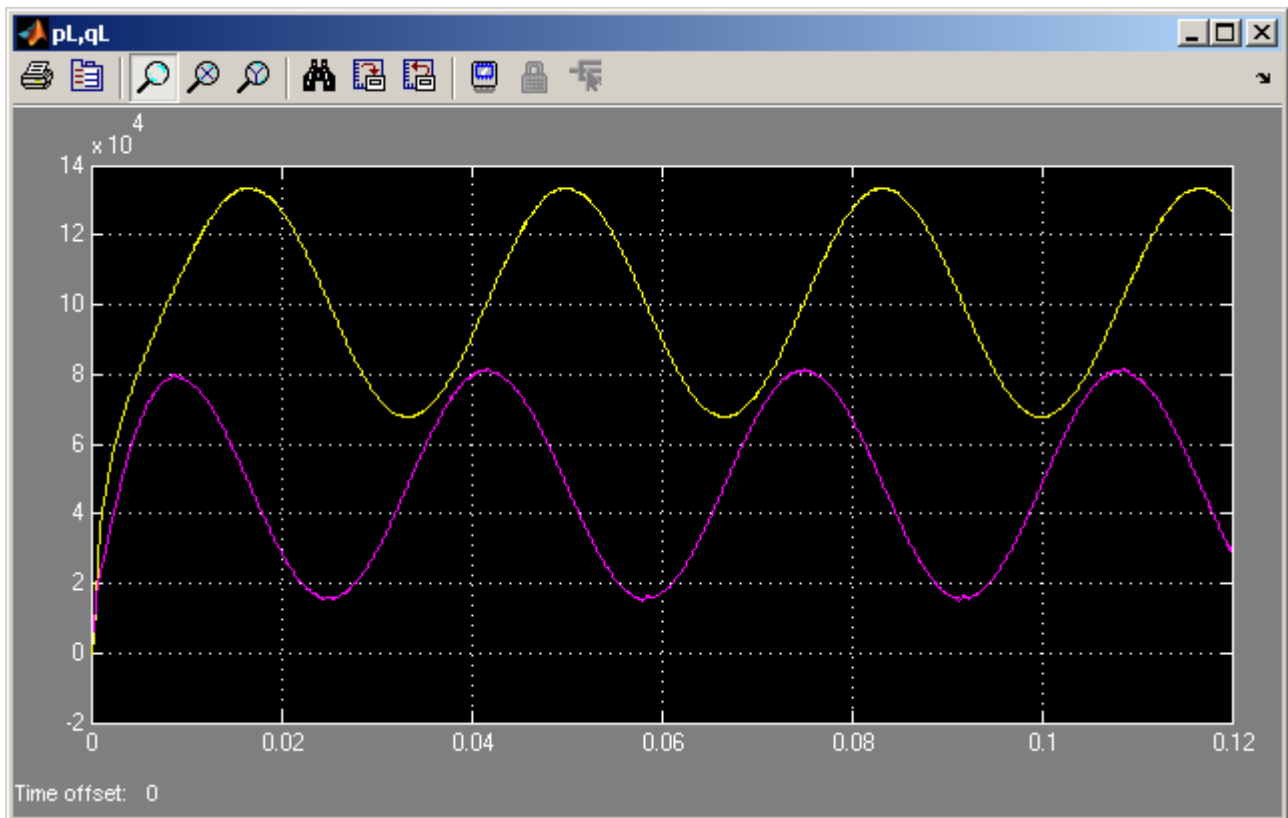


Grafico 5.163 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

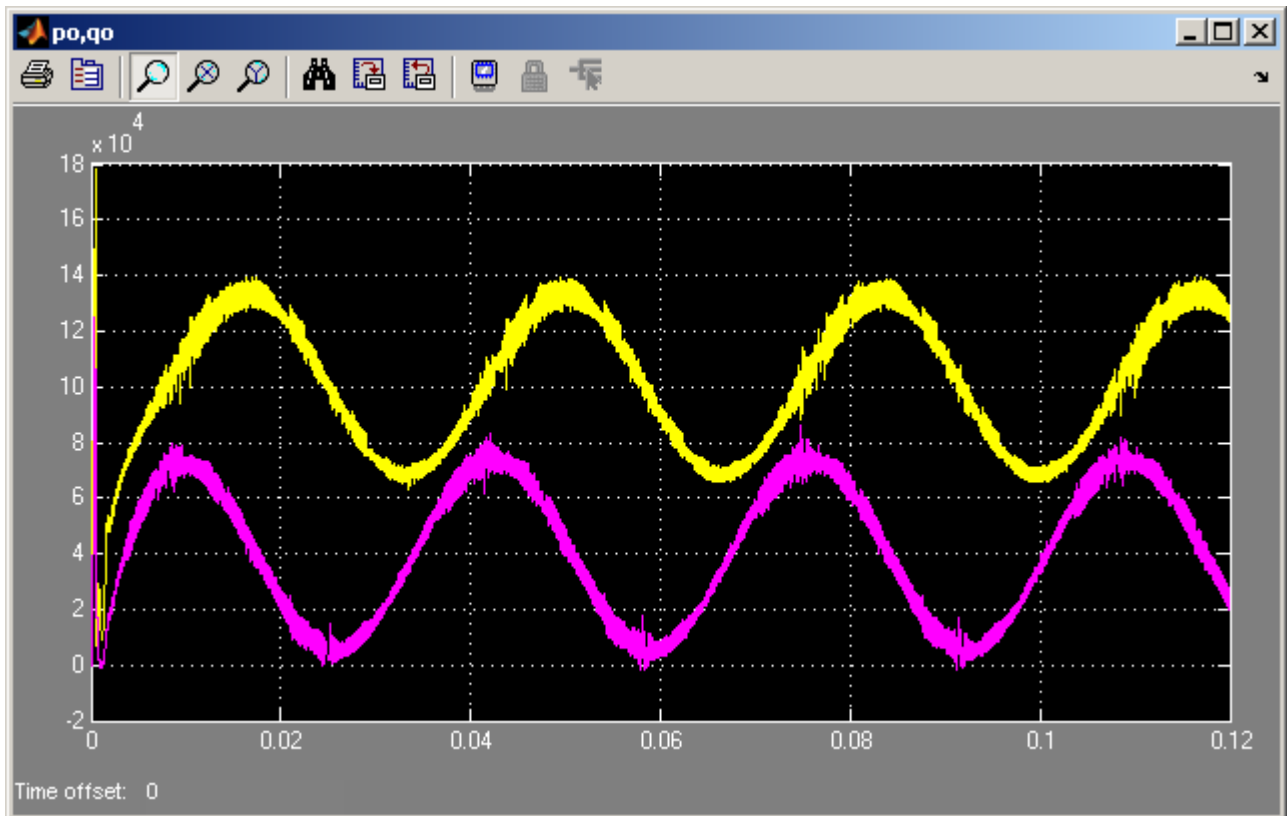


Grafico 5.164 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

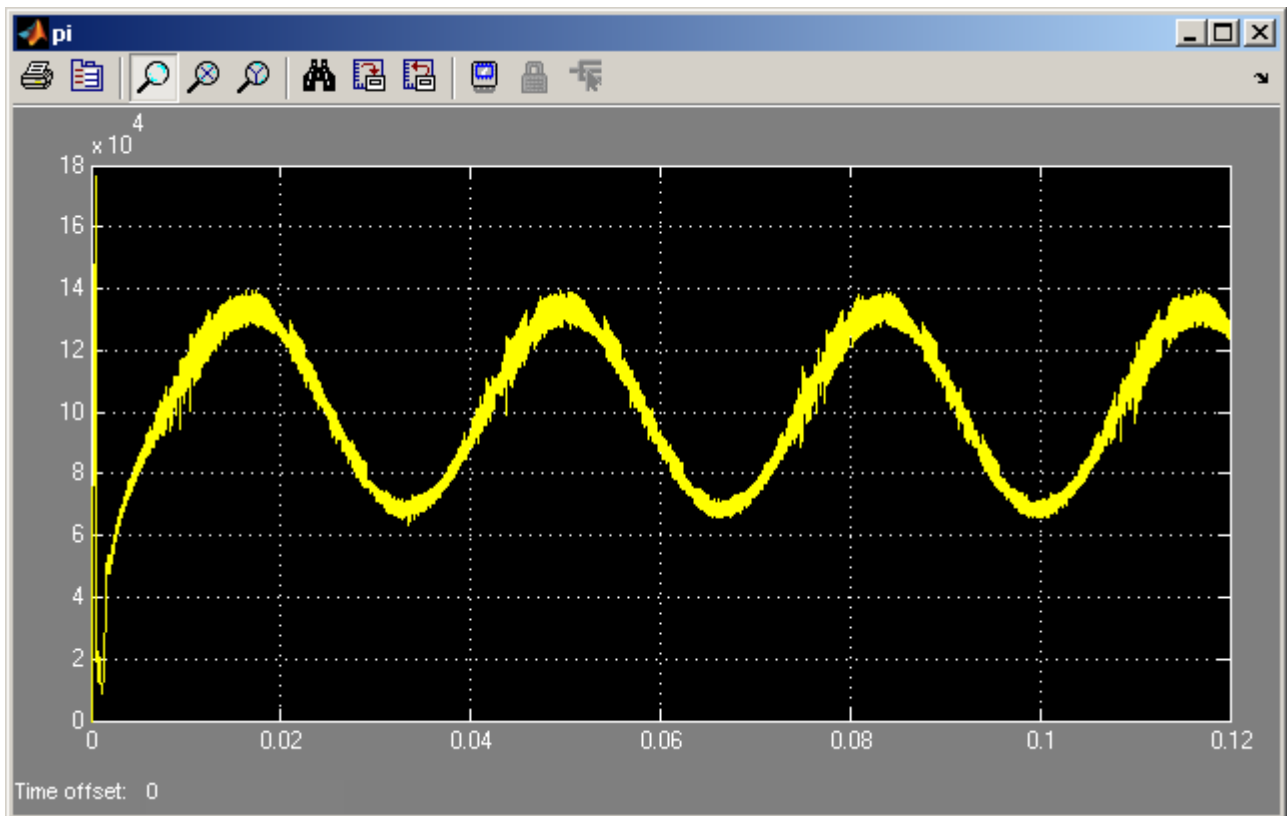


Grafico 5.165 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

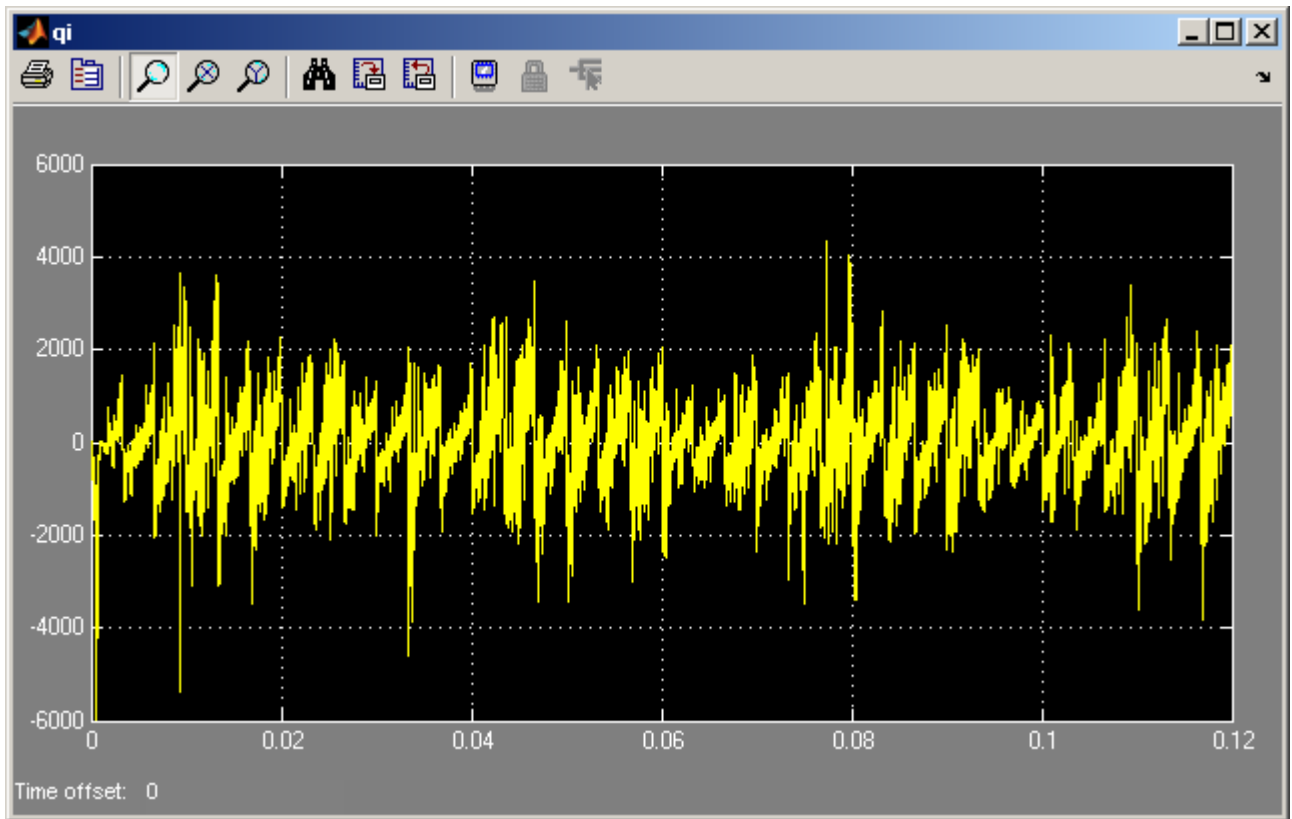


Grafico 5.166 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

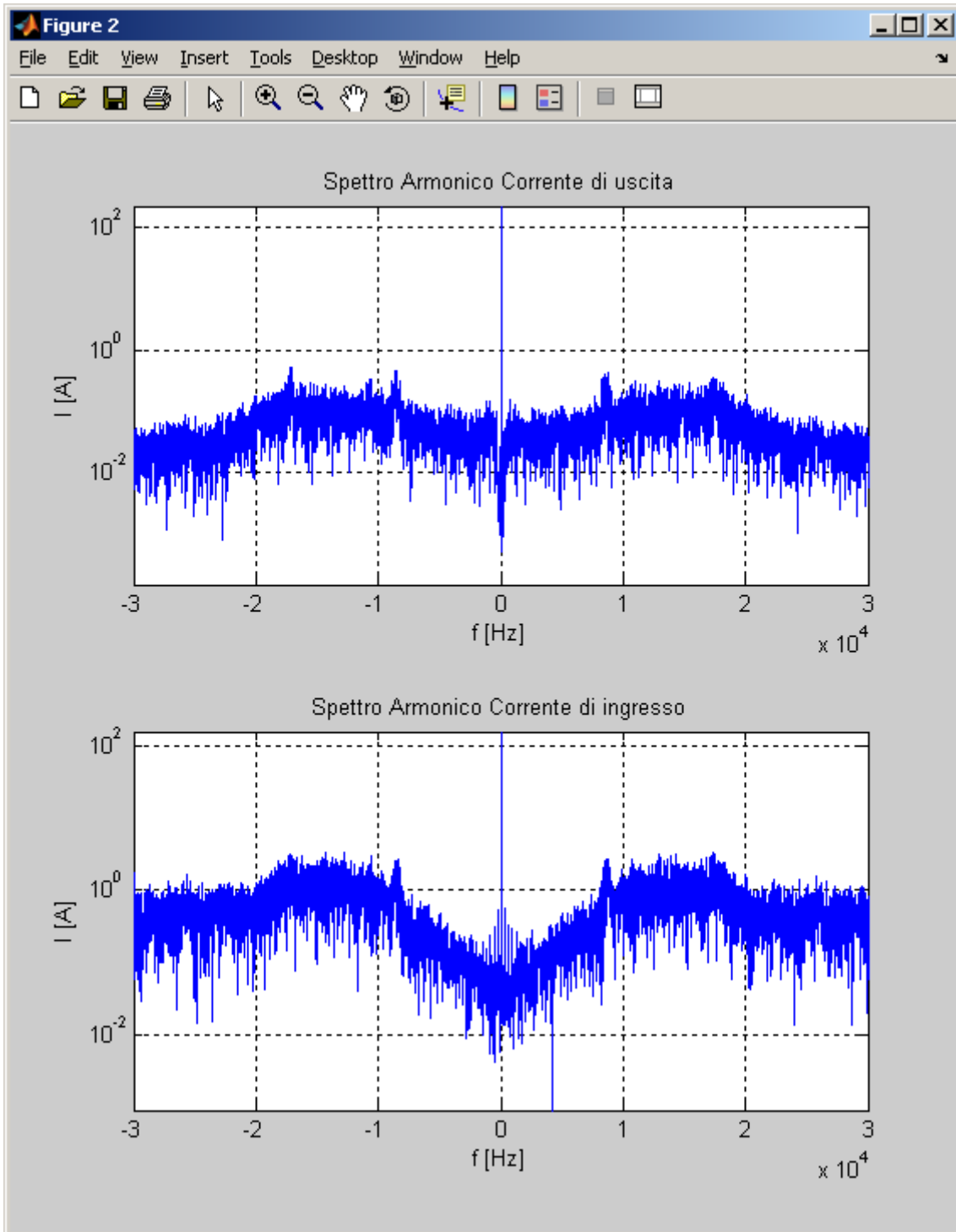


Grafico 5.167 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

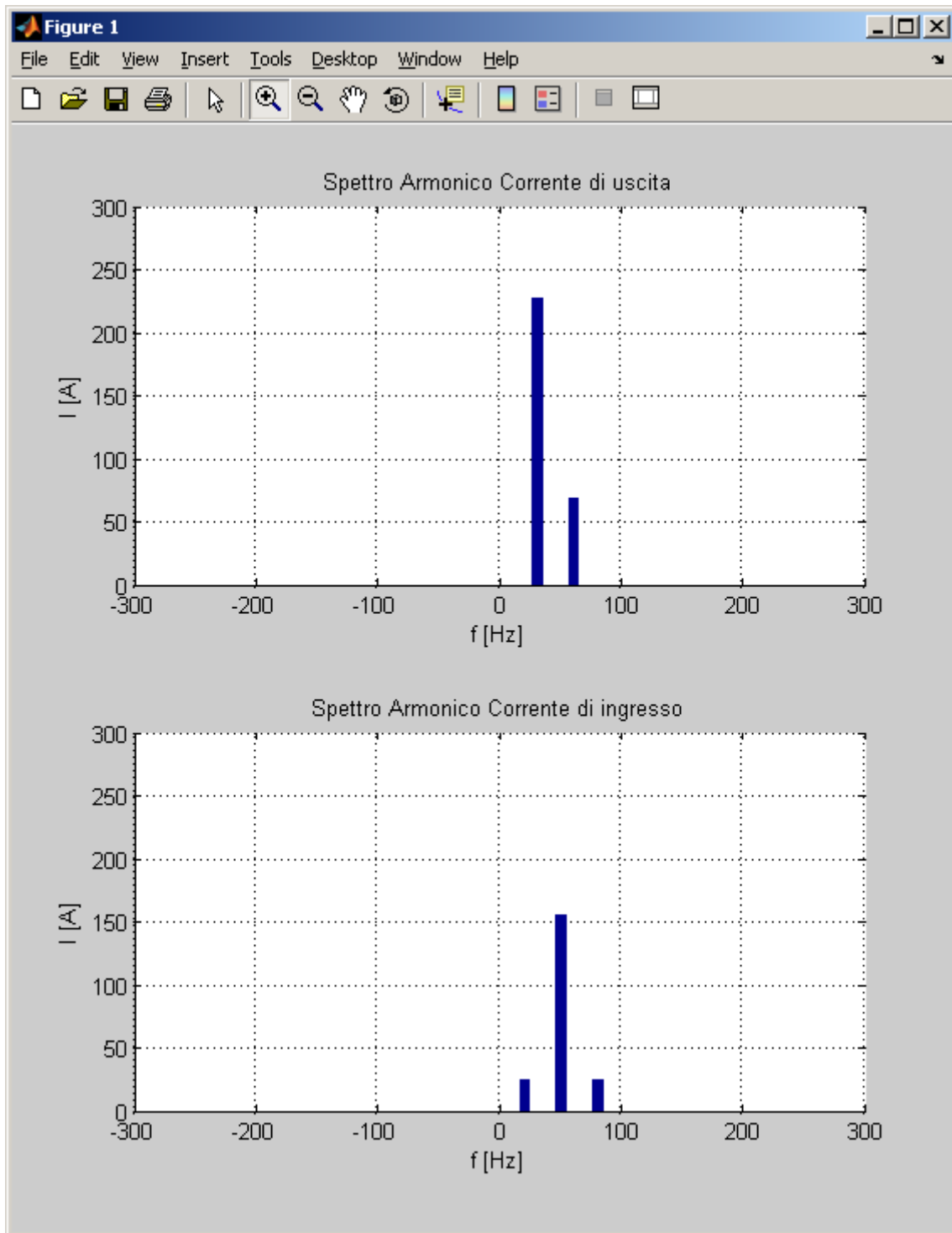


Grafico 5.168 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.1.6 Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica -5 ($f_0 = 30$ Hz)

In questo caso è stata aggiunta una armonica di deformazione $k = -5$ di ampiezza pari a 70 A nella corrente di uscita e avendo

$$\begin{aligned} f_0 &= 30 \text{ Hz} \\ N &= 0,6 \\ k &= -5 \text{ (-150 Hz)} \end{aligned}$$

si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche

$$\begin{aligned} k_1' &= -2,6 \text{ (-130 Hz)} \\ k_2' &= +4,6 \text{ (230 Hz)} \end{aligned}$$

entrambe di ampiezza 25,2 A circa.

Nei grafici 5.171 e 5.172 sono riportate le correnti assorbite dal carico e quelle di uscita dal Matrix Converter, che come ben si può, vedere appaiono deformate.

Nei grafici 5.173, 5.174 e 5.175 sono mostrate le correnti di ingresso del Matrix Converter tali e filtrate a livello di segnale e come si può notare da questi grafici non sono più sinusoidali.

Nei grafici 5.182 e 5.183 sono riportati gli spettri armonici della corrente di ingresso e di uscita dal Matrix Converter ed in particolare nel grafico 5.183 e dalla Tab. 5.12 si può notare nella corrente di uscita l'armonica -5 di circa 70 A e che nella corrente di ingresso le armoniche aggiuntive corrispondono a quelle previste. Infatti si hanno un'armonica -2,6 e una +4,6 entrambe di ampiezza pari a 28,4 A le quali si discostano di qualche ampere da quelle prospettate di circa 25 A sempre per il fatto che anche in questo caso il sistema compensa meno la potenza immaginaria di ingresso.

<i>Indice armonico di I_o</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
+1		30		227,2	
-5		-150		70,0	
<i>Indice armonico di I_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>
+1	+1	50	50	156,4	154,0
-2,6	-2,6	-130	-130	28,4	25,2
+4,6	+4,6	230	230	28,4	25,2

Tabella 5.12 Contenuto armonico dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC

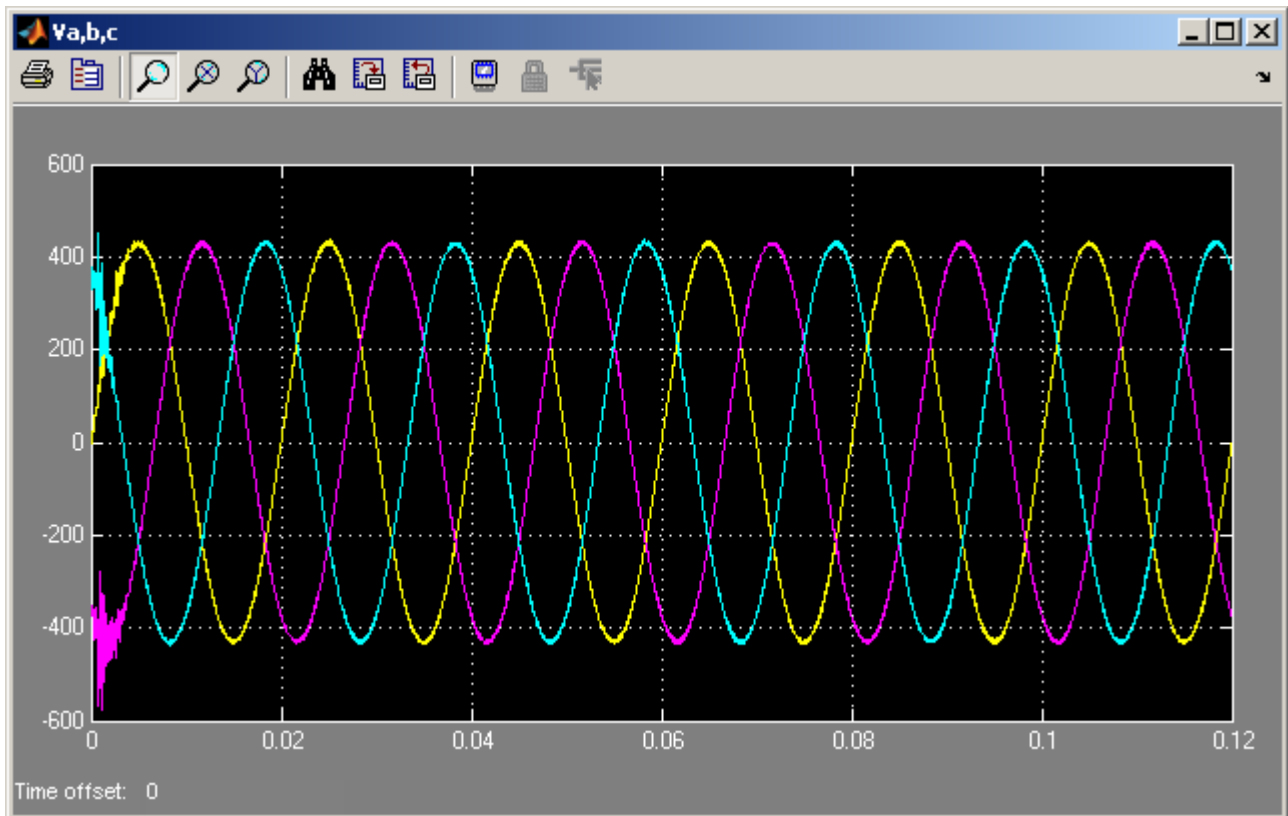


Grafico 5.169 Tensioni di ingresso del MC v_a, v_b, v_c

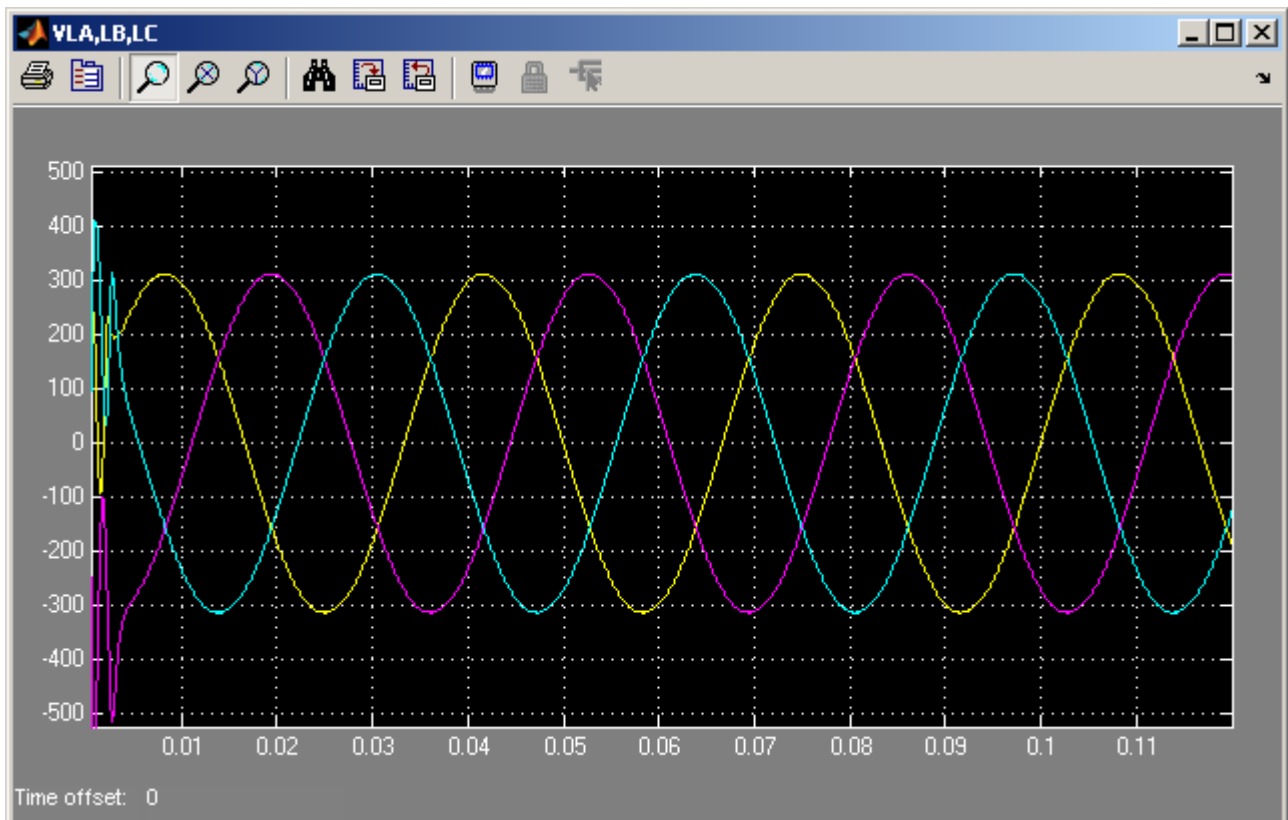


Grafico 5.170 Tensioni sul carico v_{LA}, v_{LB}, v_{LC}

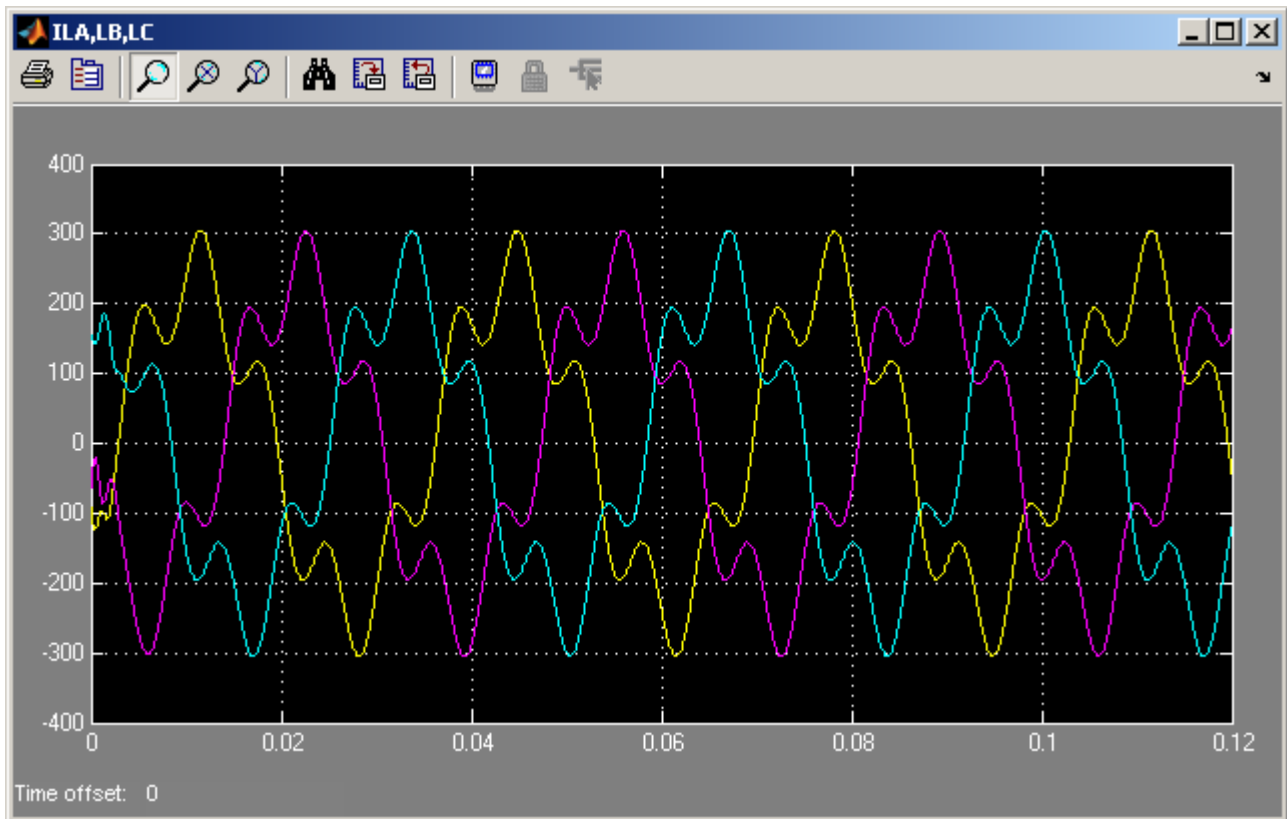


Grafico 5.171 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

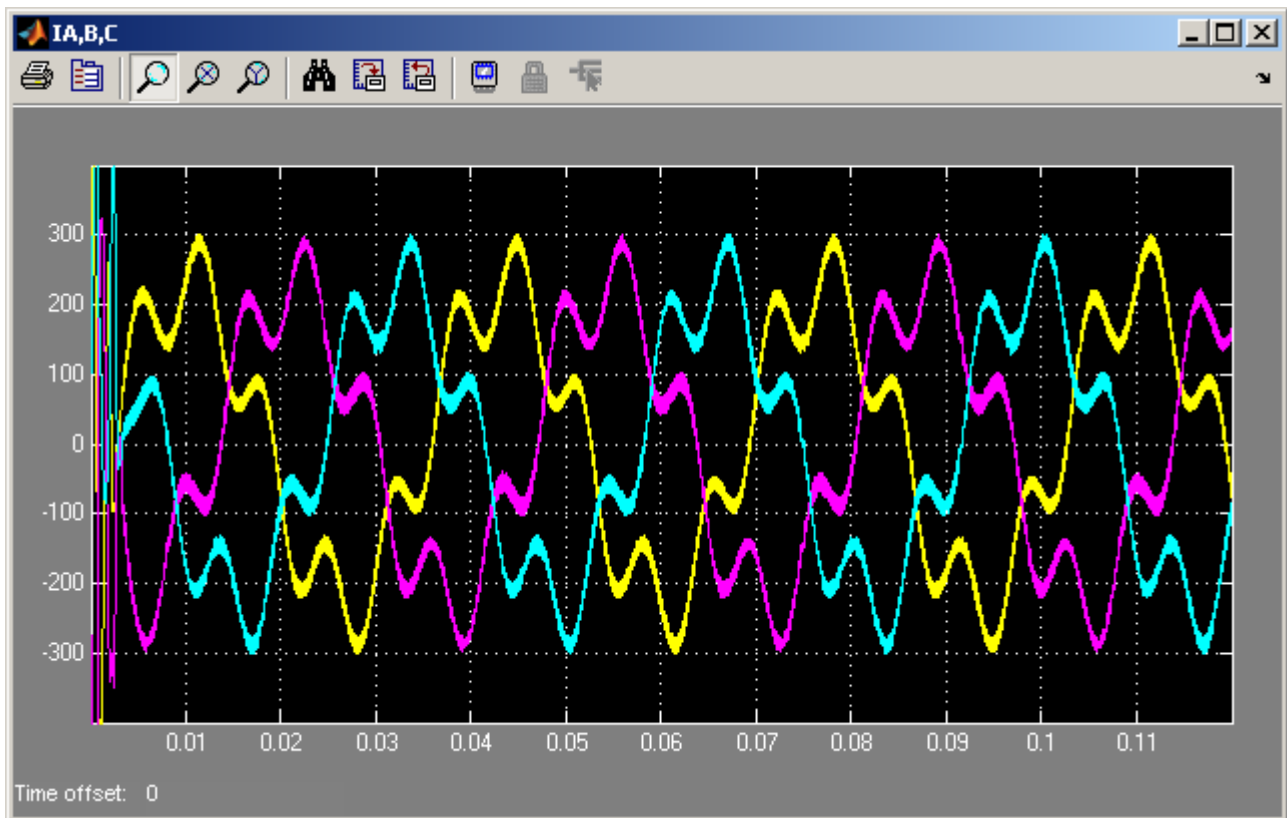


Grafico 5.172 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

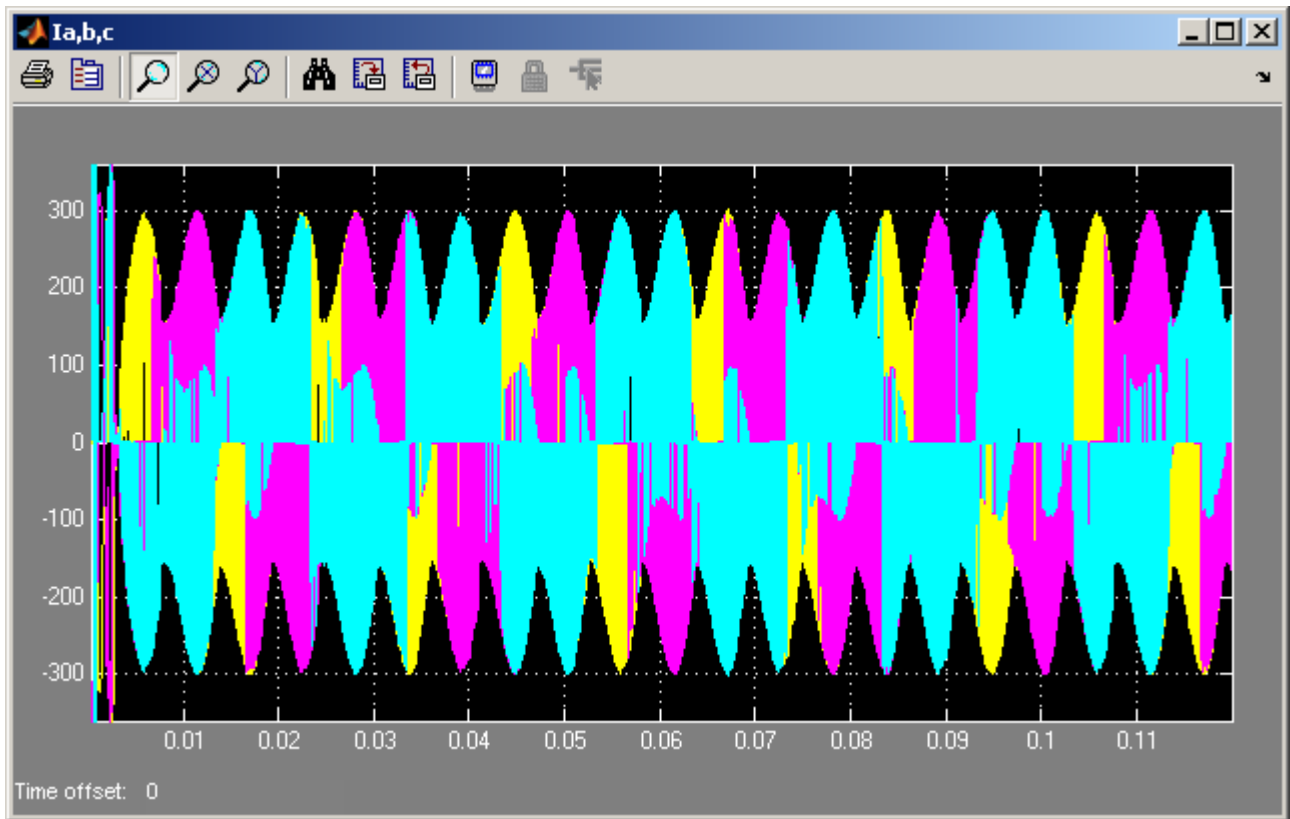


Grafico 5.173 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

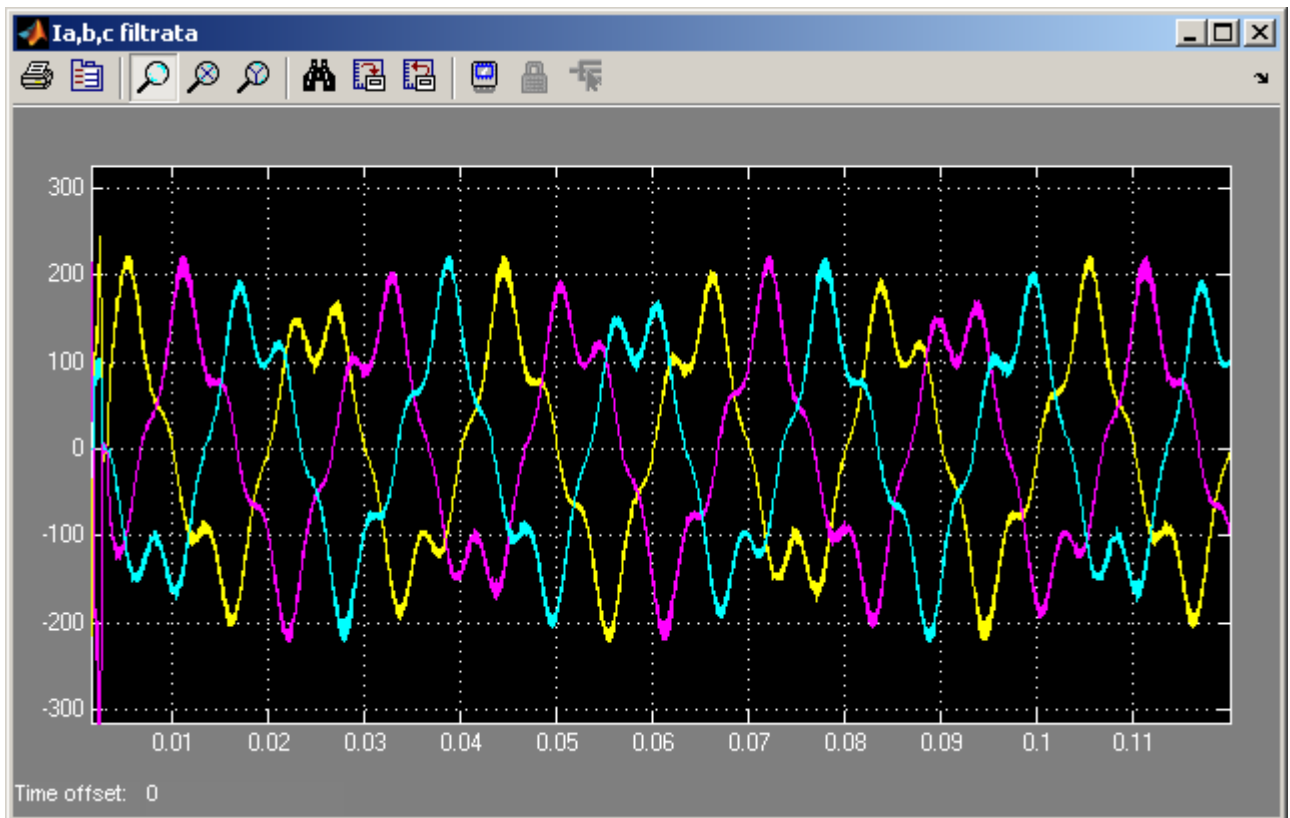


Grafico 5.174 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

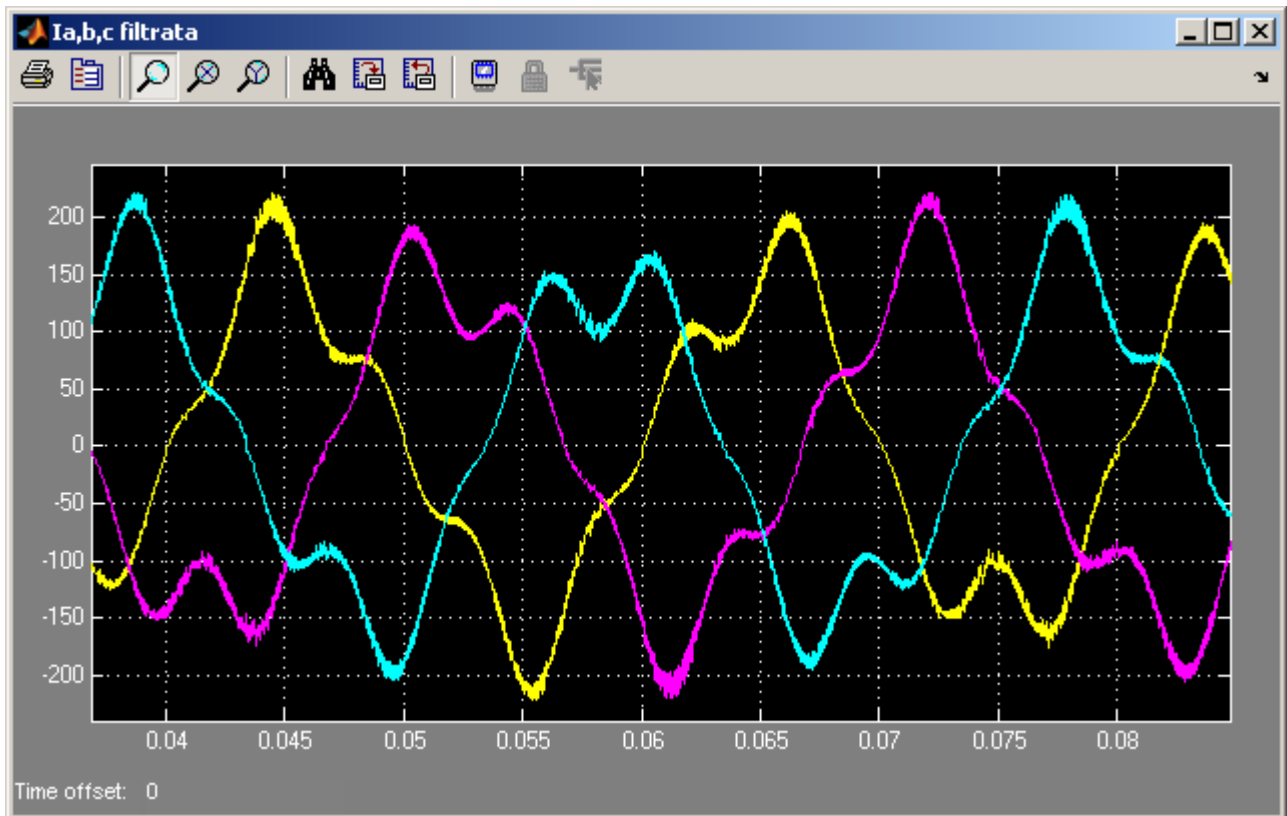


Grafico 5.175 Zoom Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

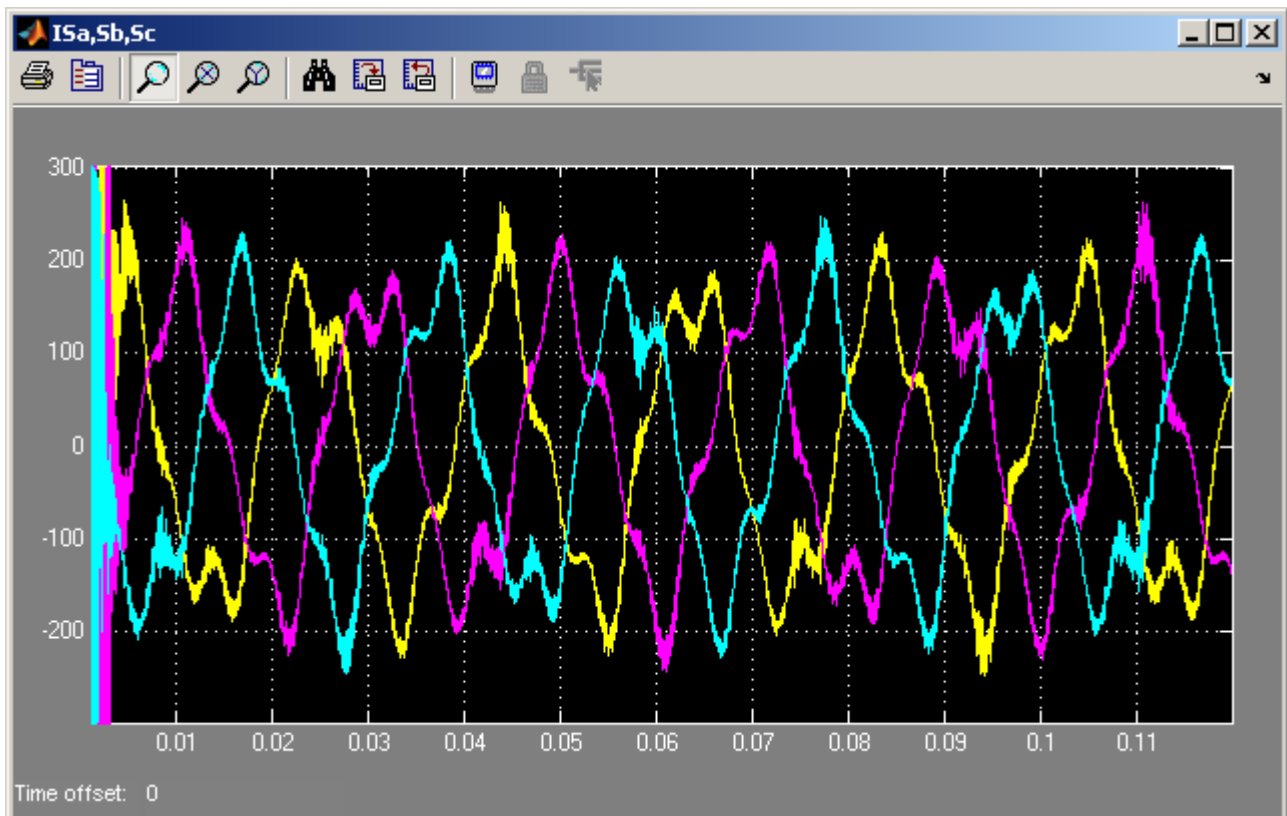


Grafico 5.176 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

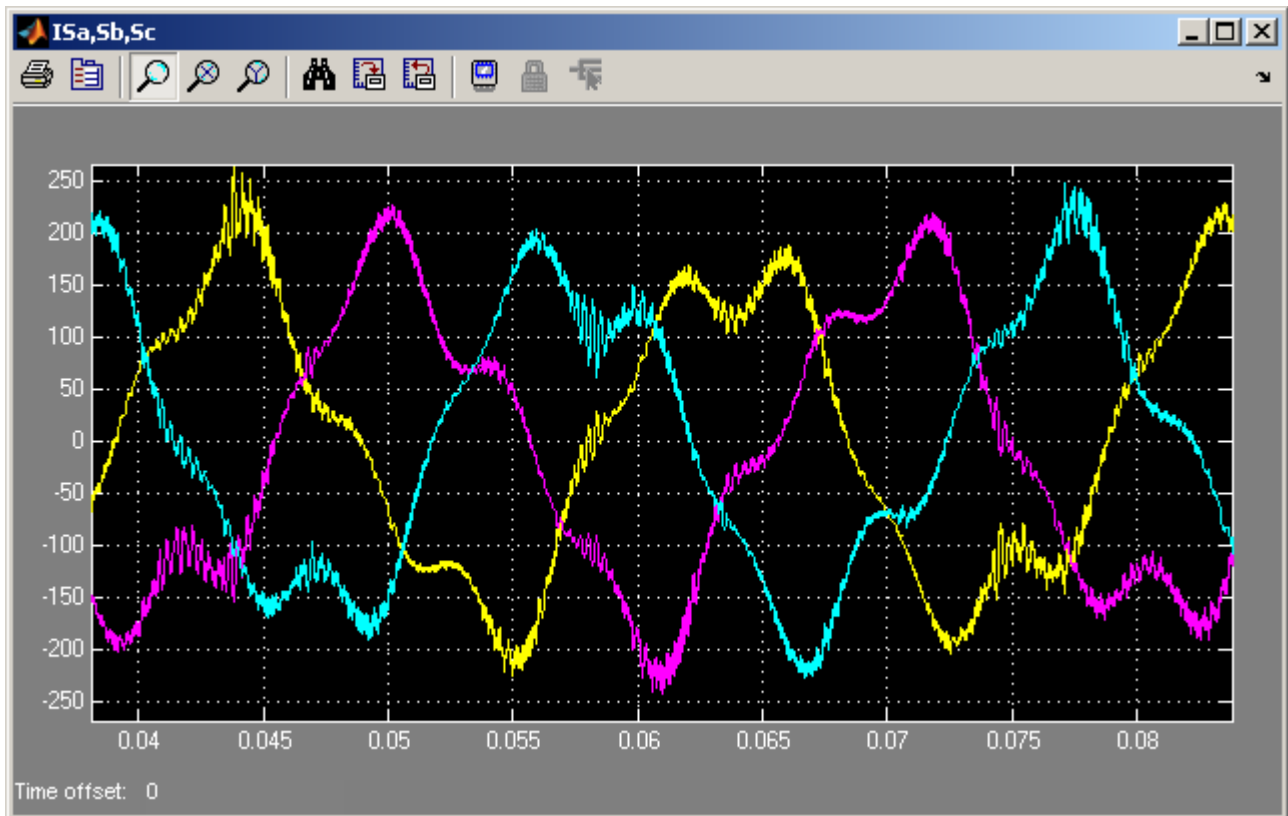


Grafico 5.177 Zoom Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

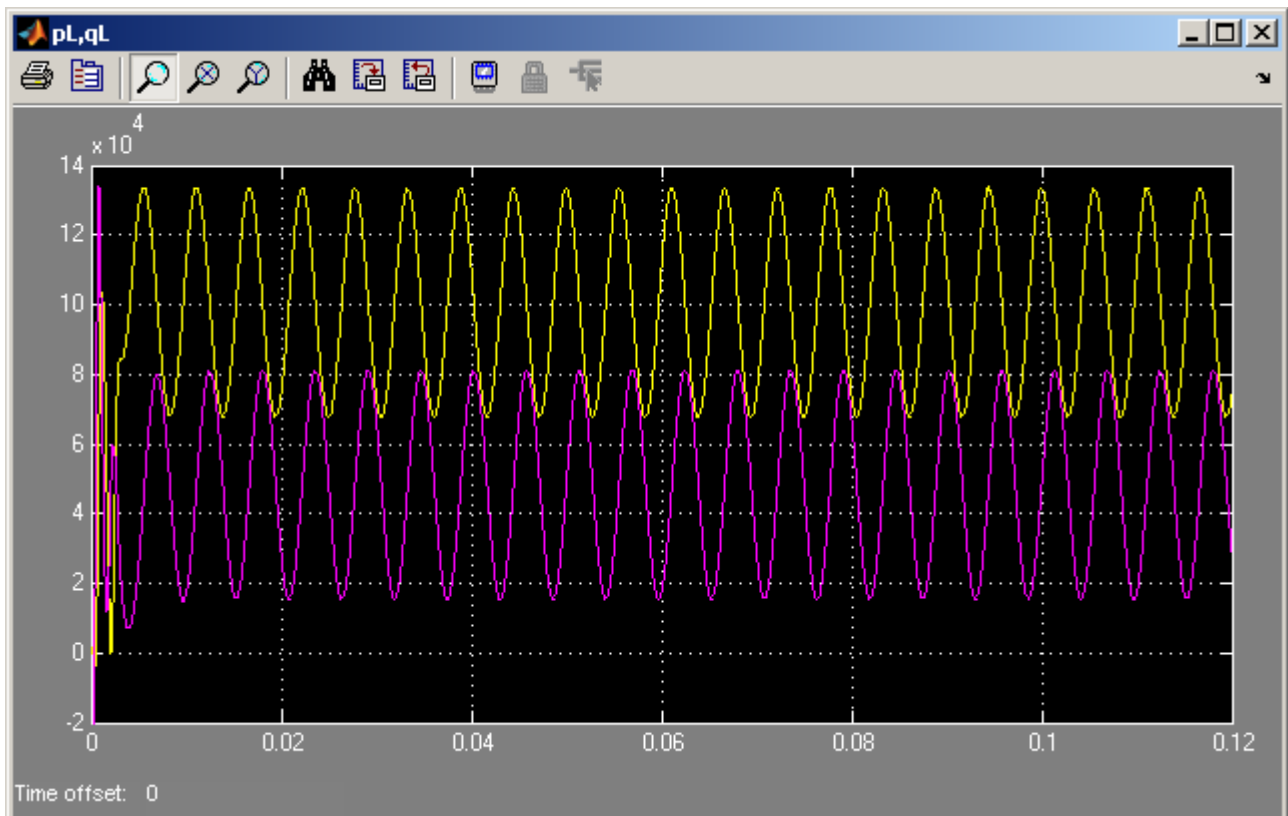


Grafico 5.178 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

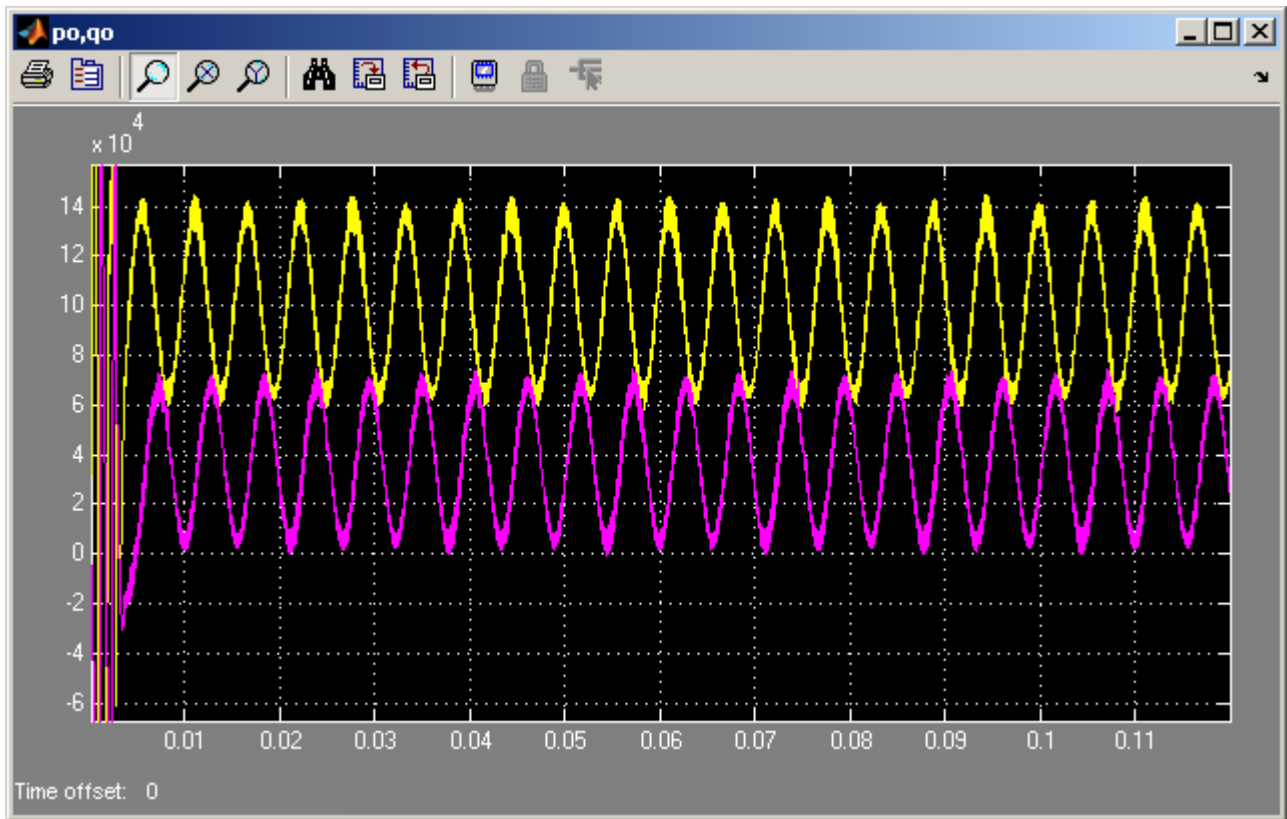


Grafico 5.179 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

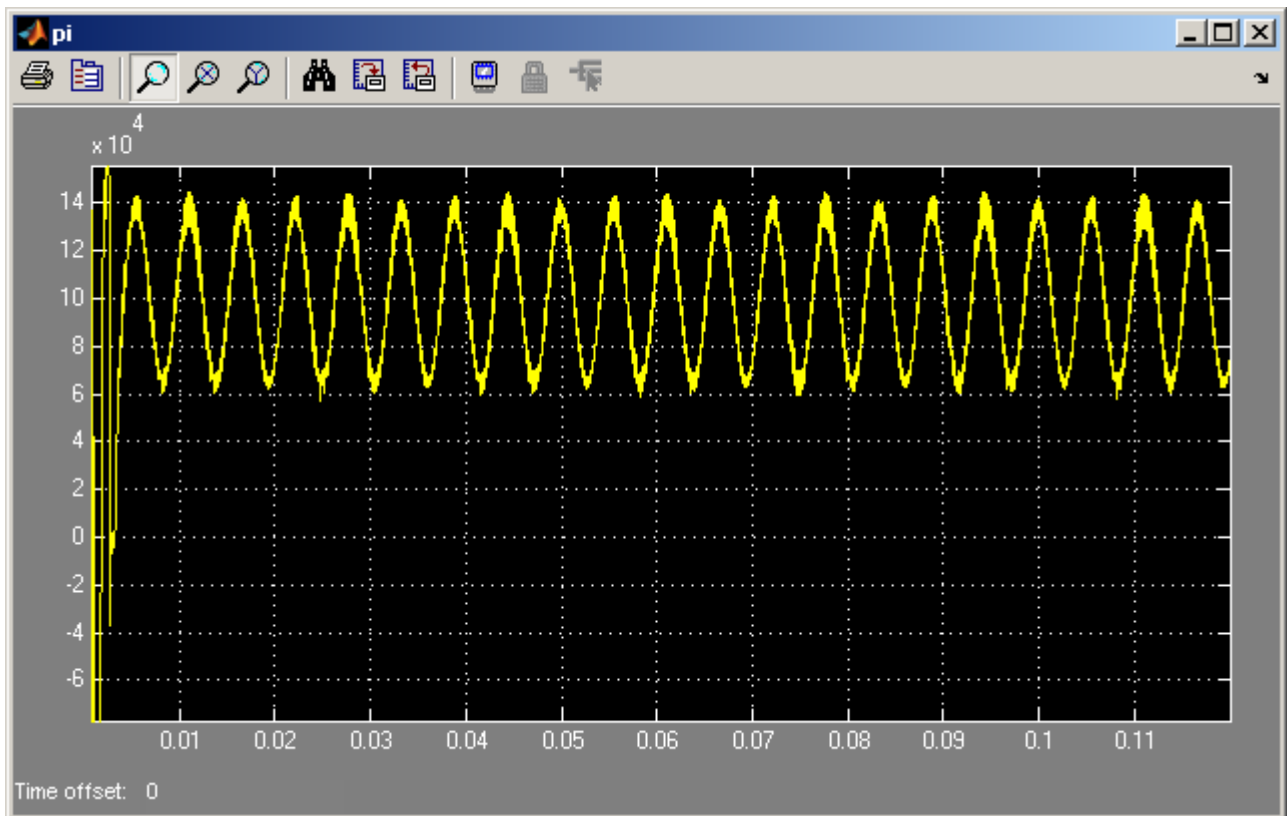


Grafico 5.180 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

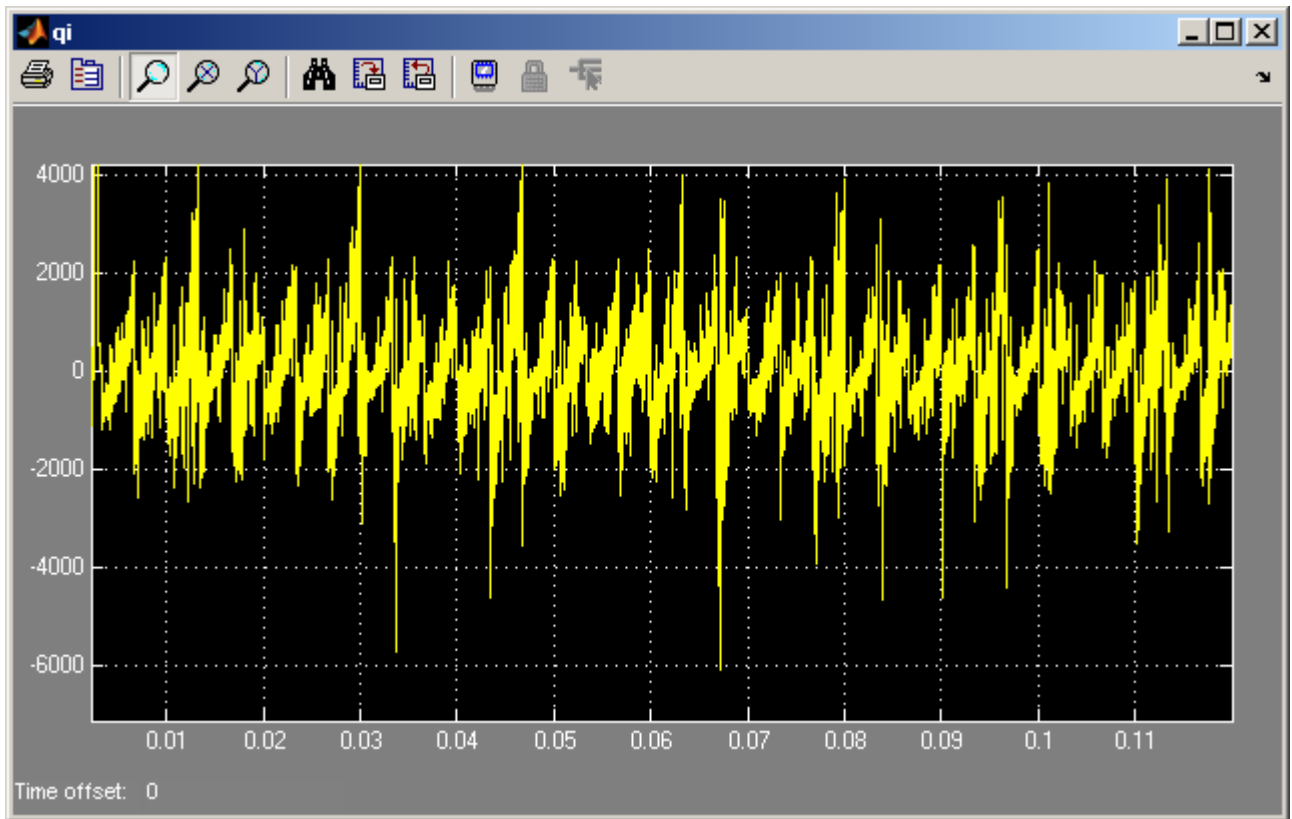


Grafico 5.181 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

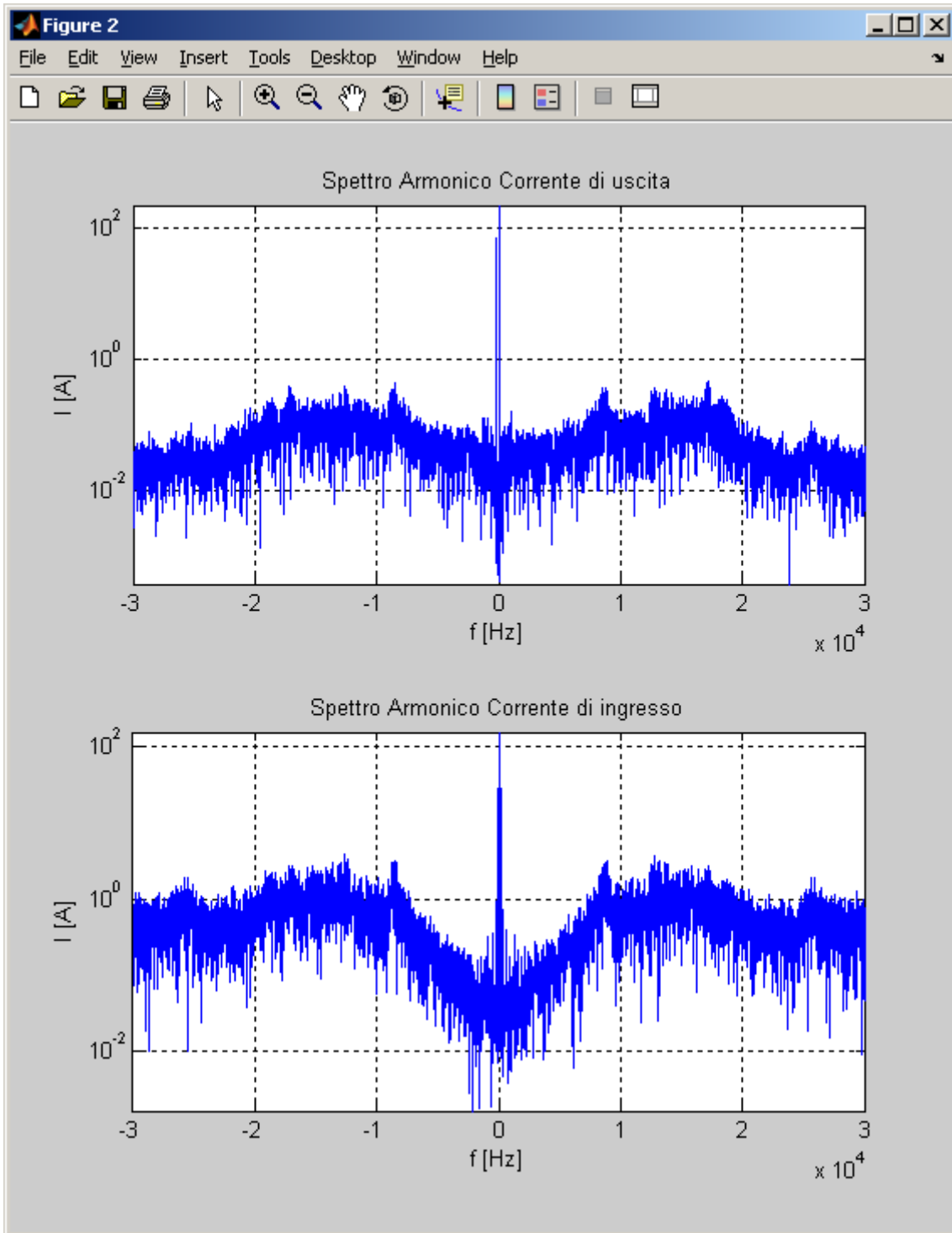


Grafico 5.182 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

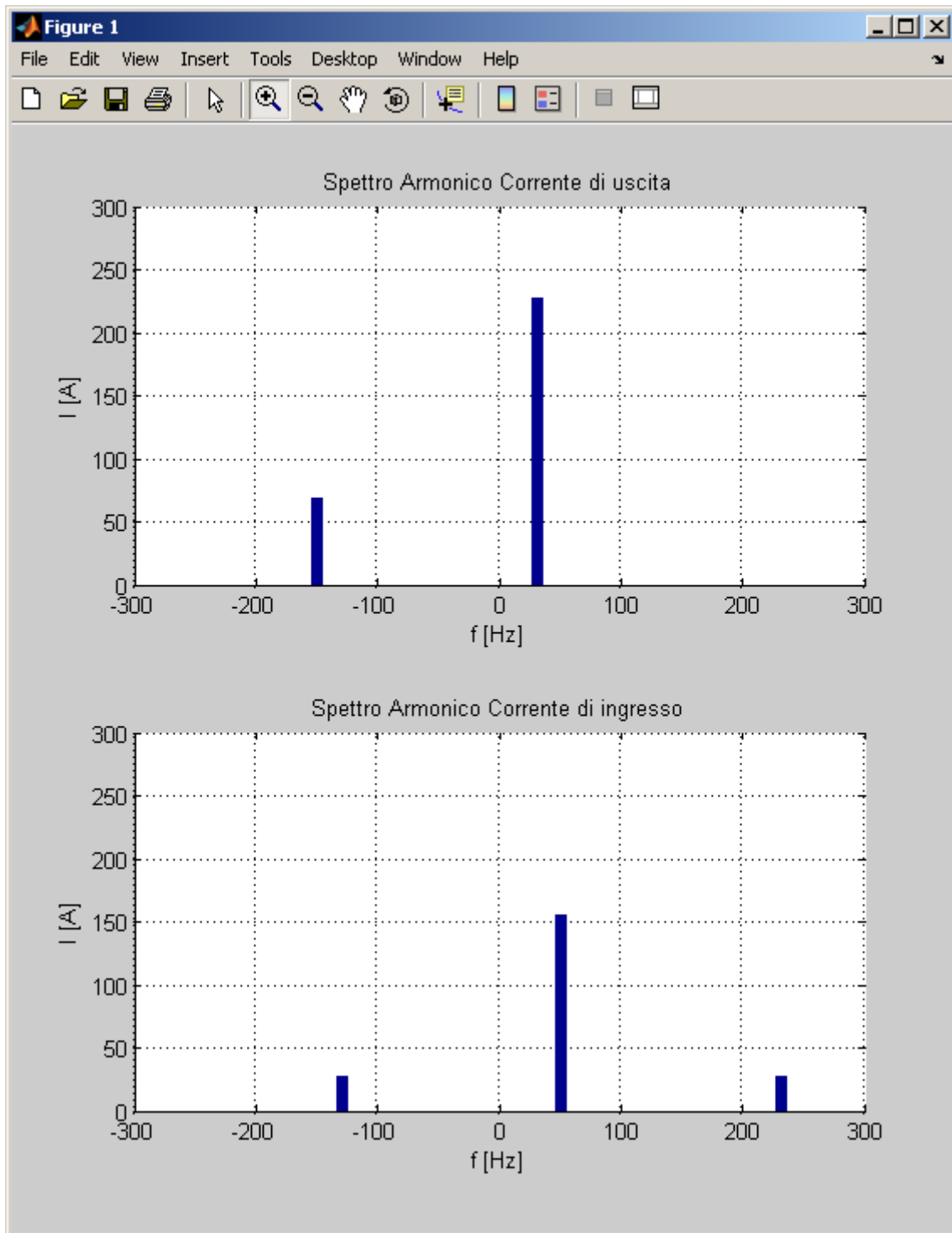


Grafico 5.183 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.1.7 Carico deformato con l'aggiunta dell'armonica +7 ($f_0 = 30$ Hz)

In questo caso è stata aggiunta una armonica di deformazione $k = +7$ di ampiezza pari a 70 A nella corrente di uscita e avendo

$$\begin{aligned} f_0 &= 30 \text{ Hz} \\ N &= 0,6 \\ k &= +7 \text{ (210 Hz)} \end{aligned}$$

si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche

$$\begin{aligned} k_1' &= +4,6 \text{ (230 Hz)} \\ k_2' &= -2,6 \text{ (-130 Hz)} \end{aligned}$$

entrambe di ampiezza 25,2 A circa.

Nei grafici 5.186 e 5.187 sono riportate le correnti assorbite dal carico e quelle di uscita dal Matrix Converter che come ben si può vedere appaiono deformate.

Nei grafici 5.188, 5.189 e 5.190 sono mostrate le correnti di ingresso del Matrix Converter tali e filtrate a livello di segnale e come si può notare da questi grafici non sono più sinusoidali.

Nei grafici 5.197 e 5.198 sono riportati gli spettri armonici della corrente di ingresso e di uscita dal Matrix Converter ed in particolare nel grafico 5.198 e dalla Tab. 5.13 si può notare nella corrente di uscita l'armonica +7 di circa 70 A e che nella corrente di ingresso le armoniche aggiuntive corrispondono a quelle previste. Infatti si hanno un'armonica +4,6 e una -2,6 entrambe di ampiezza pari a 24,5 A le quali sono quasi uguali a quelle prospettate di circa 25 A.

<i>Indice armonico di I_o</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
+1		30		227,2	
+7		210		70,0	
<i>Indice armonico di I_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>
+1	+1	50	50	156,4	154,0
+4,6	+4,6	230	230	24,5	25,2
-2,6	-2,6	-130	-130	24,5	25,2

Tabella 5.13 Contenuto armonico dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC

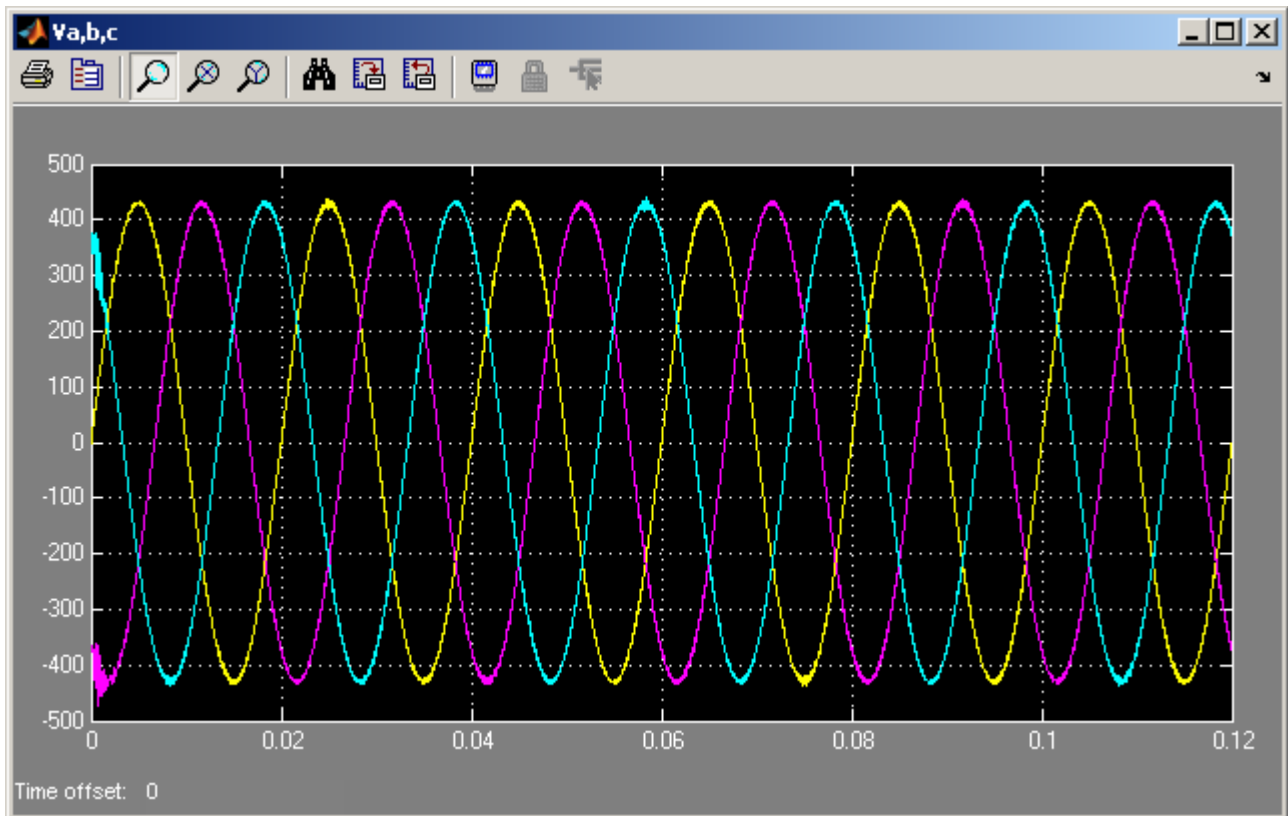


Grafico 5.184 Tensioni di ingresso del MC v_a, v_b, v_c

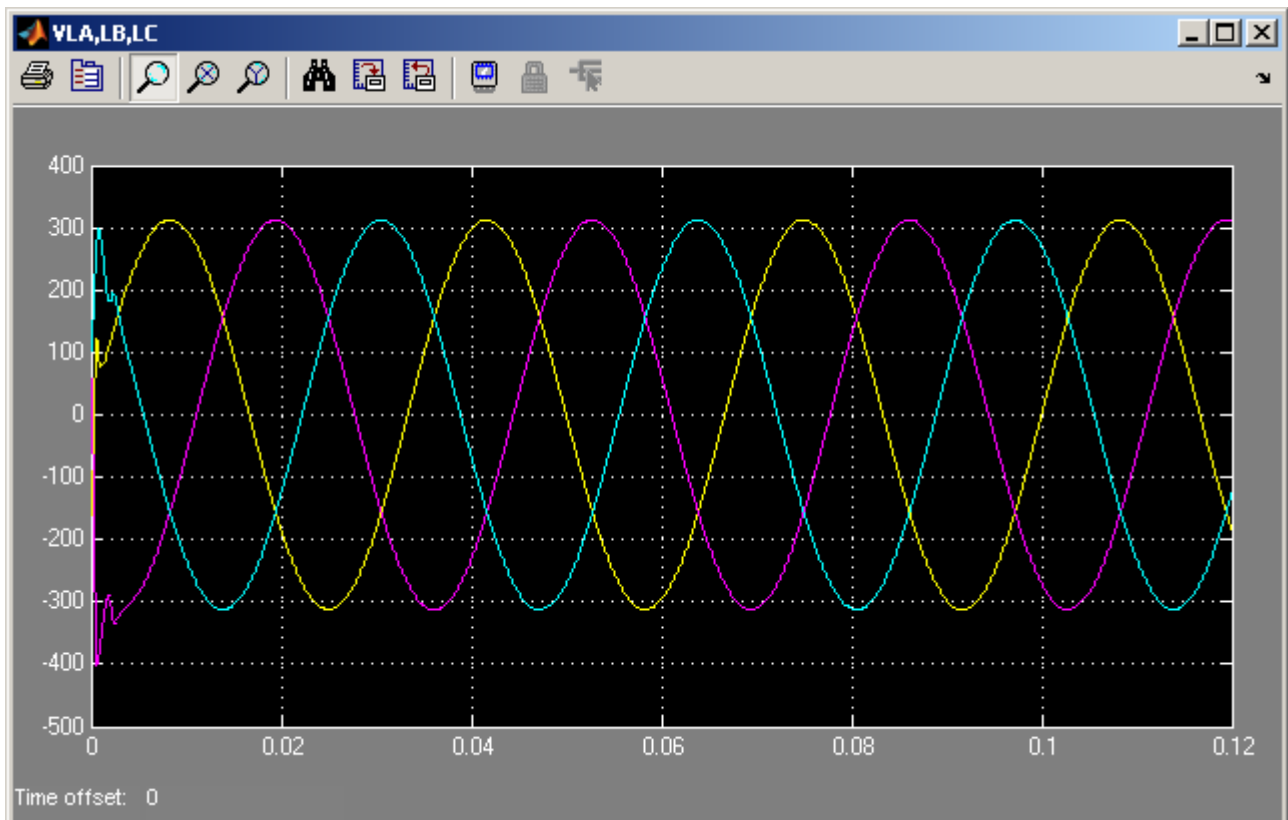


Grafico 5.185 Tensioni sul carico v_{LA}, v_{LB}, v_{LC}

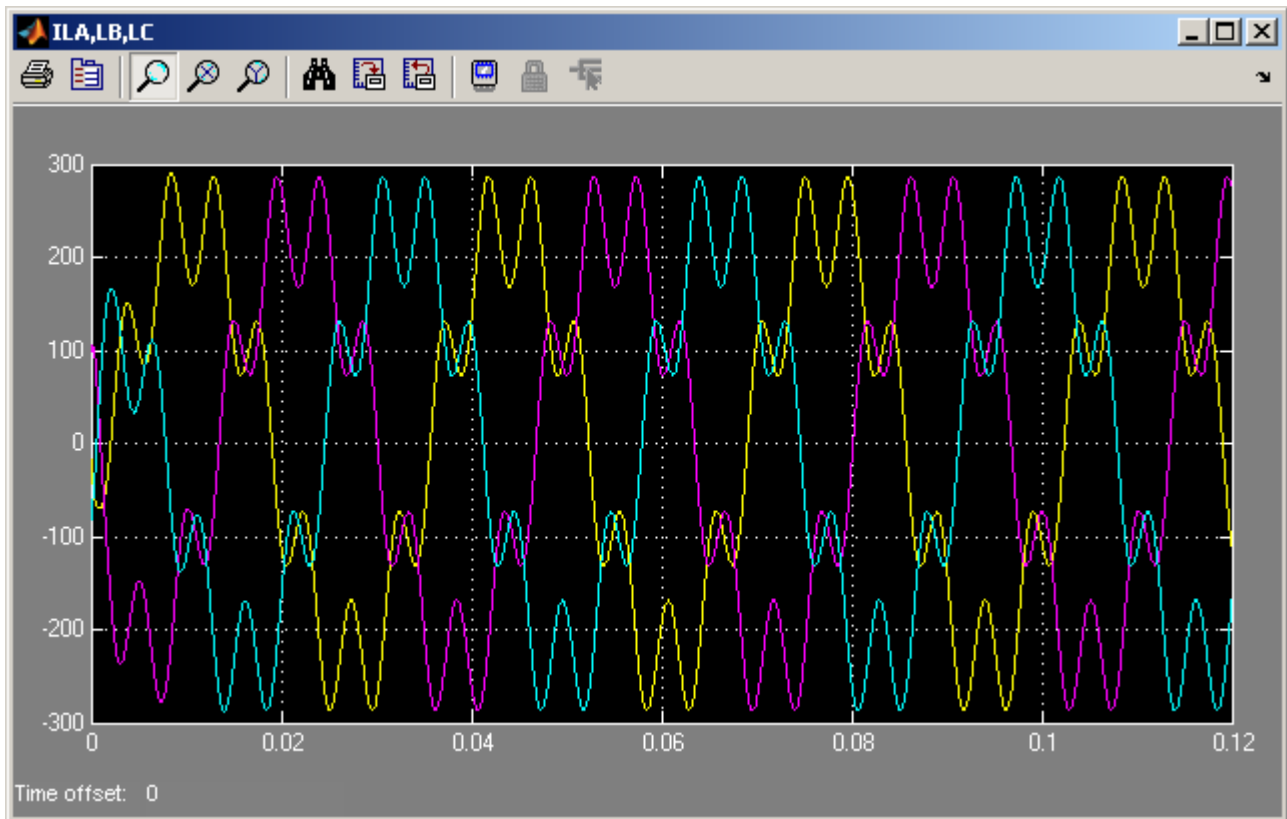


Grafico 5.186 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

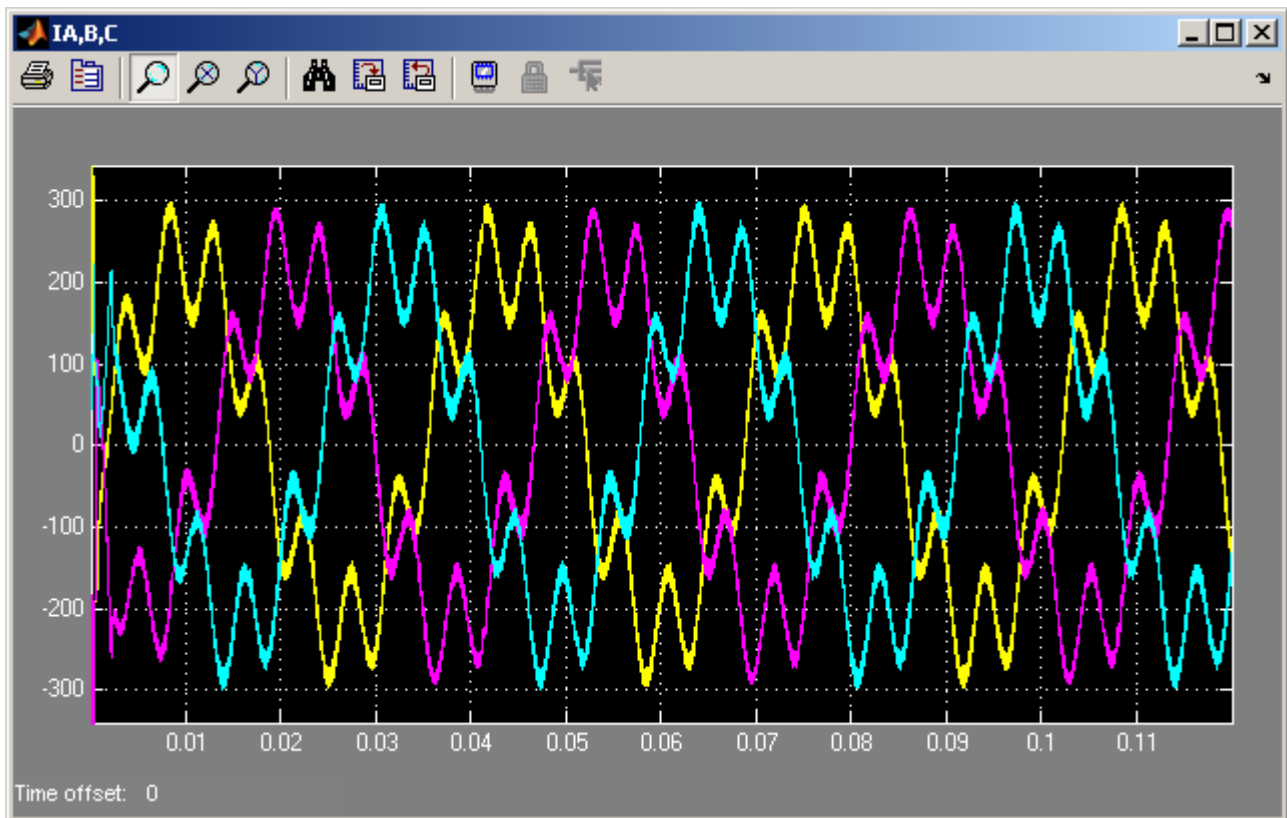


Grafico 5.187 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

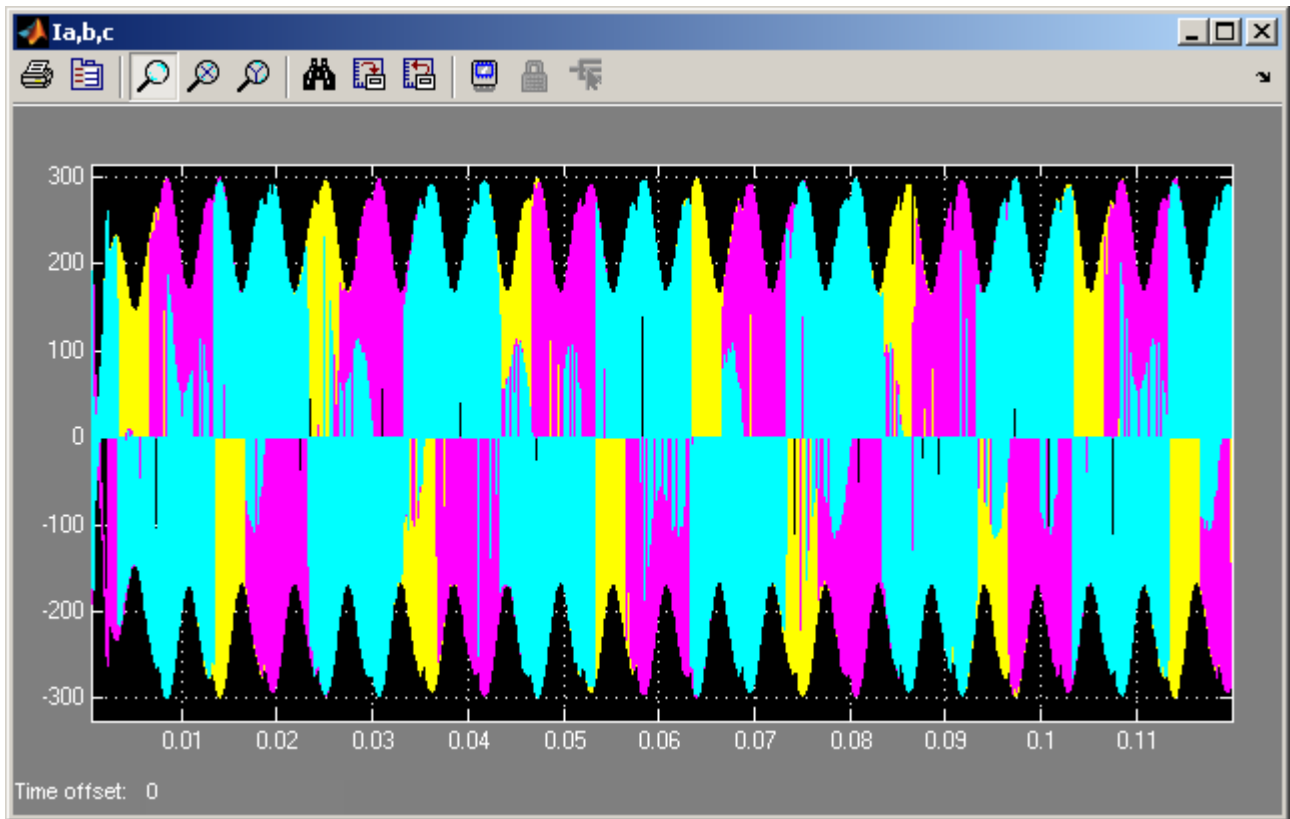


Grafico 5.188 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

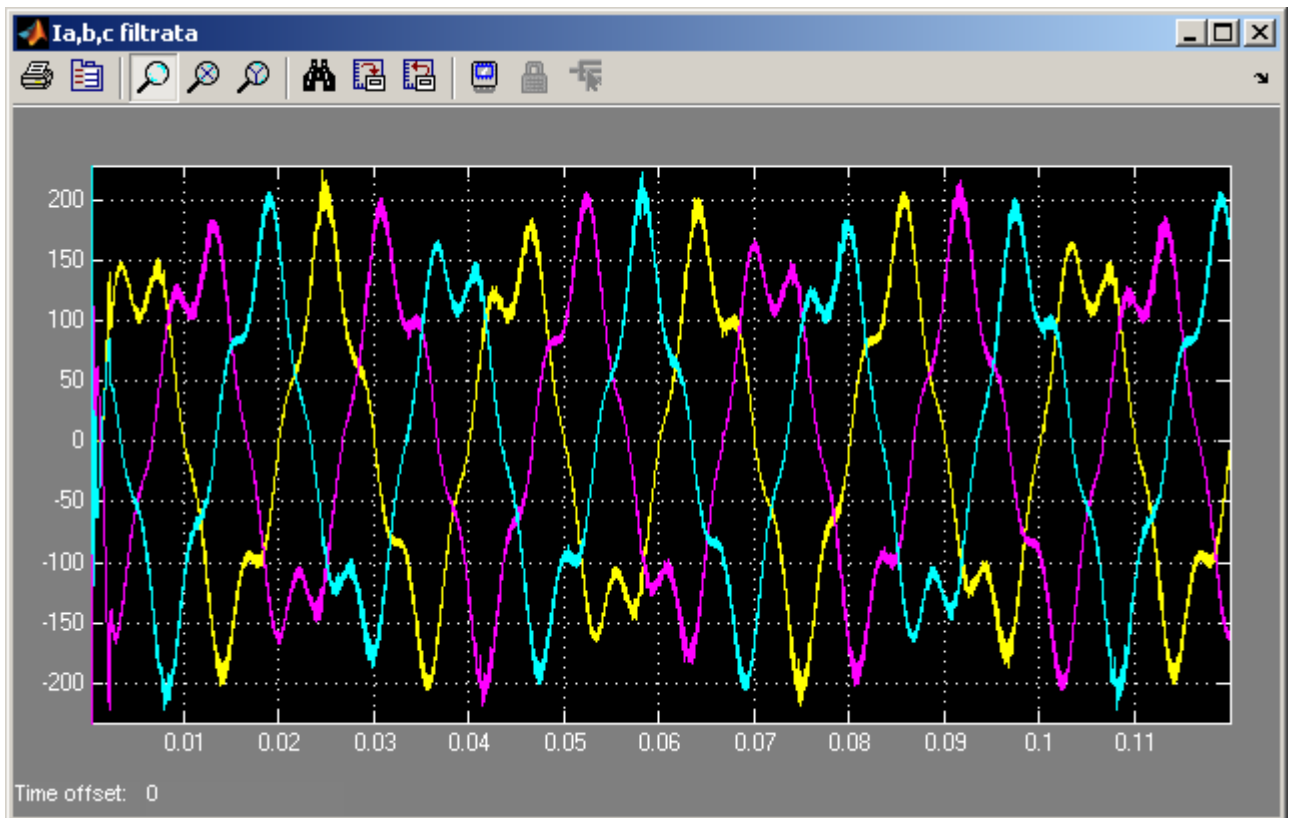


Grafico 5.189 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

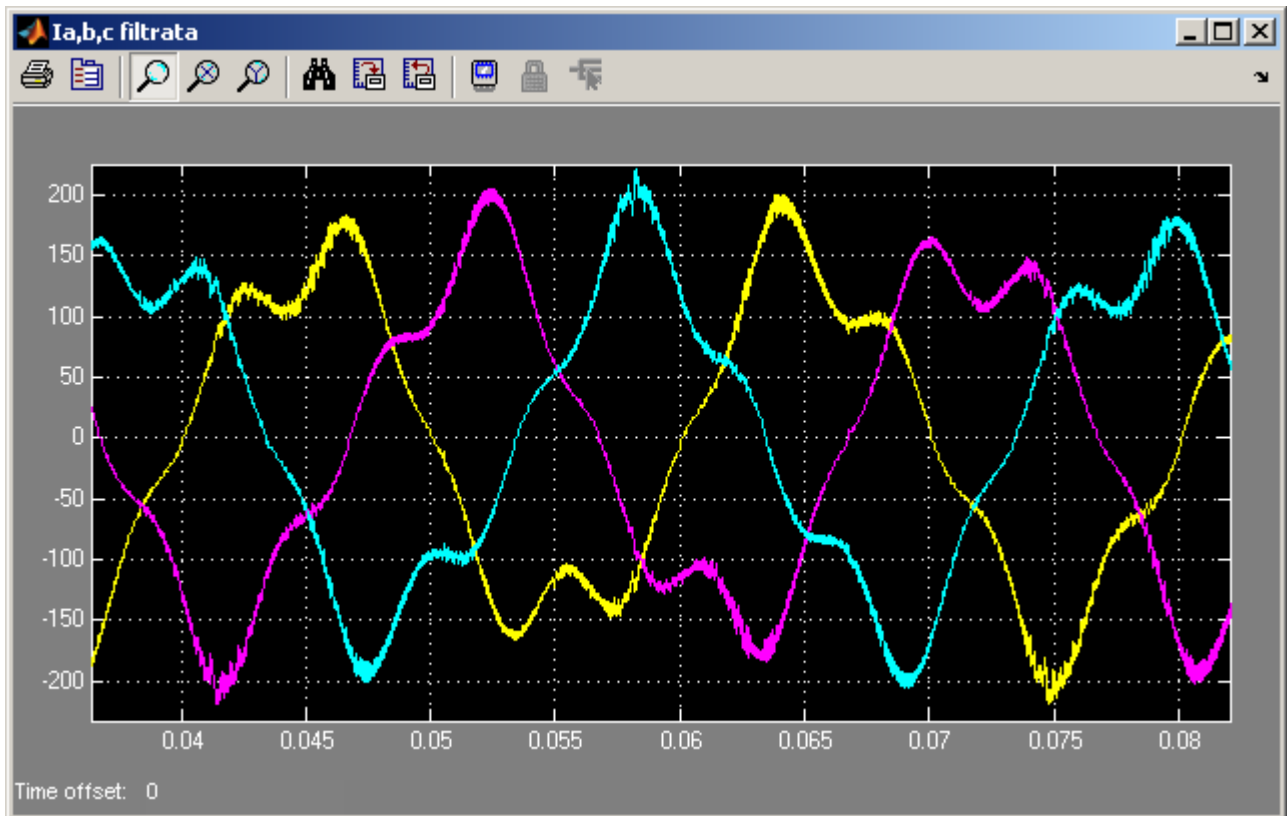


Grafico 5.190 Zoom Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

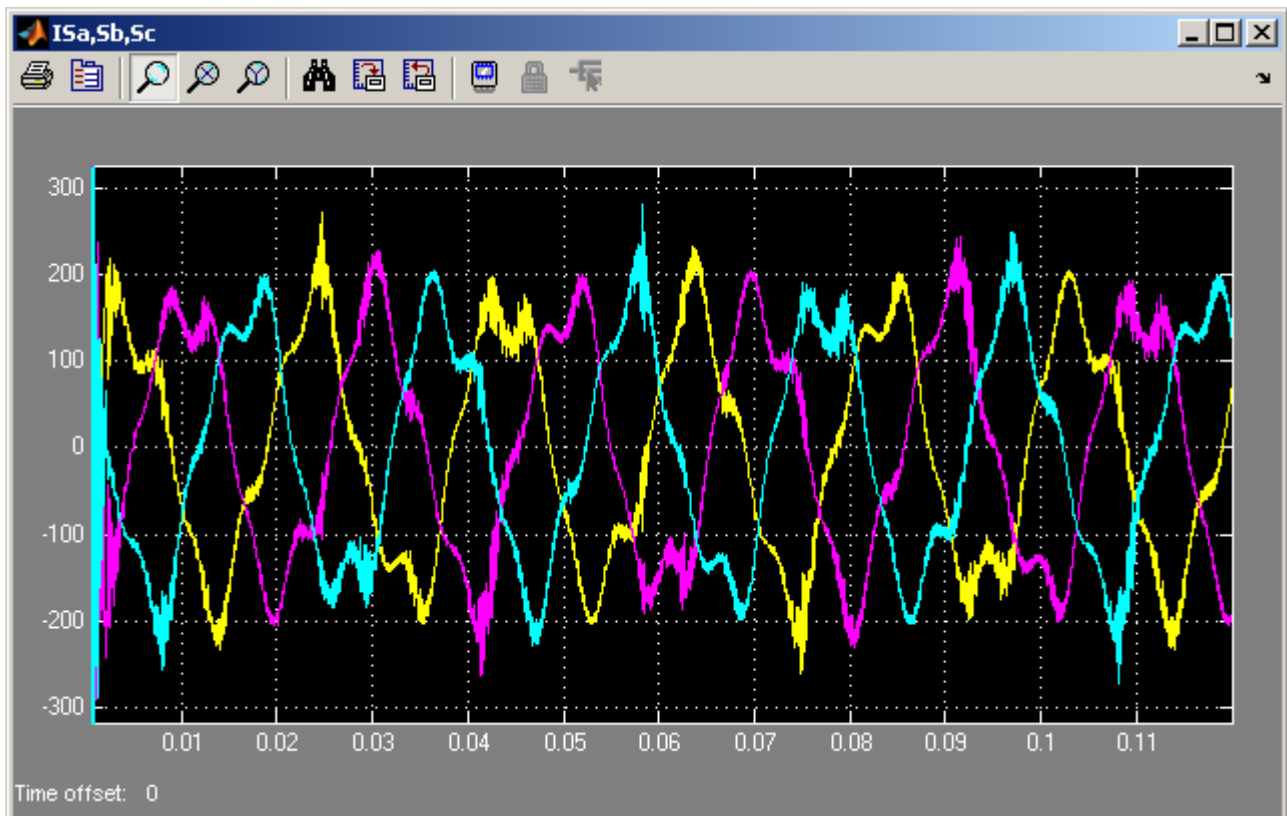


Grafico 5.191 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

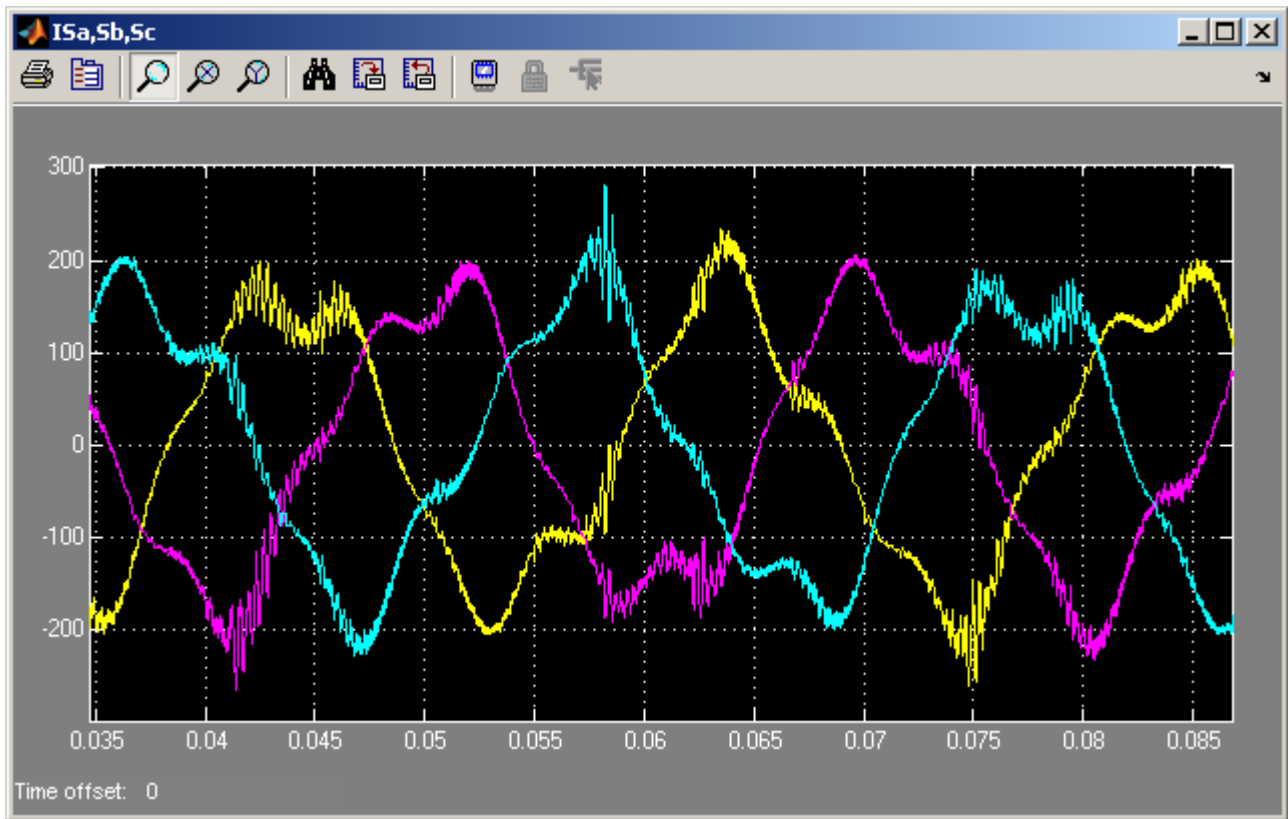


Grafico 5.192 Zoom Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

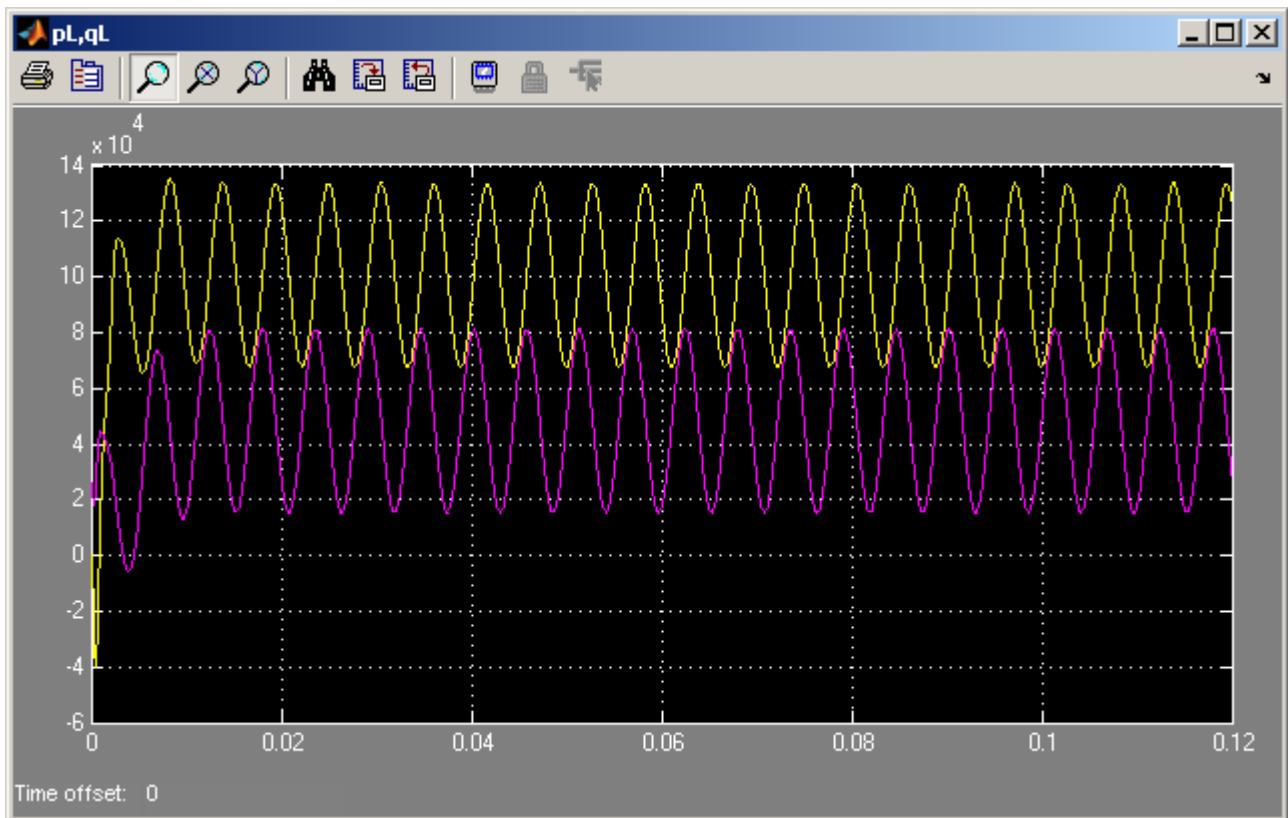


Grafico 5.193 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

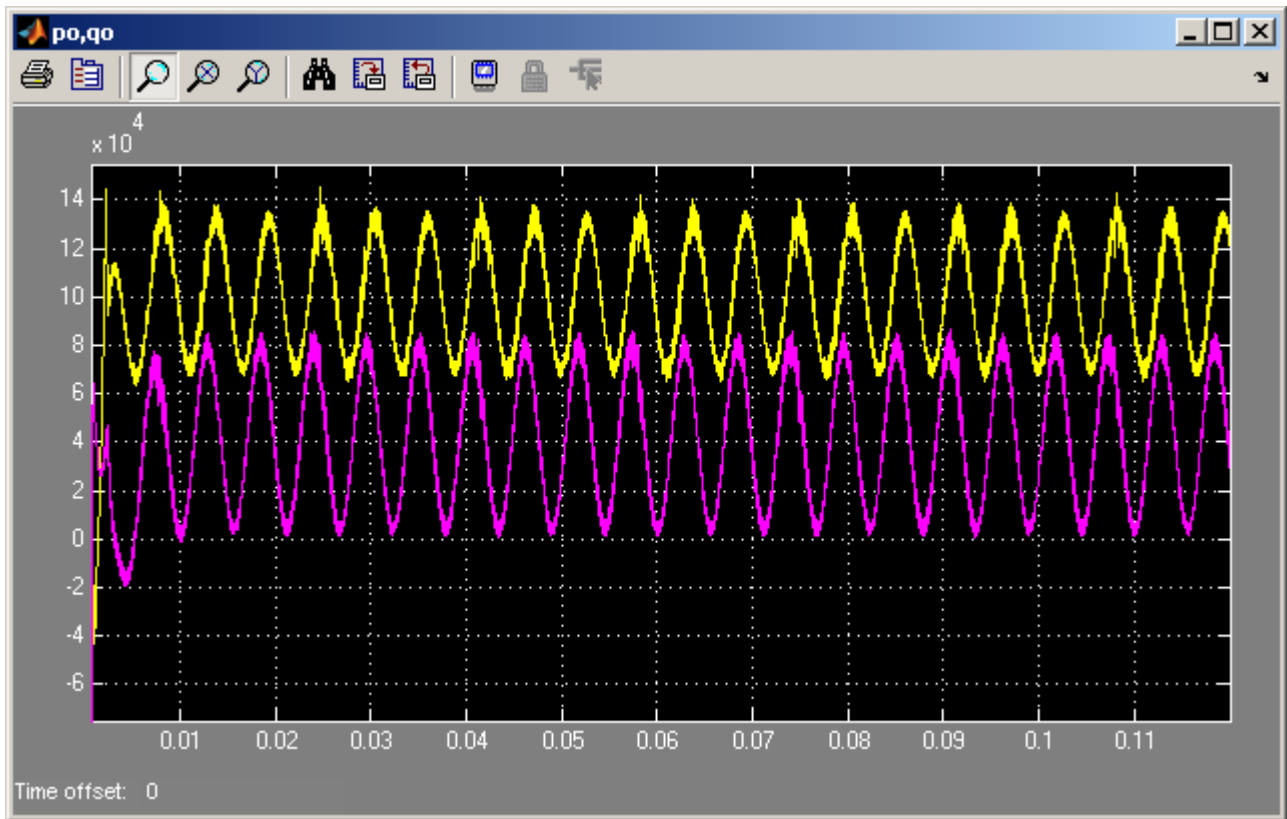


Grafico 5.194 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

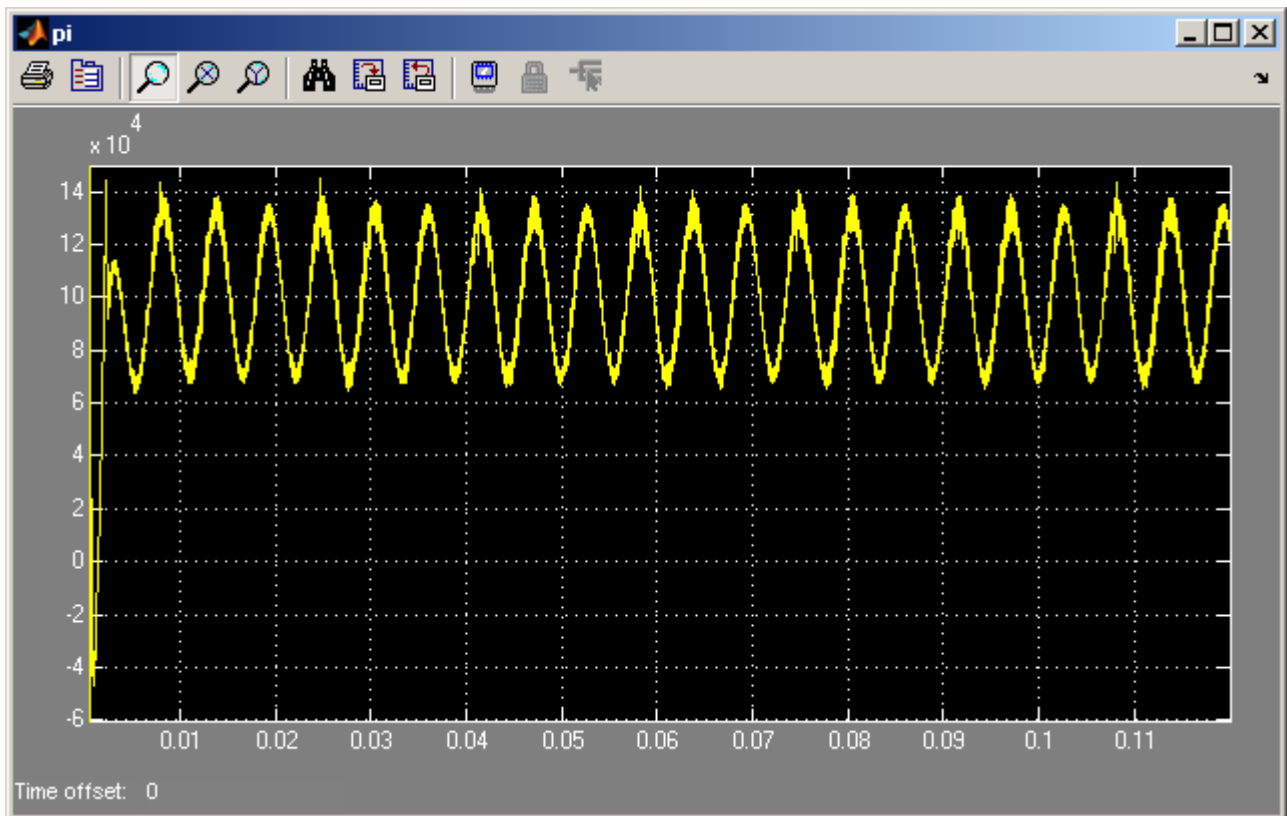


Grafico 5.195 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

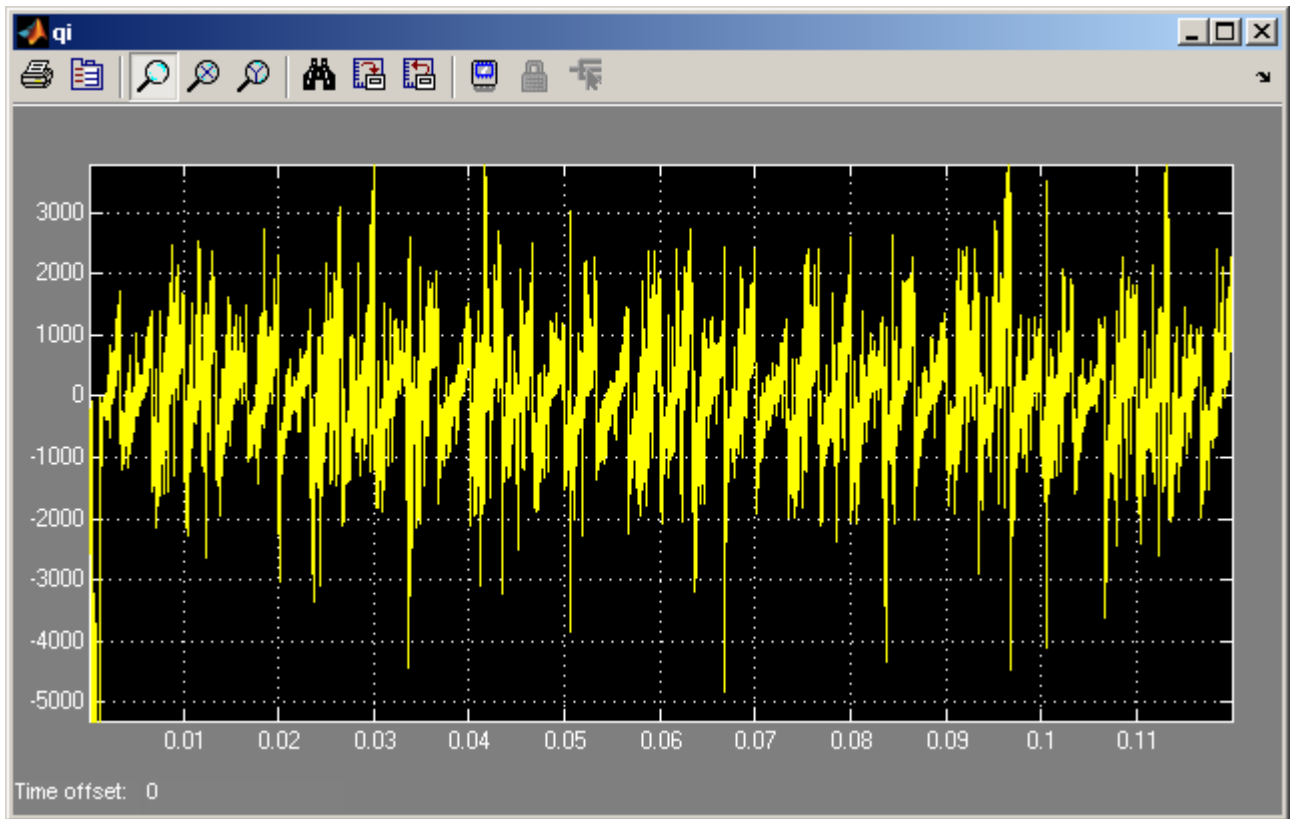


Gráfico 5.196 Potencia imaginaria instantanea in ingresso al MC q_i

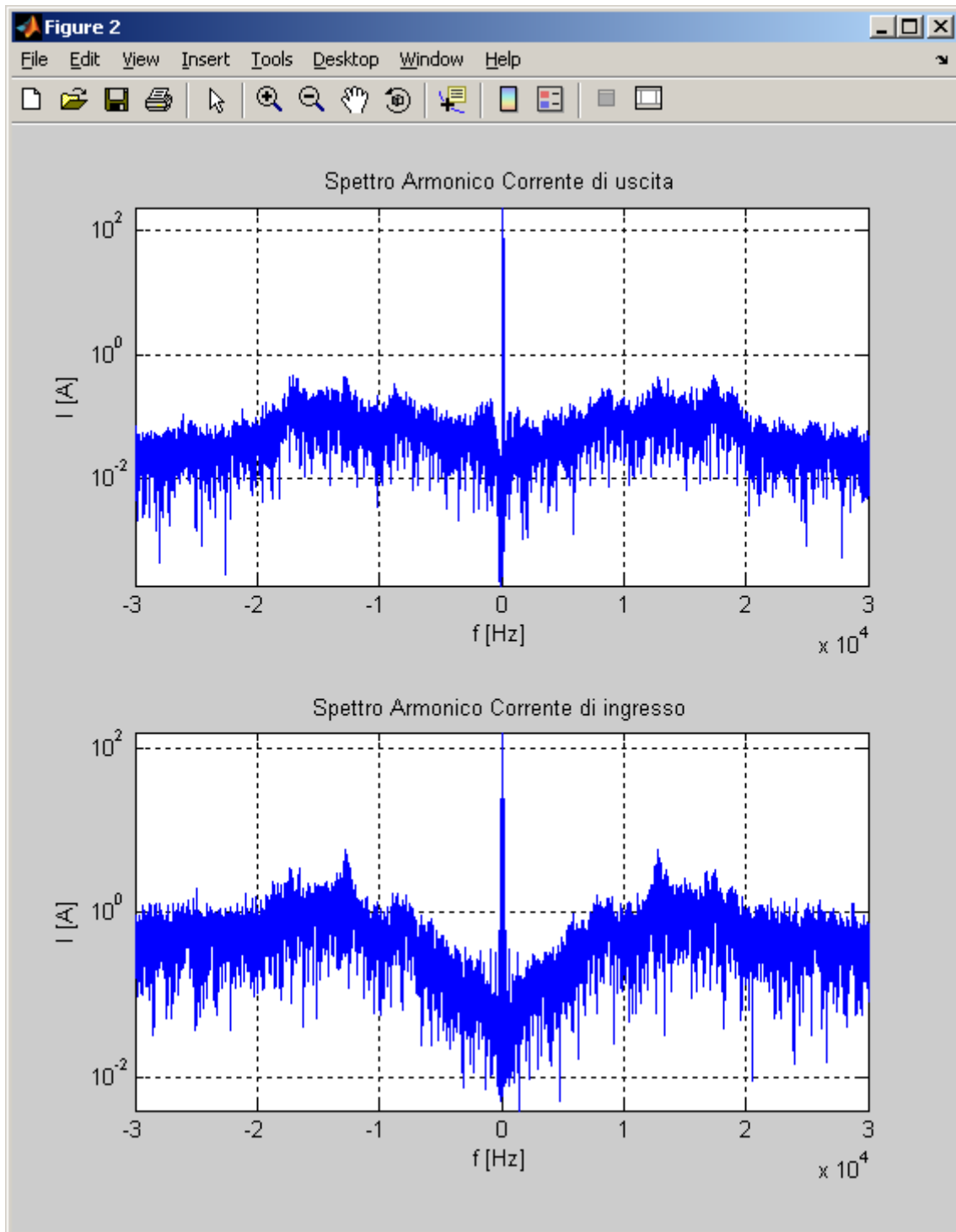


Grafico 5.197 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

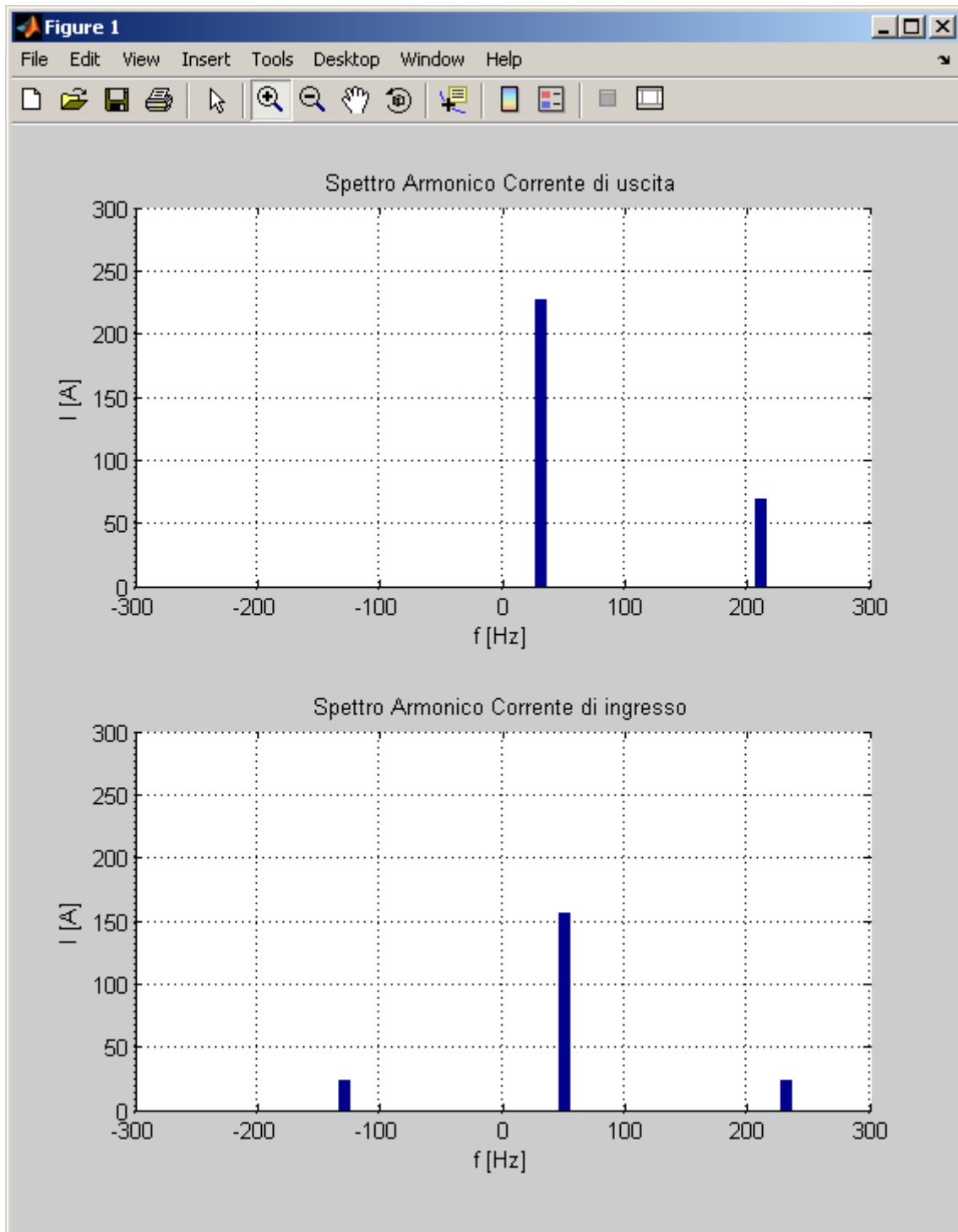


Grafico 5.198 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.2 Tensione di ingresso dissimmetrica o deformata

Ora si passa ad analizzare il secondo caso, ovvero, quello che ha come ipotesi un carico equilibrato e non deformato e tensione di ingresso genericamente dissimmetrica o deformata e si riportano delle simulazioni nelle quali viene aggiunta, per ogni simulazione, una armonica alla volta nella tensione di ingresso in maniera tale da poter verificare la correttezza dei risultati matematici della relazione (3.29) e riassunti nella Tab. 3.2.

La relazione (3.29) mostra che la corrente di ingresso del Matrix Converter è la somma di termini di varie frequenze. Il primo termine è l'armonica fondamentale associata alla potenza attiva assorbita in ingresso al Matrix Converter, mentre gli altri termini sono i disturbi armonici. In particolare l'ampiezza del secondo termine della corrente di ingresso è uguale in percentuale alla corrispondente ampiezza della componente armonica di disturbo aggiunto nella tensione di ingresso, mentre l'ampiezza dei termini successivi sono potenze del rapporto tra la componente armonica aggiunta e la fondamentale di tensione.

Le componenti aggiuntive di disturbo armonico presenti nella corrente di ingresso del Matrix Converter, in funzione di una determinata componente di disturbo aggiunto nella tensione di ingresso di indice k , almeno a riguardo delle prime tre, dovranno essere le seguenti:

$$\begin{aligned}k_1' &= 2 - k \\k_2' &= 3 - 2k \\k_3' &= 4 - 3k\end{aligned}$$

dove tutti gli indici sono riferiti alla frequenza di ingresso che è 50 Hz.

In tutte le simulazioni che seguono la frequenza delle grandezze di uscita è fissata a 90 Hz, ma in ogni caso non conta ai fini del contenuto armonico della corrente di ingresso.

Infatti essendo il carico equilibrato e non deformato le correnti di uscita dal Matrix Converter saranno anch'esse equilibrate per cui la potenza assorbita dal carico e quindi quella in ingresso al Matrix Converter saranno costanti e il contenuto armonico delle correnti di ingresso dipenderà solamente da quello presente nella tensione di ingresso al Matrix Converter.

In tutte le simulazioni vengono riportati i vari grafici che mostrano tutte le grandezze elettriche di interesse ed in particolare gli spettri armonici dei vettori spaziali della corrente e della tensione di ingresso del Matrix Converter per verificare le corrispondenze dei termini armonici ivi presenti.

Inoltre il carico assorbe una potenza attiva di circa 100 kW con fattore di potenza di 0,9 in ritardo.

In questo modo tenendo conto del rapporto di trasferimento di tensione q pari a 0,72 e che il sistema compensa la potenza immaginaria di ingresso, l'ampiezza della componente fondamentale della corrente di ingresso dovrà essere di circa 154 A.

5.4.2.1 Tensione di ingresso dissimmetrica con l'aggiunta dell'armonica -1

In questo caso è stata aggiunta una armonica di dissimmetria $k = -1$ nella tensione di fase di ingresso del Matrix Converter di ampiezza pari al 15% della fondamentale, la quale risulta essere di circa 65 V, e quindi si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche aggiuntive:

$$k_1' = +3 (150 \text{ Hz})$$

$$k_2' = +5 (250 \text{ Hz})$$

$$k_3' = +7 (350 \text{ Hz})$$

di ampiezza rispettivamente 23,5 A, 3,5 A e 0,5 A circa.

Nel grafico 5.199 vengono mostrate le tensioni di ingresso del Matrix Converter che come si può vedere appaiono dissimmetriche, mentre le rispettive tensioni sul carico riportate nel grafico 5.200 sono comunque sinusoidali e simmetriche.

Nei grafici 5.203 e 5.204 sono mostrate le correnti di ingresso tali e filtrate a livello di segnale e come si può notare da questi grafici non sono sinusoidali.

Nei grafici 5.210 e 5.211 sono riportati gli spettri armonici della tensione di ingresso e della corrente di ingresso del Matrix Converter ed in particolare nel grafico 5.211 e dalla Tab. 5.14 si può notare nella tensione di ingresso l'armonica -1 di circa 65 V e che nella corrente di ingresso le armoniche aggiuntive corrispondono a quelle previste. Infatti si hanno le armoniche +3, +5 e +7 di ampiezza rispettivamente 23,7 A, 3,3 A e 0,9 A praticamente uguali a quelle previste dalla teoria.

<i>Indice armonico di V_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [V]</i>	
+1		50		429,8	
-1		-50		64,9	
<i>Indice armonico di I_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>
+1	+1	50	50	156,4	154,0
+3	+3	150	150	23,7	23,5
+5	+5	250	250	3,3	3,5
+7	+7	350	350	0,9	0,5

Tabella 5.14 Contenuto armonico dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC

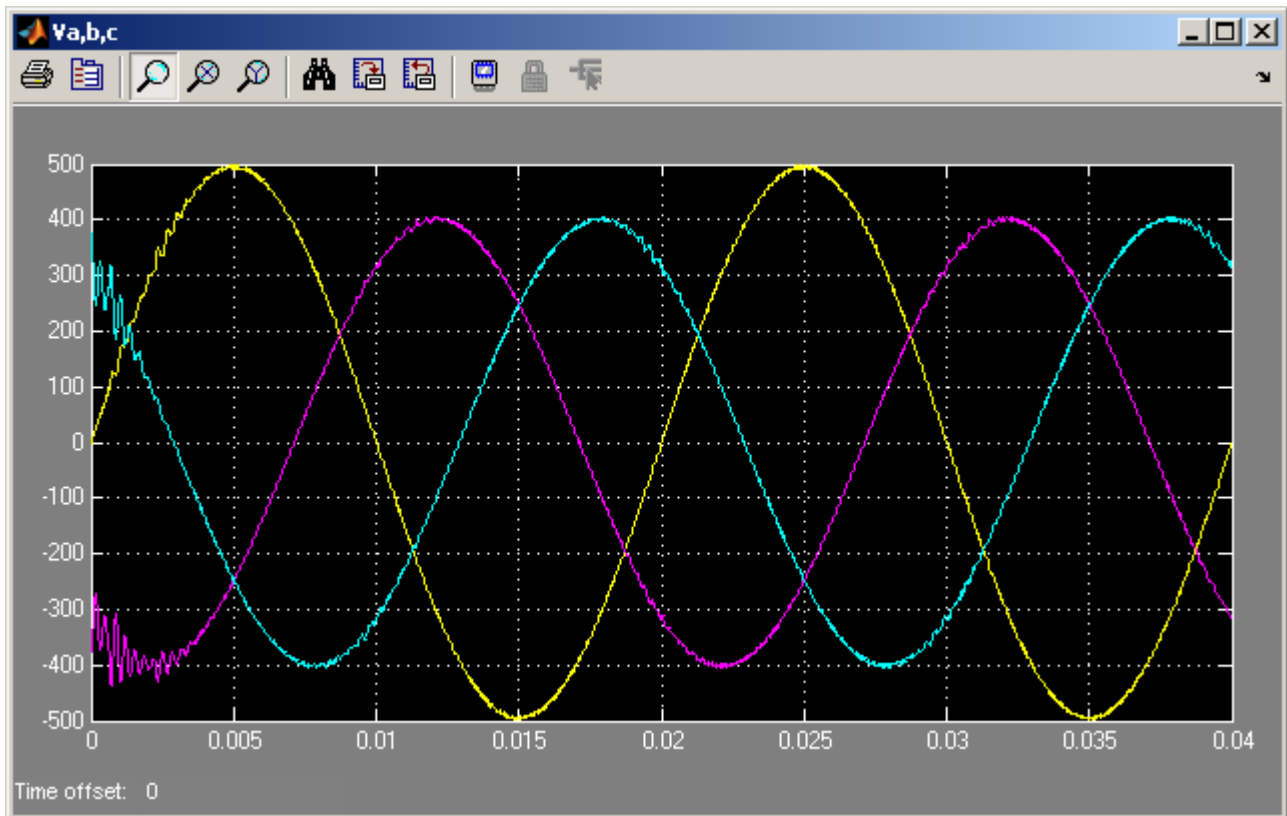


Grafico 5.199 Tensioni di ingresso del MC v_a, v_b, v_c

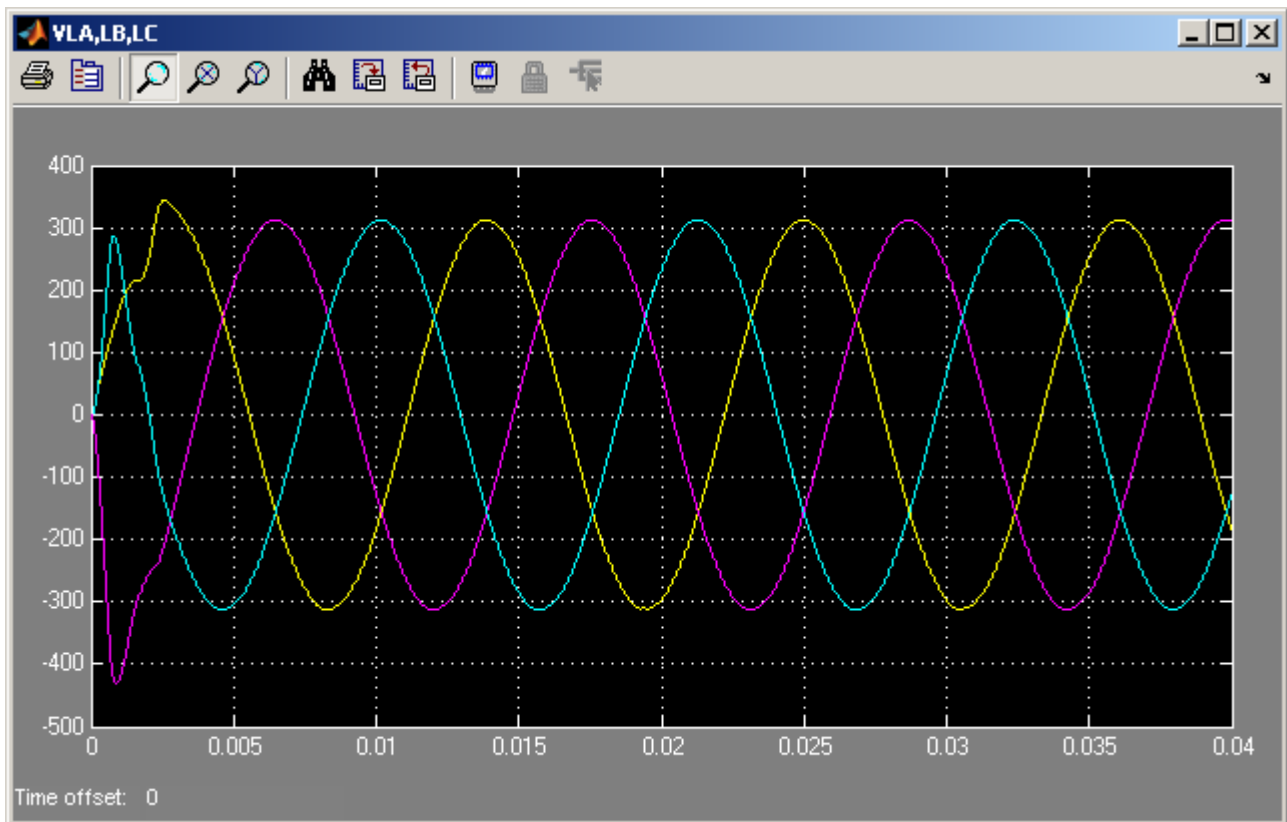


Grafico 5.200 Tensioni sul carico v_{LA}, v_{LB}, v_{LC}

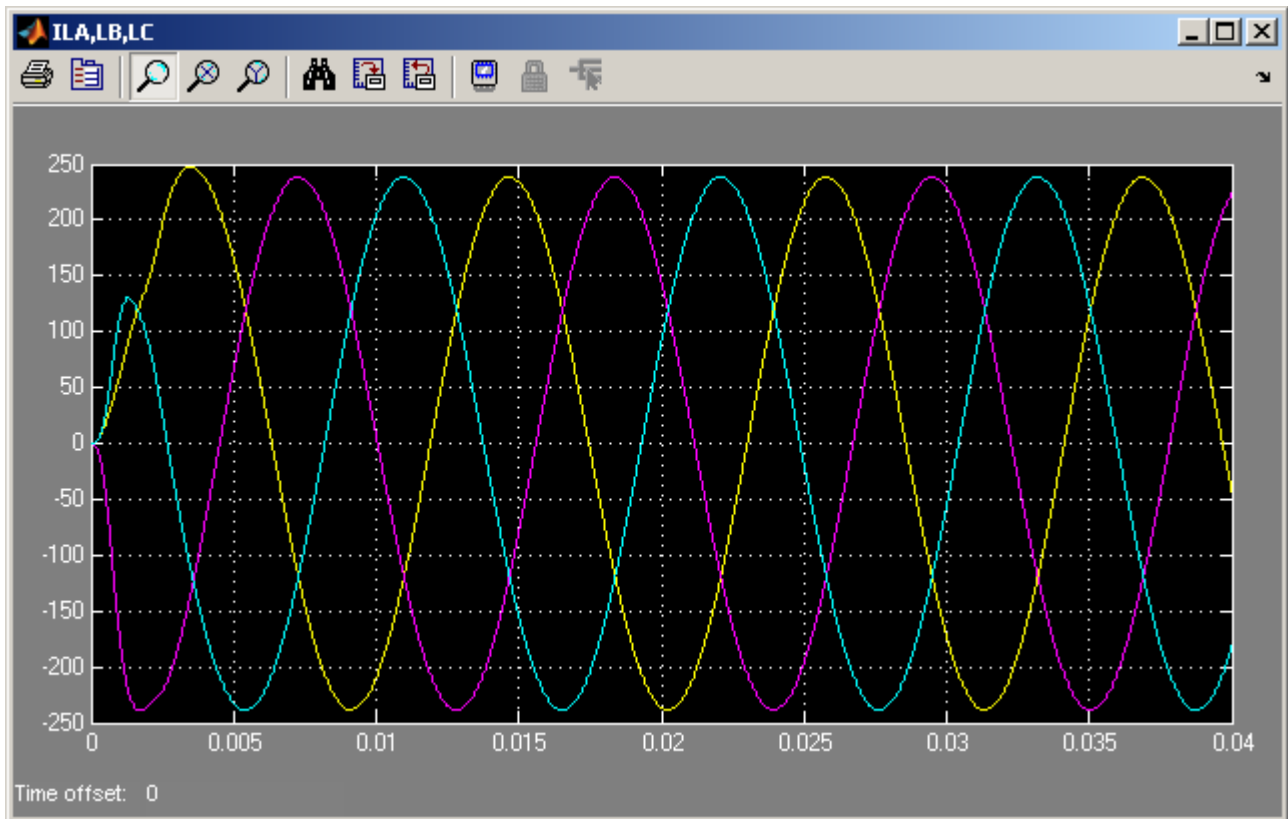


Grafico 5.201 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

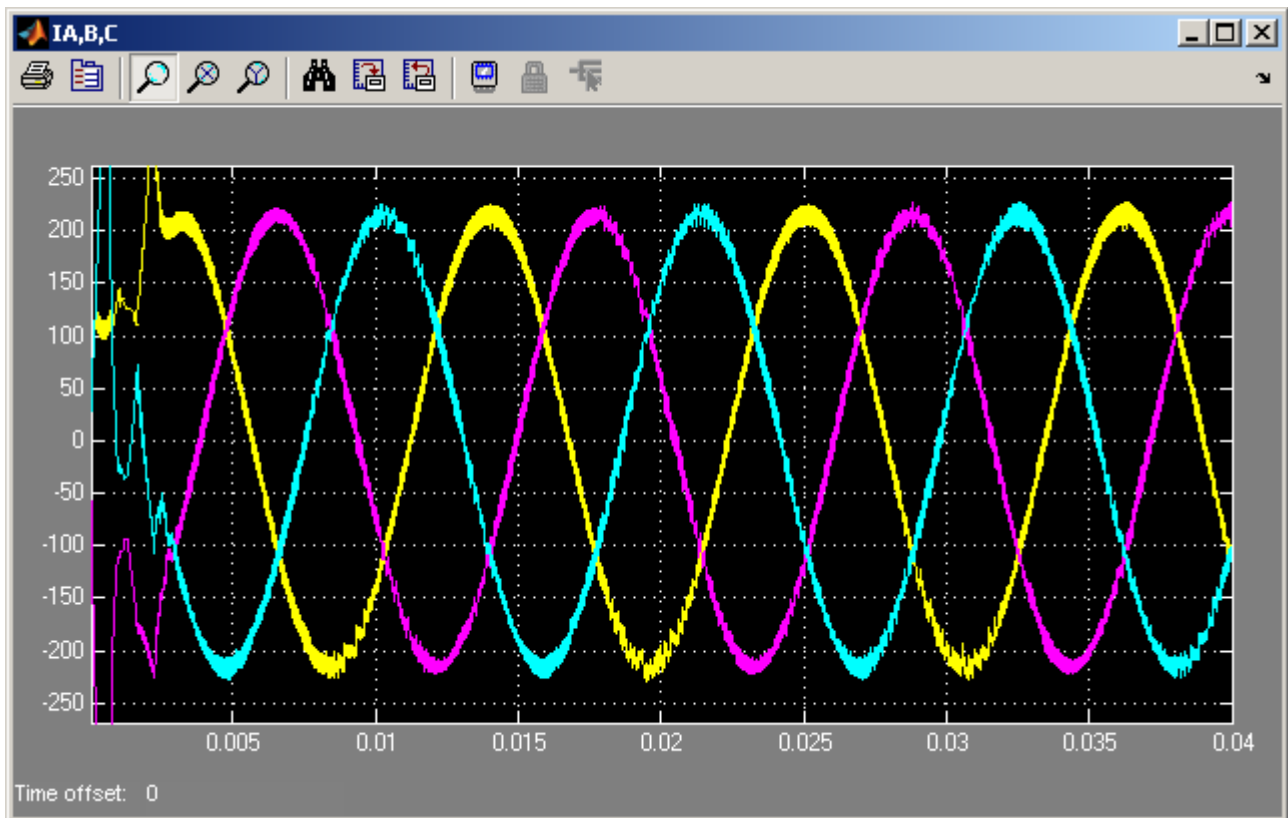


Grafico 5.202 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

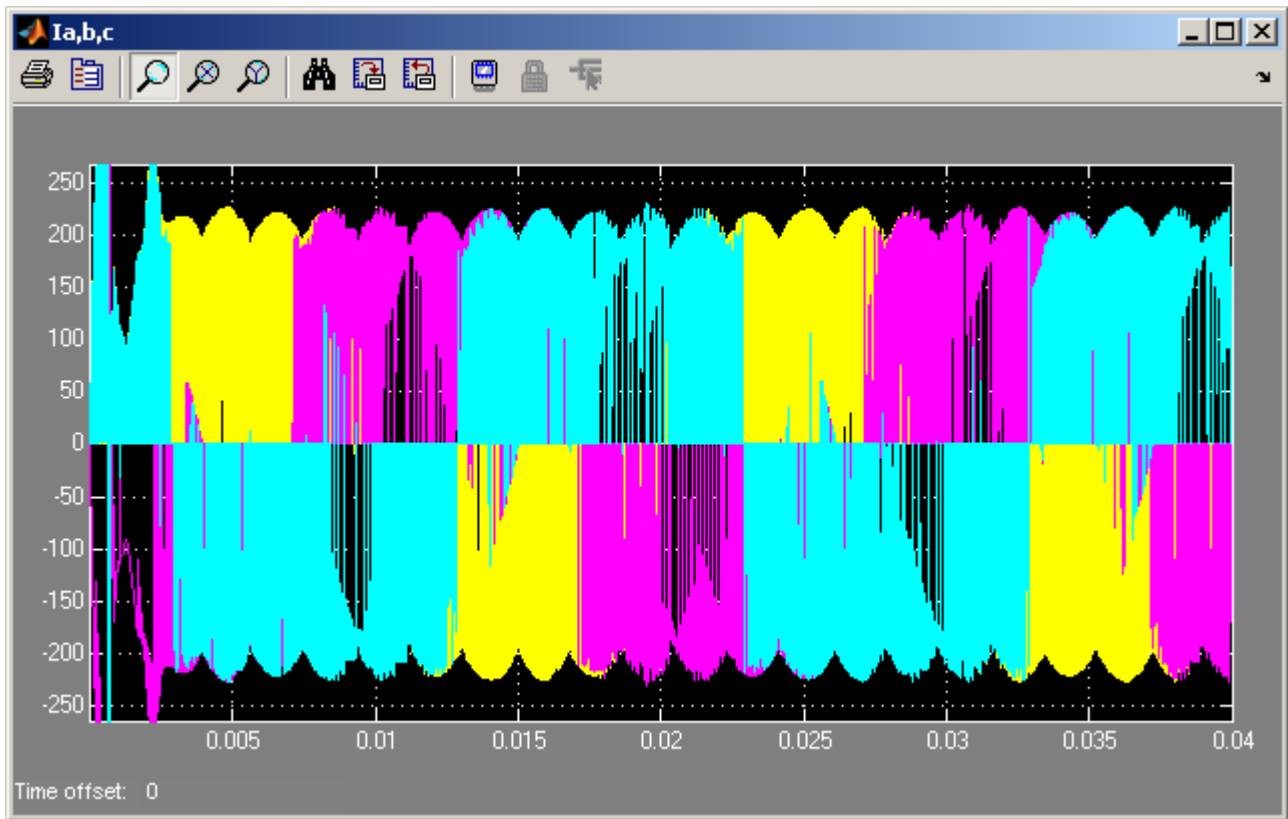


Grafico 5.203 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

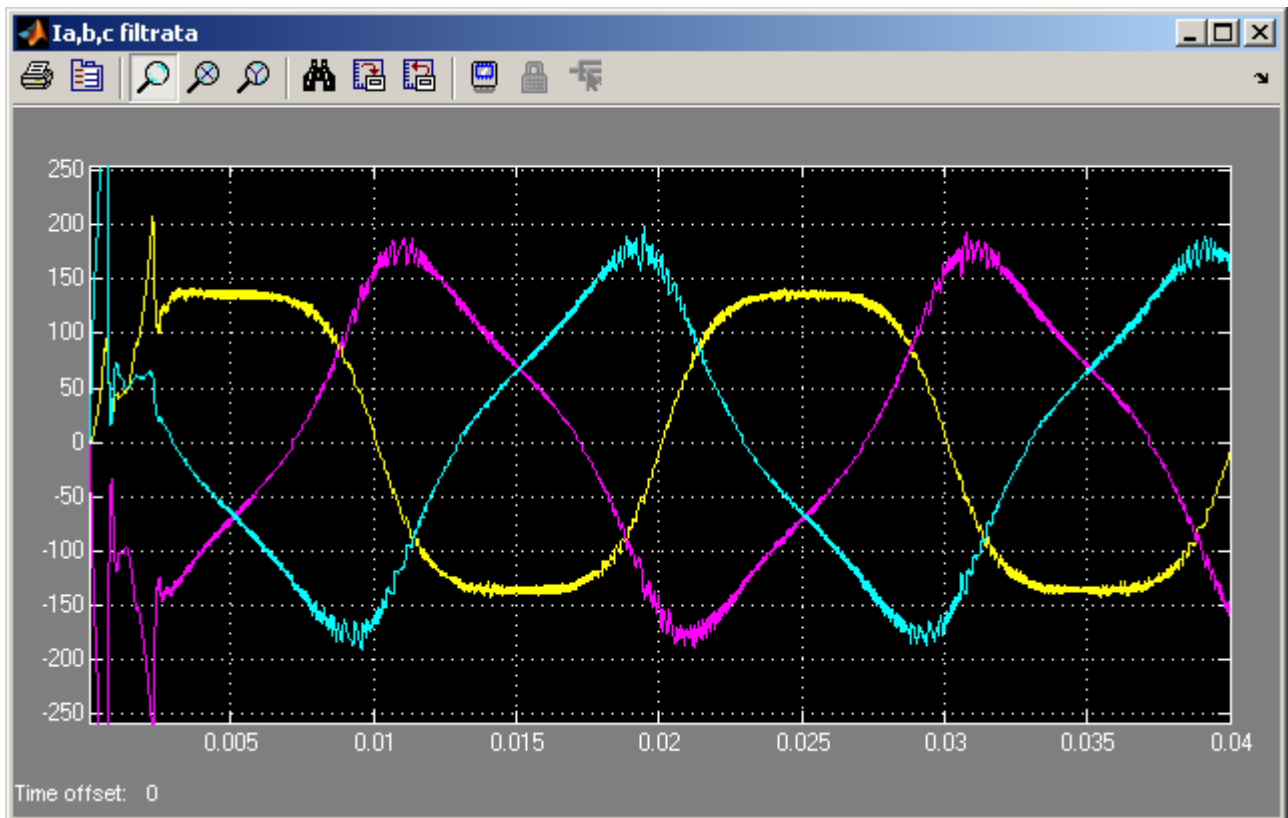


Grafico 5.204 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

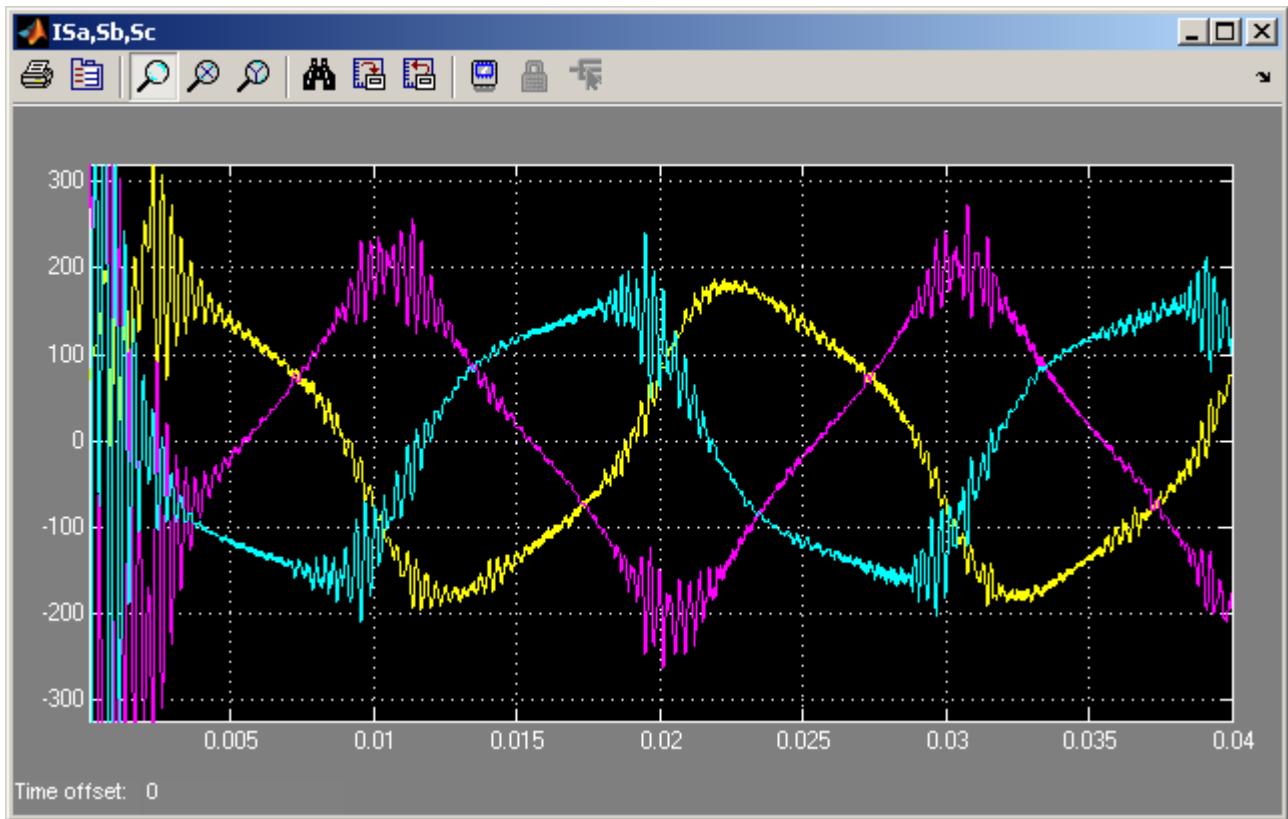


Grafico 5.205 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

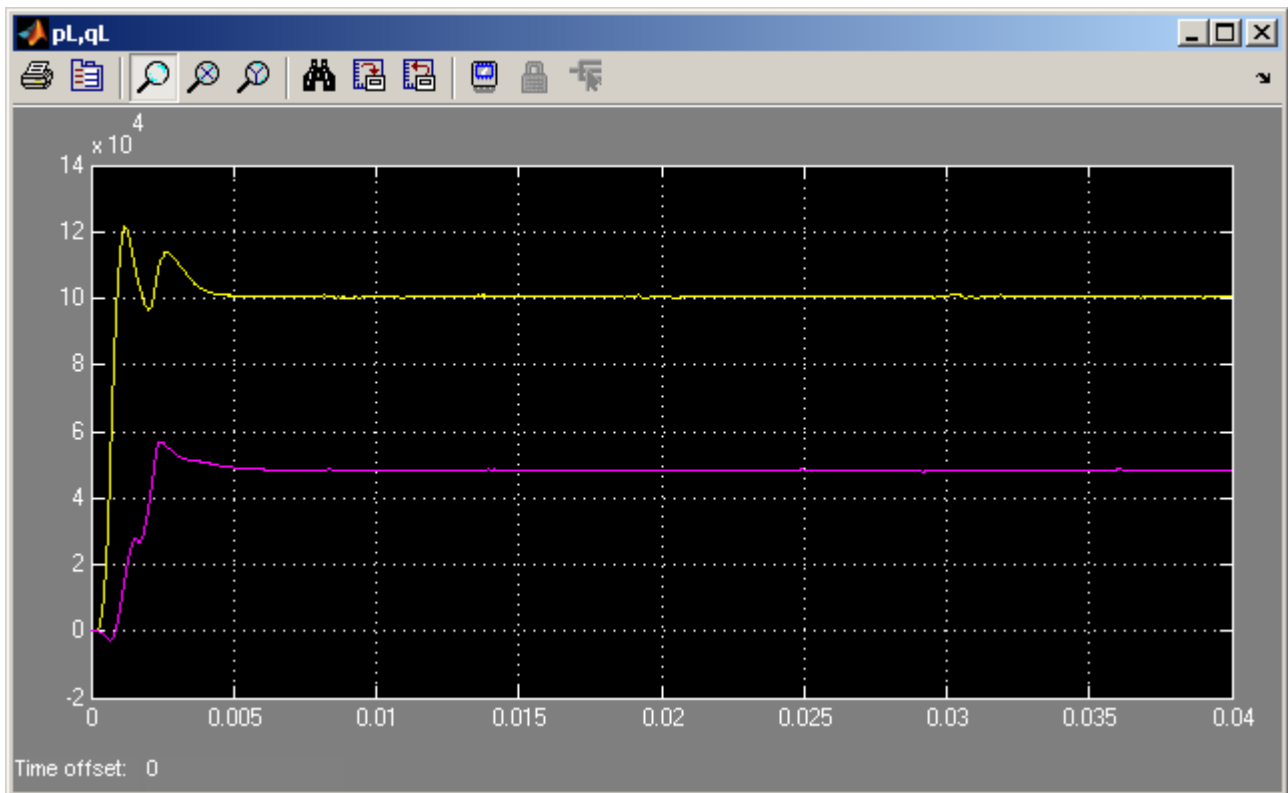


Grafico 5.206 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

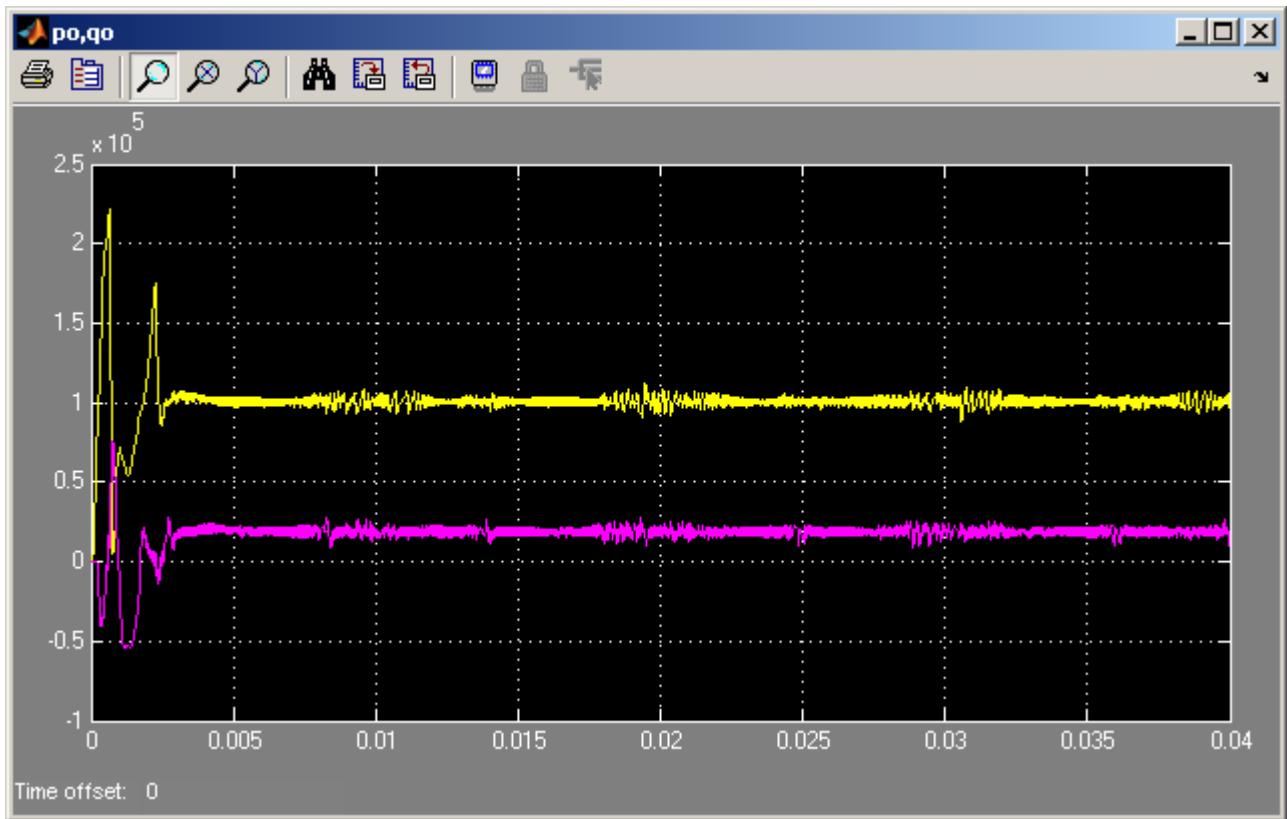


Grafico 5.207 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

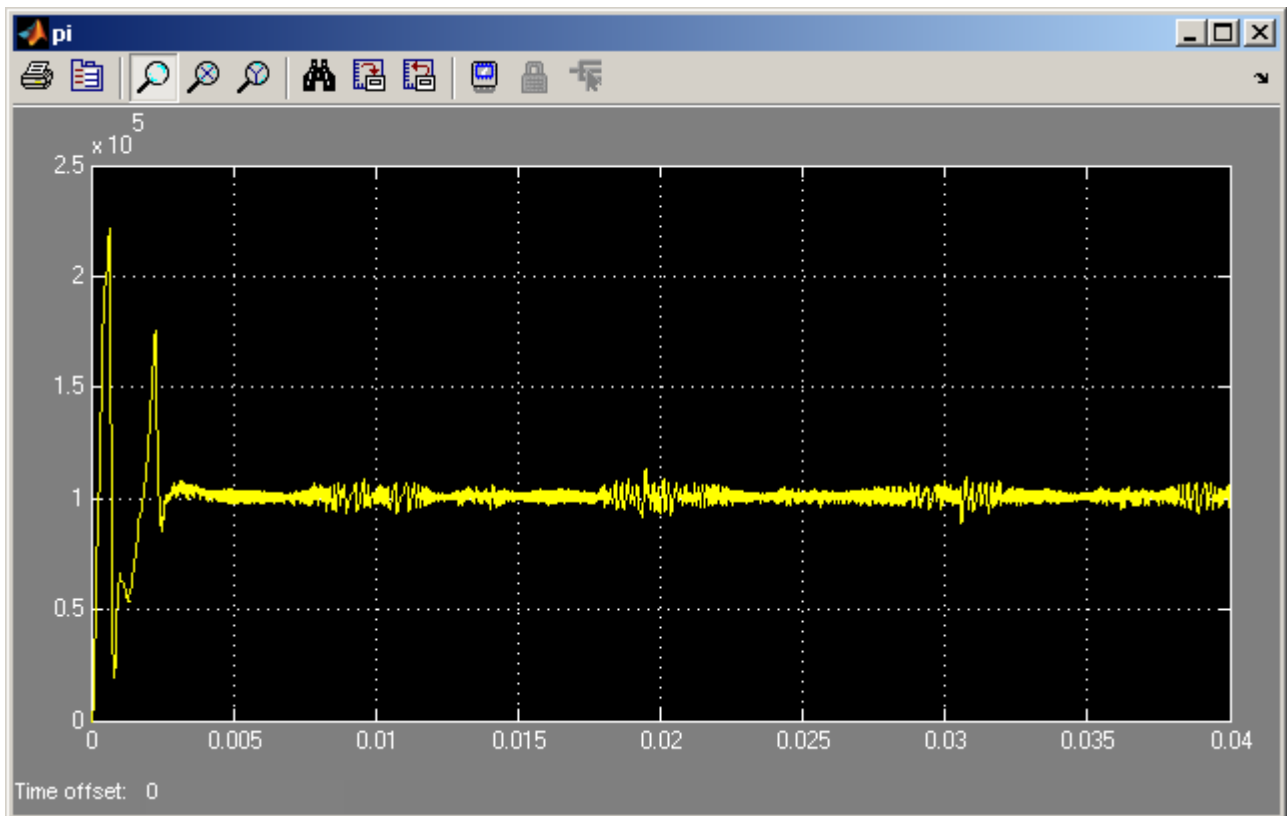


Grafico 5.208 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

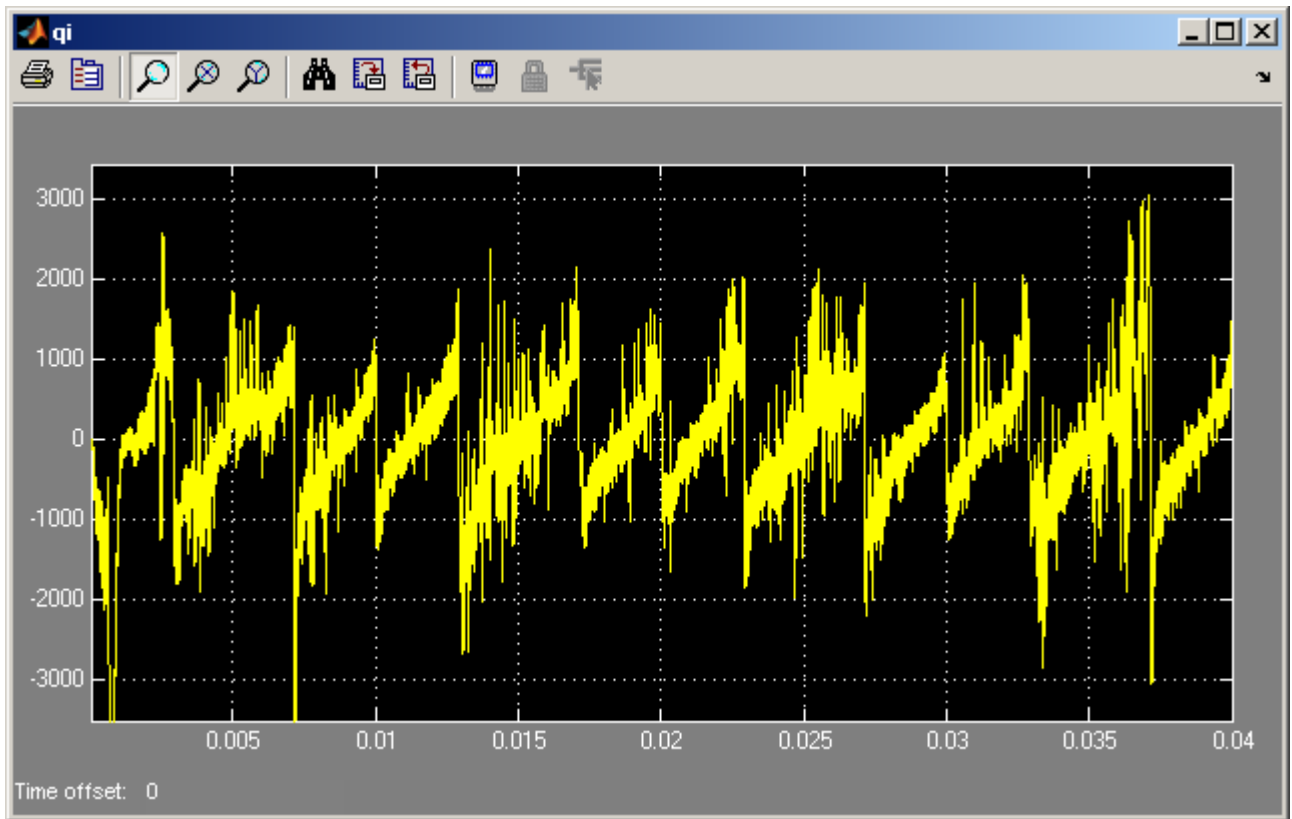


Grafico 5.209 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

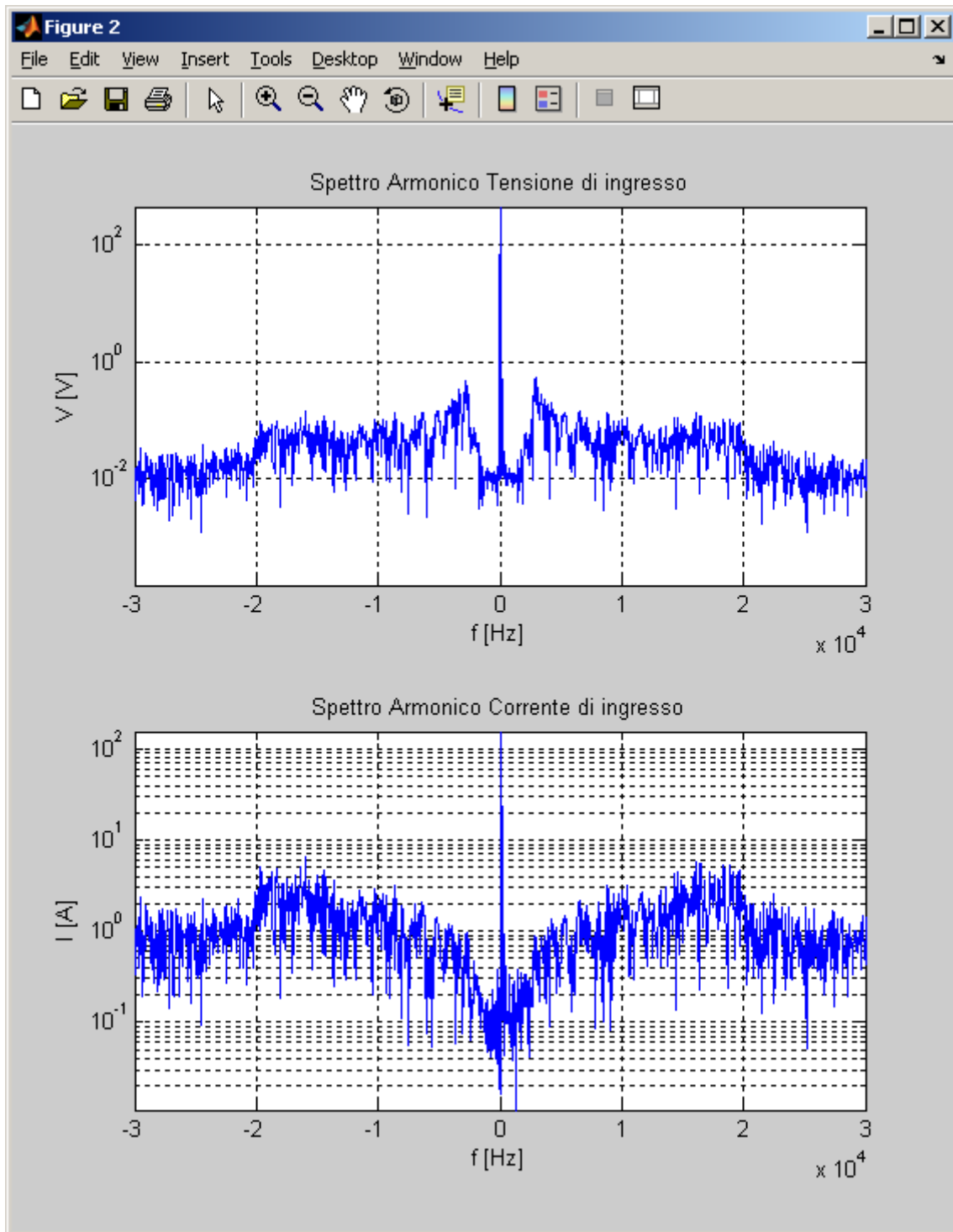


Grafico 5.210 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

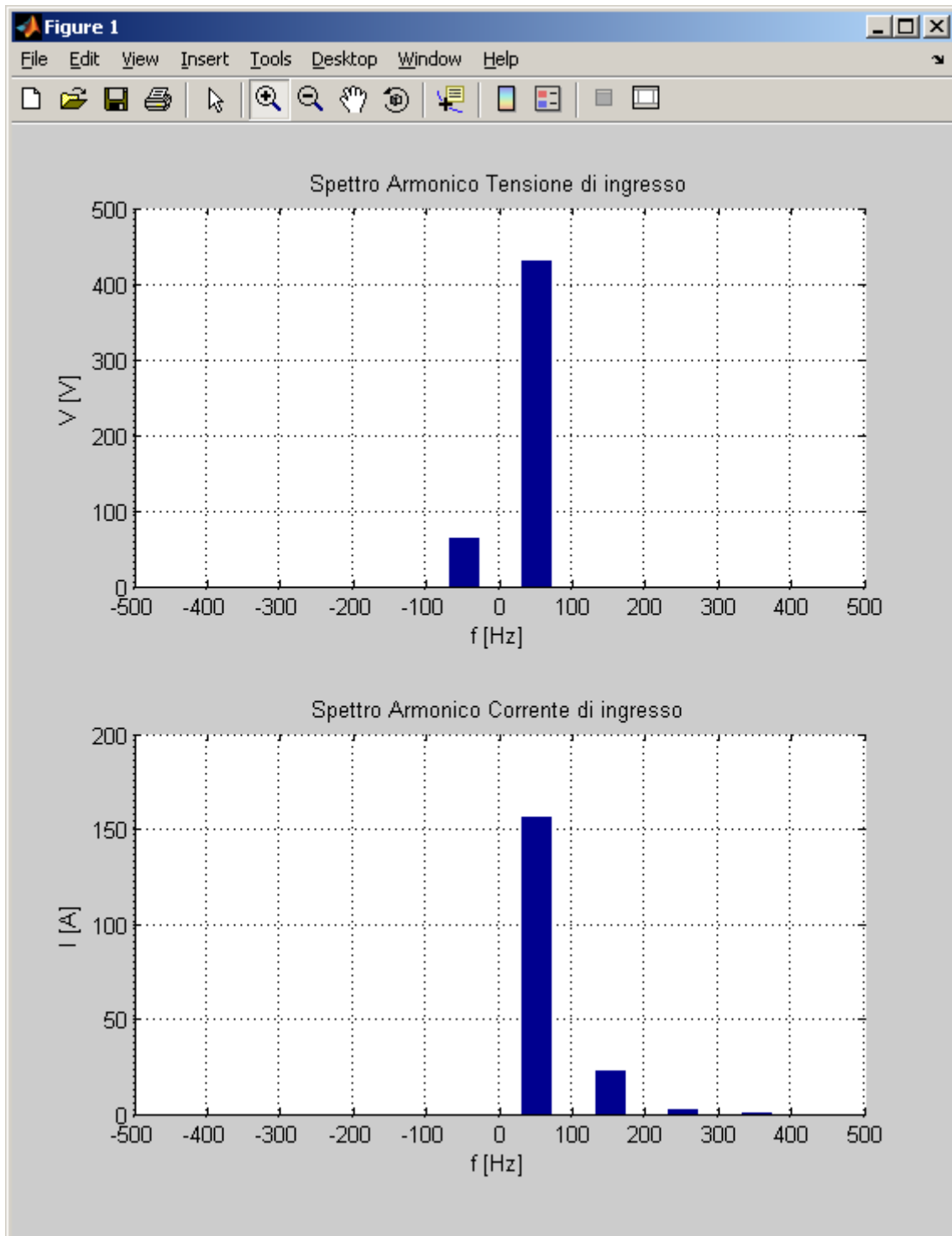


Grafico 5.211 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.2.2 Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica +2

In questo caso è stata aggiunta una armonica di deformazione $k = +2$ nella tensione di fase di ingresso del Matrix Converter di ampiezza pari al 15% della fondamentale, la quale risulta essere di circa 65 V, e quindi si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche aggiuntive:

$$\begin{aligned}k_1' &= 0 \text{ (0 Hz)} \\k_2' &= -1 \text{ (-50 Hz)} \\k_3' &= -2 \text{ (-100 Hz)}\end{aligned}$$

di ampiezza rispettivamente 23,5 A, 3,5 A e 0,5 A circa.

Nel grafico 5.212 vengono mostrate le tensioni di ingresso del Matrix Converter che come si può vedere appaiono deformate, mentre le rispettive tensioni sul carico riportate nel grafico 5.213 sono comunque sinusoidali e simmetriche.

Nei grafici 5.216 e 5.217 sono mostrate le correnti di ingresso tali e filtrate a livello di segnale e come si può notare da questi grafici non sono sinusoidali.

Nei grafici 5.223 e 5.224 sono riportati gli spettri armonici della tensione di ingresso e della corrente di ingresso del Matrix Converter ed in particolare nel grafico 5.224 e dalla Tab. 5.15 si può notare nella tensione di ingresso l'armonica +2 di circa 65 V e che nella corrente di ingresso le armoniche aggiuntive corrispondono a quelle previste. Infatti si hanno le armoniche 0, -1 e -2 di ampiezza rispettivamente 23,6 A, 3,5 A e 0,6 A praticamente uguali a quelle previste dalla teoria.

<i>Indice armonico di V_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [V]</i>	
+1		50		429,8	
+2		100		64,9	
<i>Indice armonico di I_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>
+1	+1	50	50	156,4	154,0
0	0	0	0	23,6	23,5
-1	-1	-50	-50	3,5	3,5
-2	-2	-100	-100	0,6	0,5

Tabella 5.15 Contenuto armonico dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC

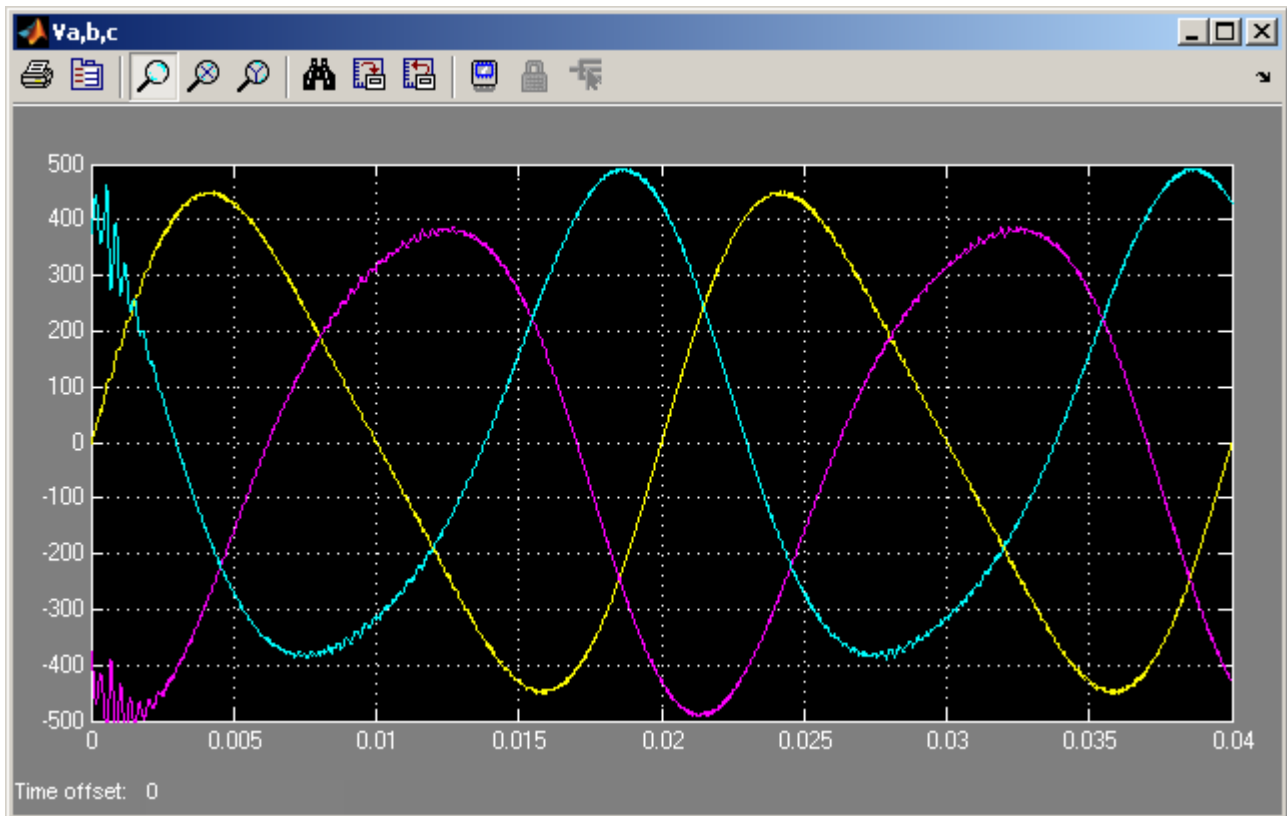


Grafico 5.212 Tensioni di ingresso del MC v_a , v_b , v_c

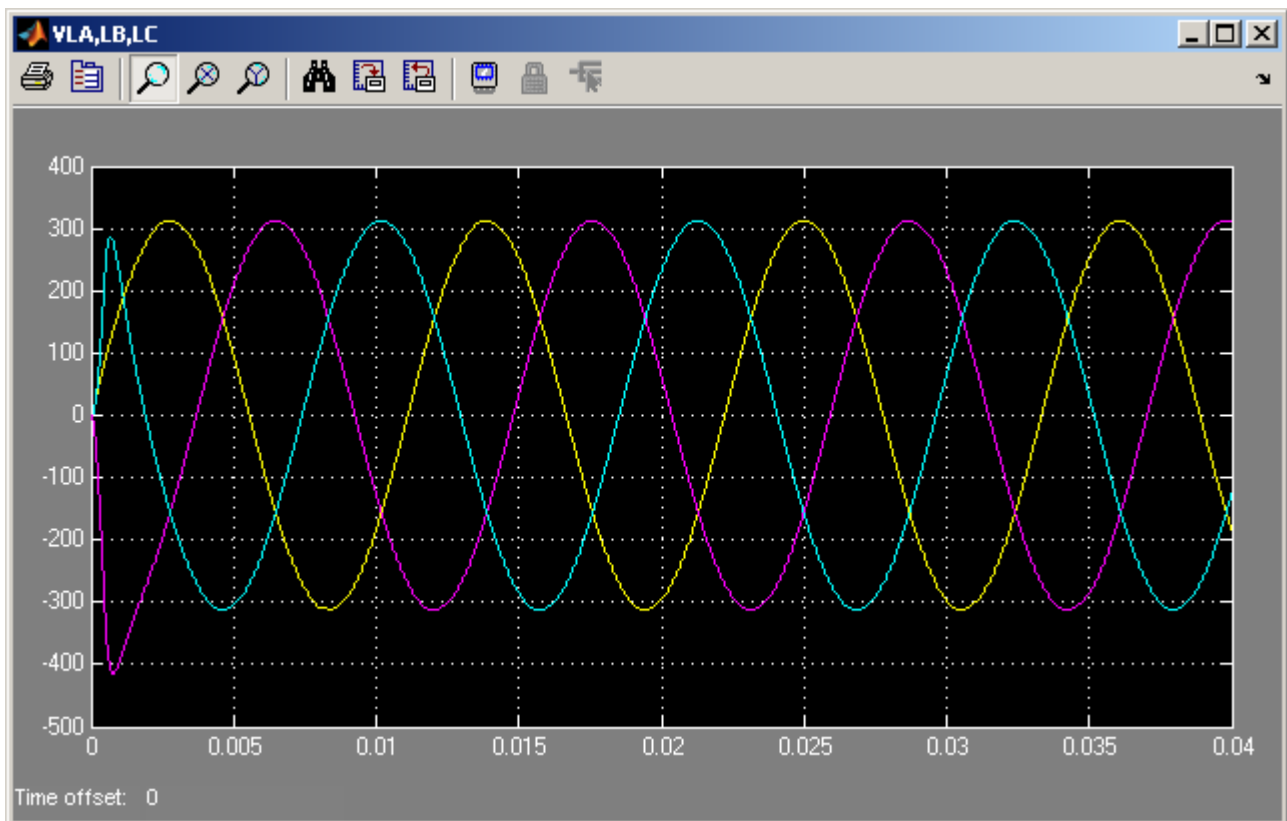


Grafico 5.213 Tensioni sul carico v_{LA} , v_{LB} , v_{LC}

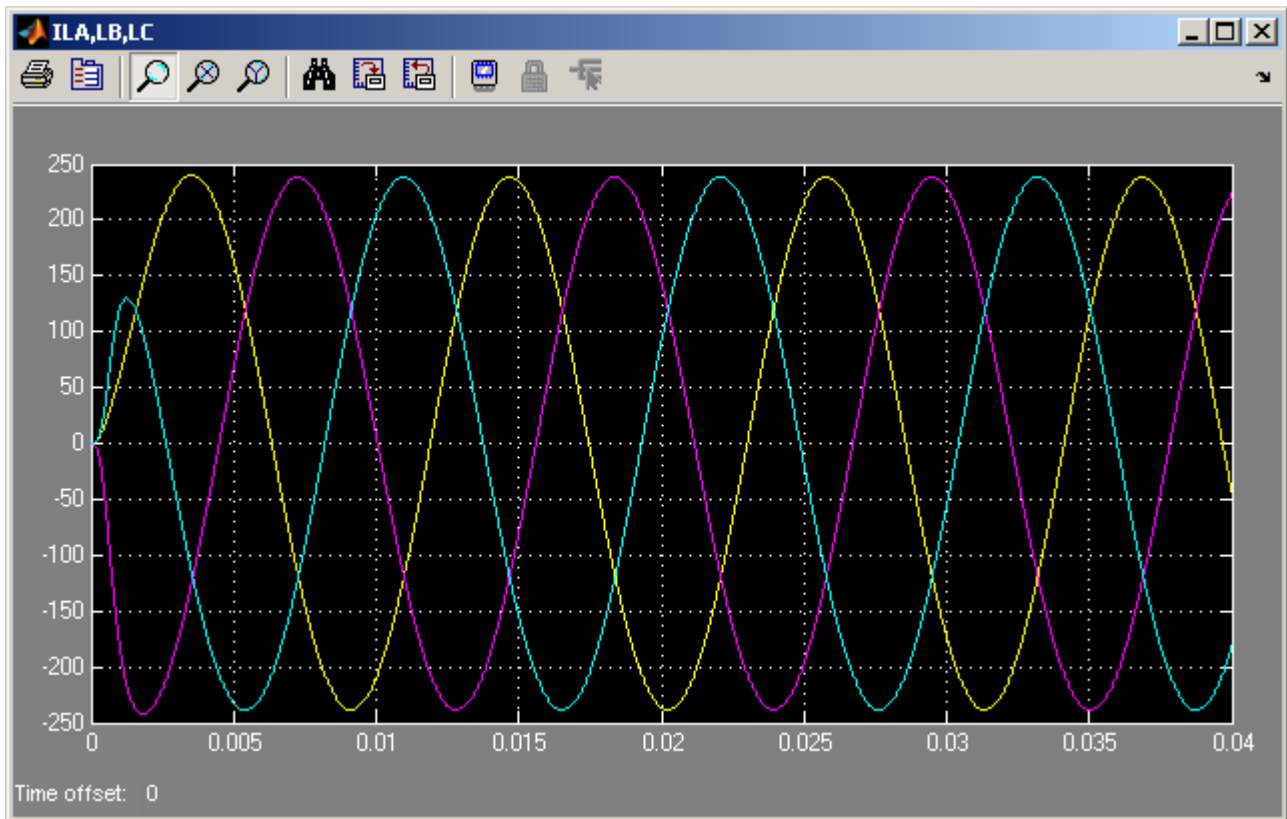


Grafico 5.214 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

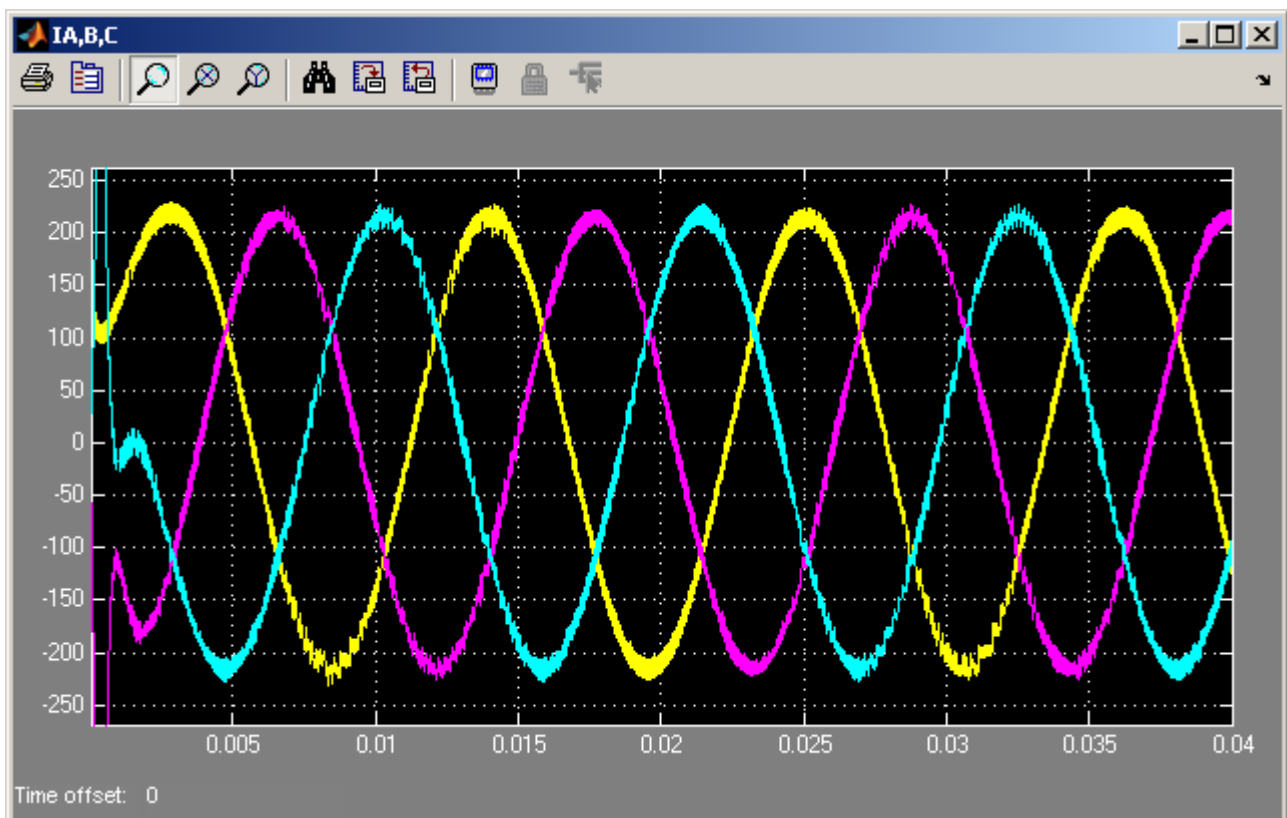


Grafico 5.215 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

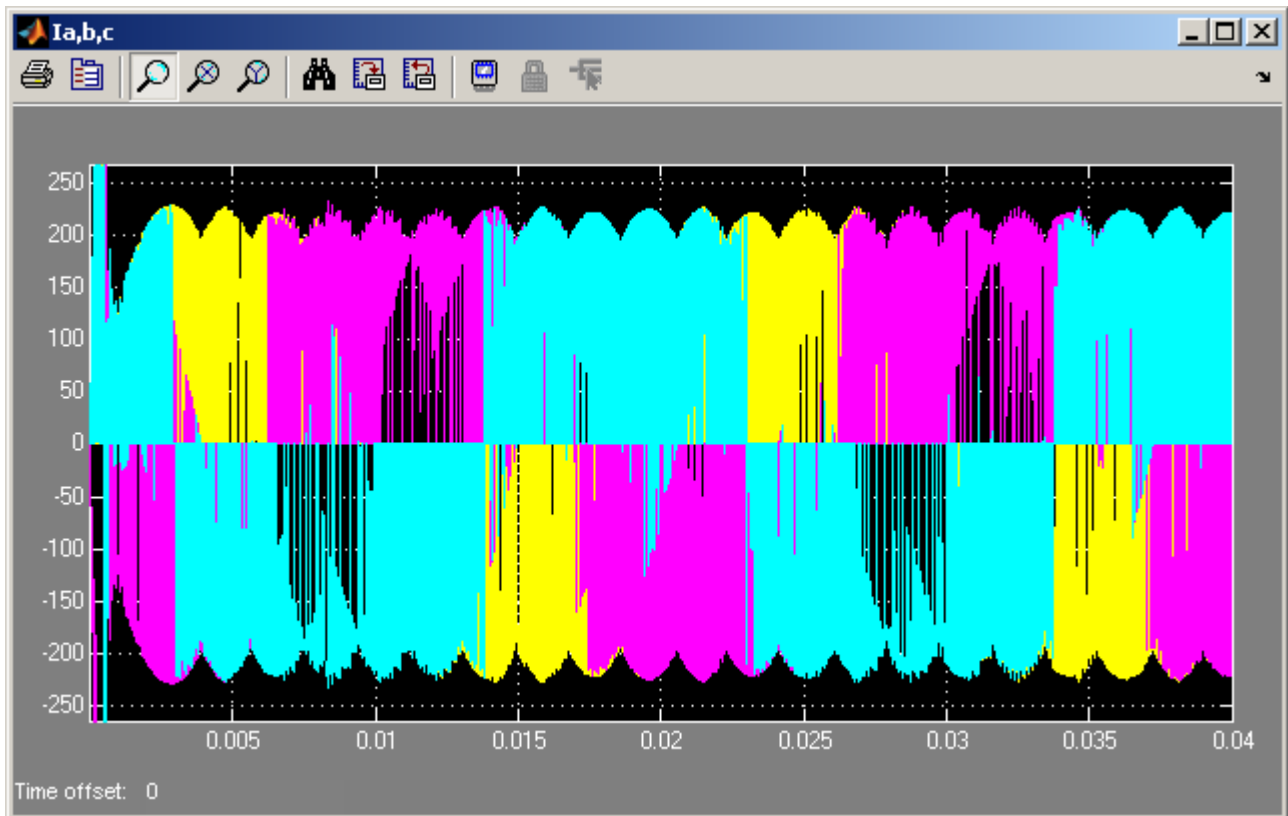


Grafico 5.216 Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c

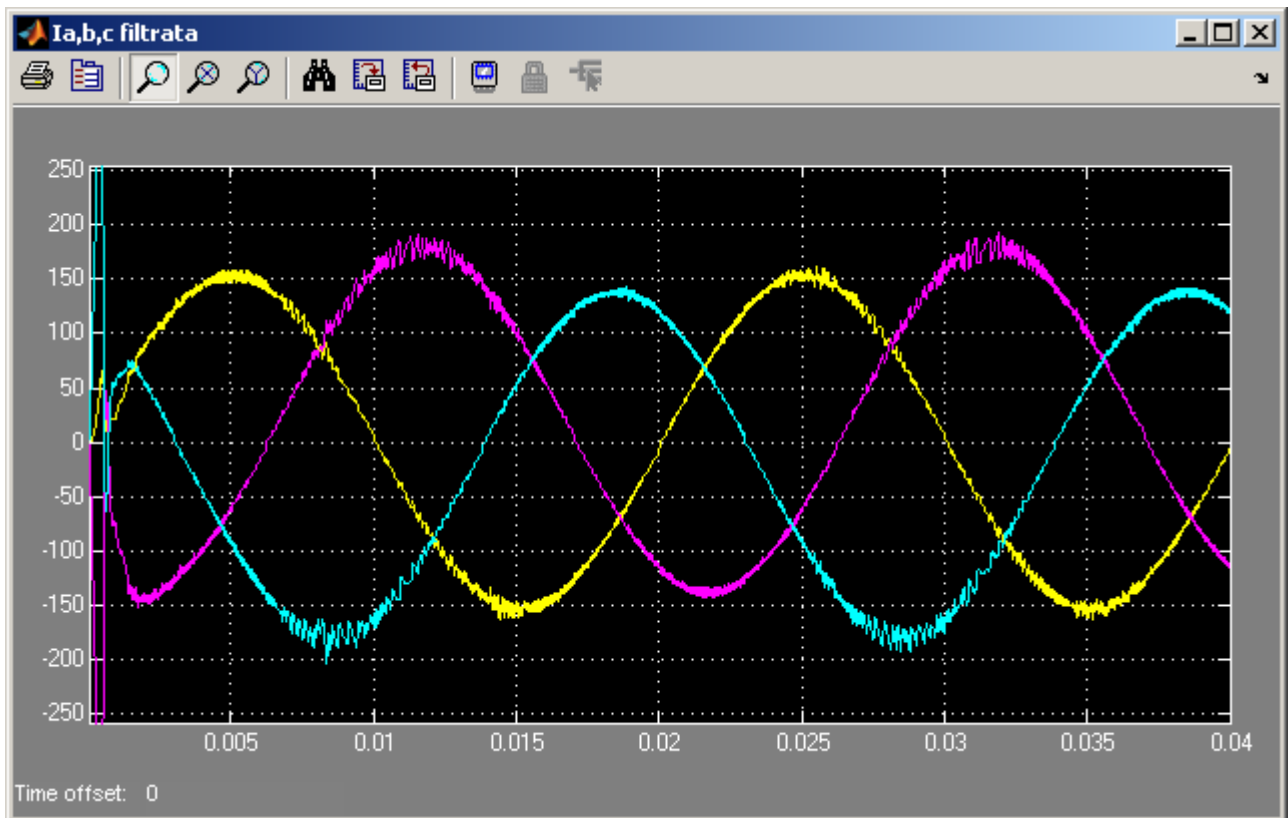


Grafico 5.217 Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

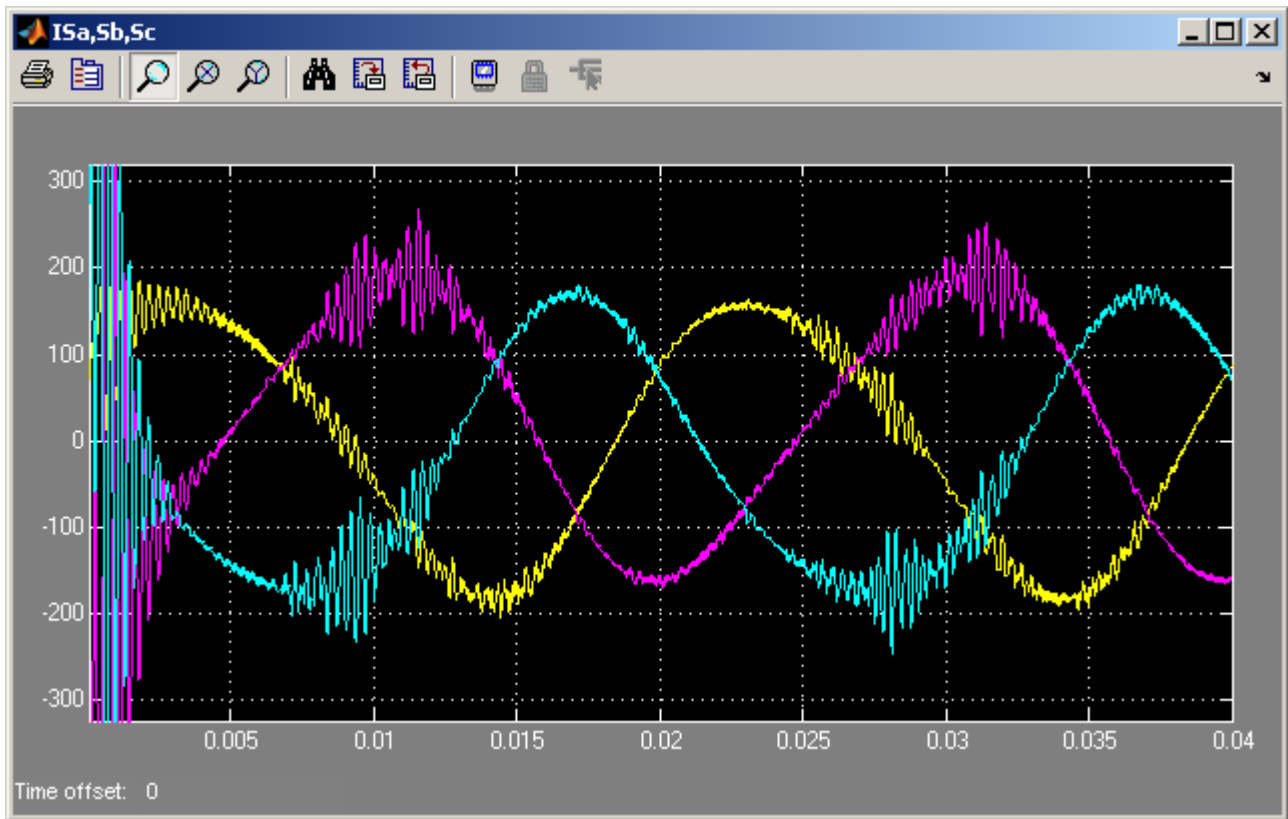


Grafico 5.218 Correnti di rete i_{Sa} , i_{Sb} , i_{Sc}

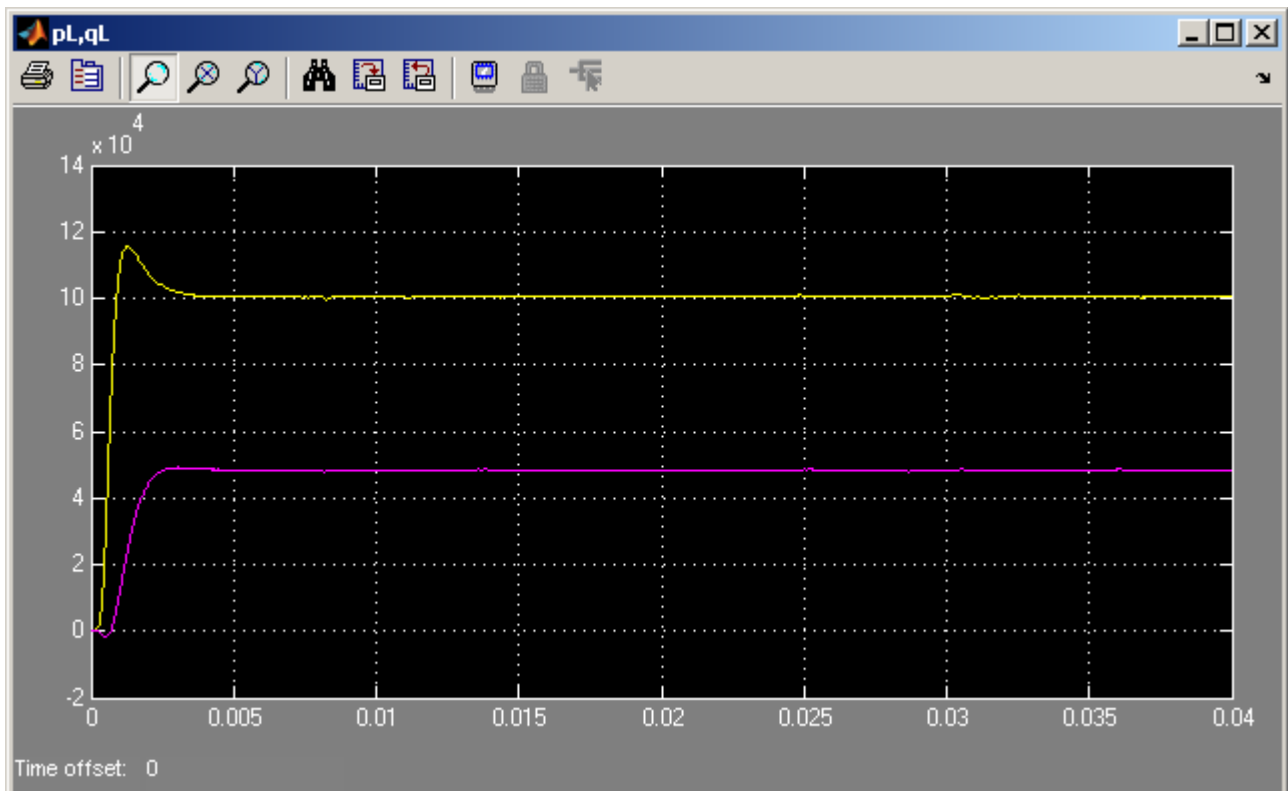


Grafico 5.219 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

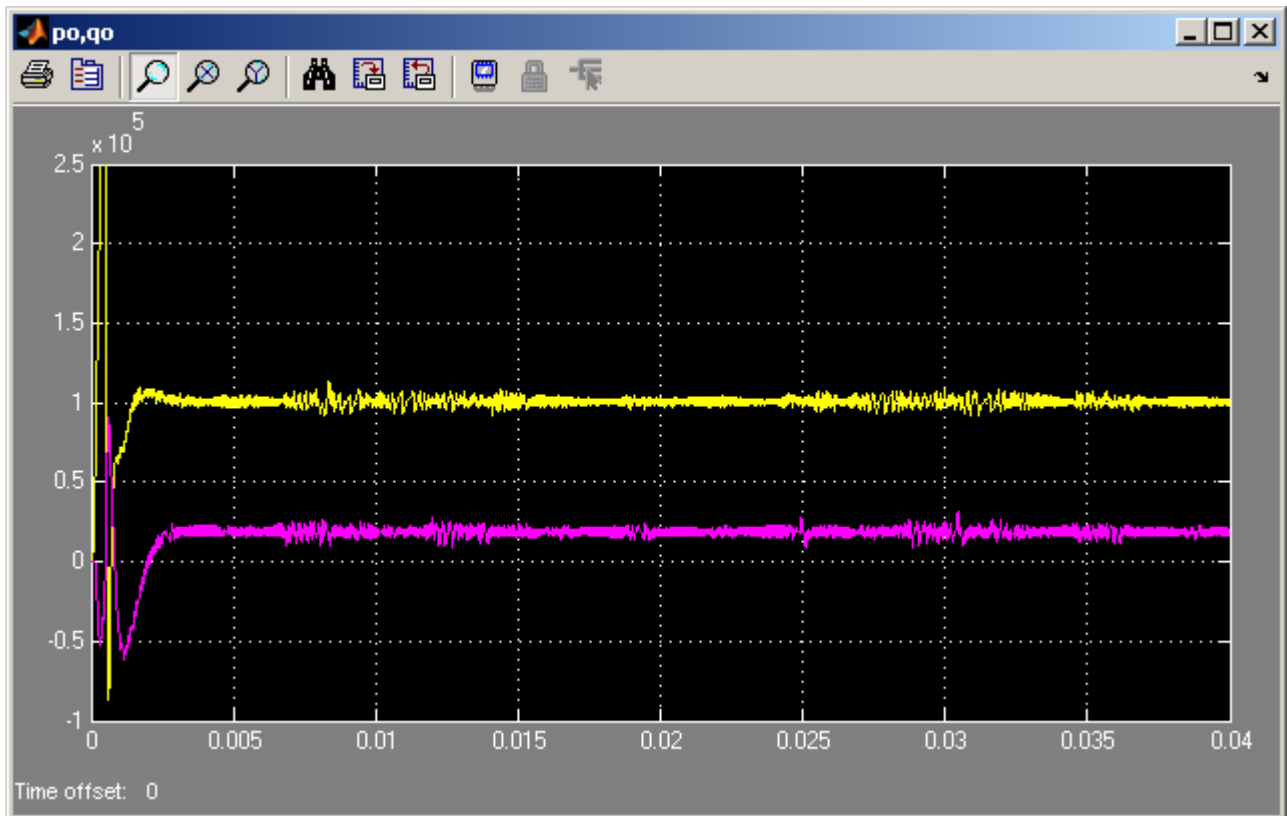


Grafico 5.220 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

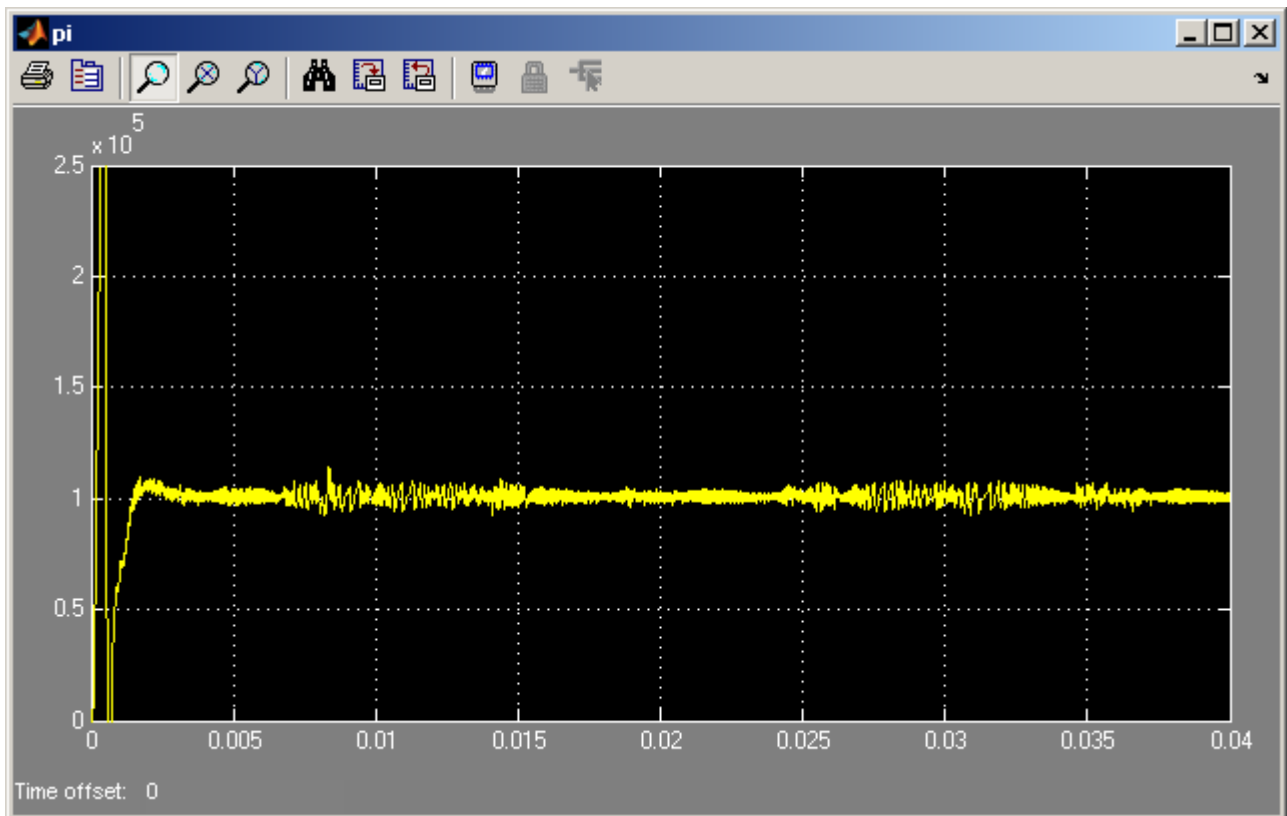


Grafico 5.221 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

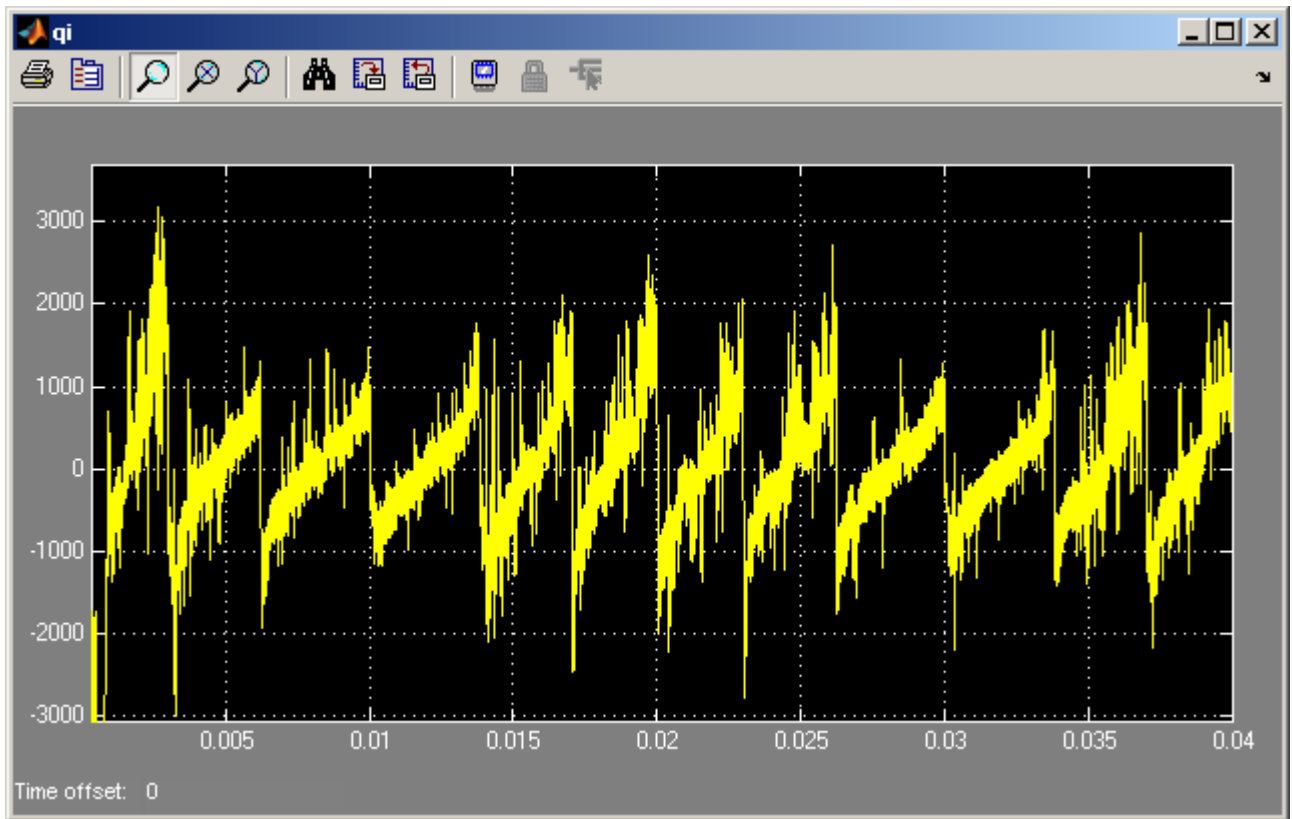


Grafico 5.222 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

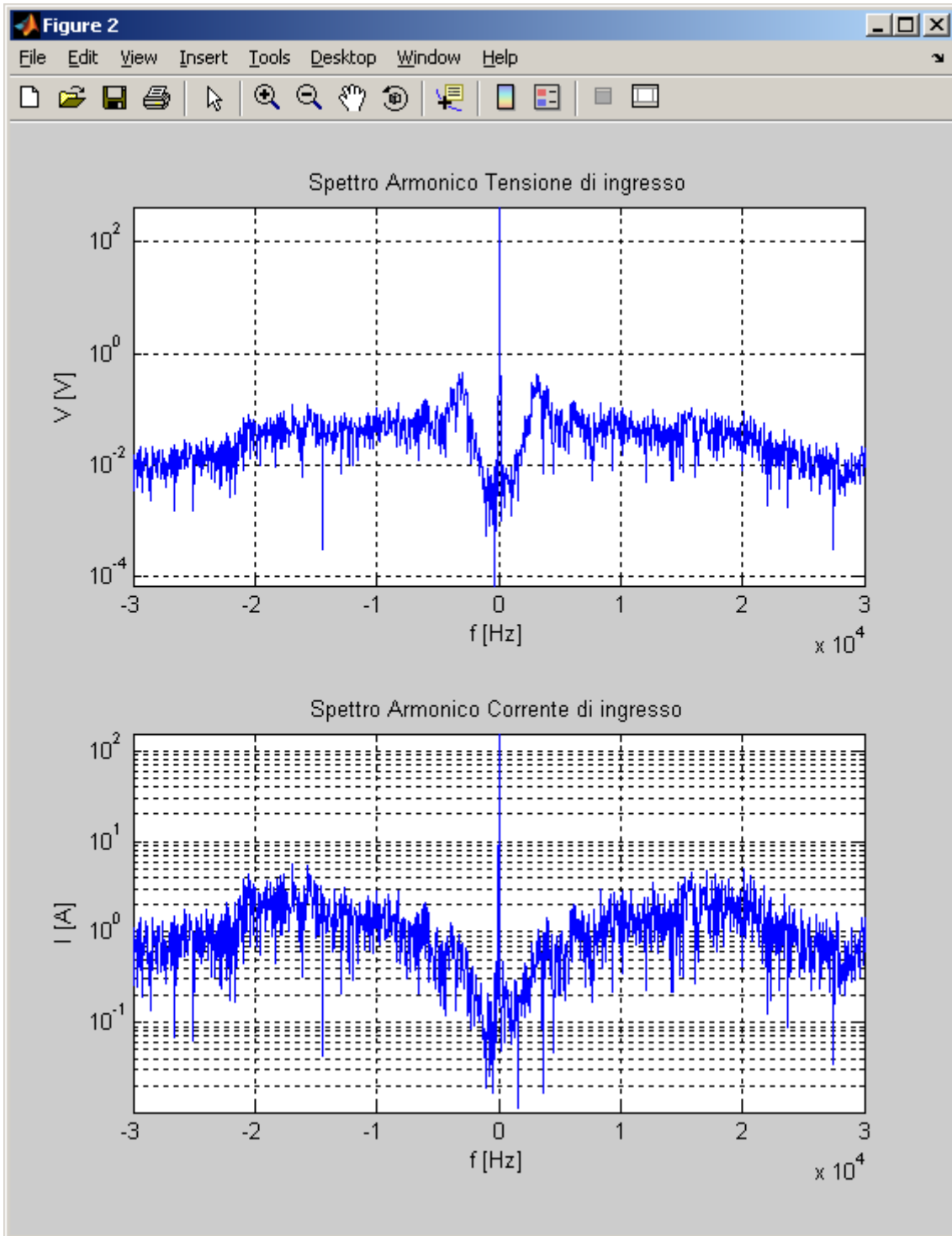


Grafico 5.223 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

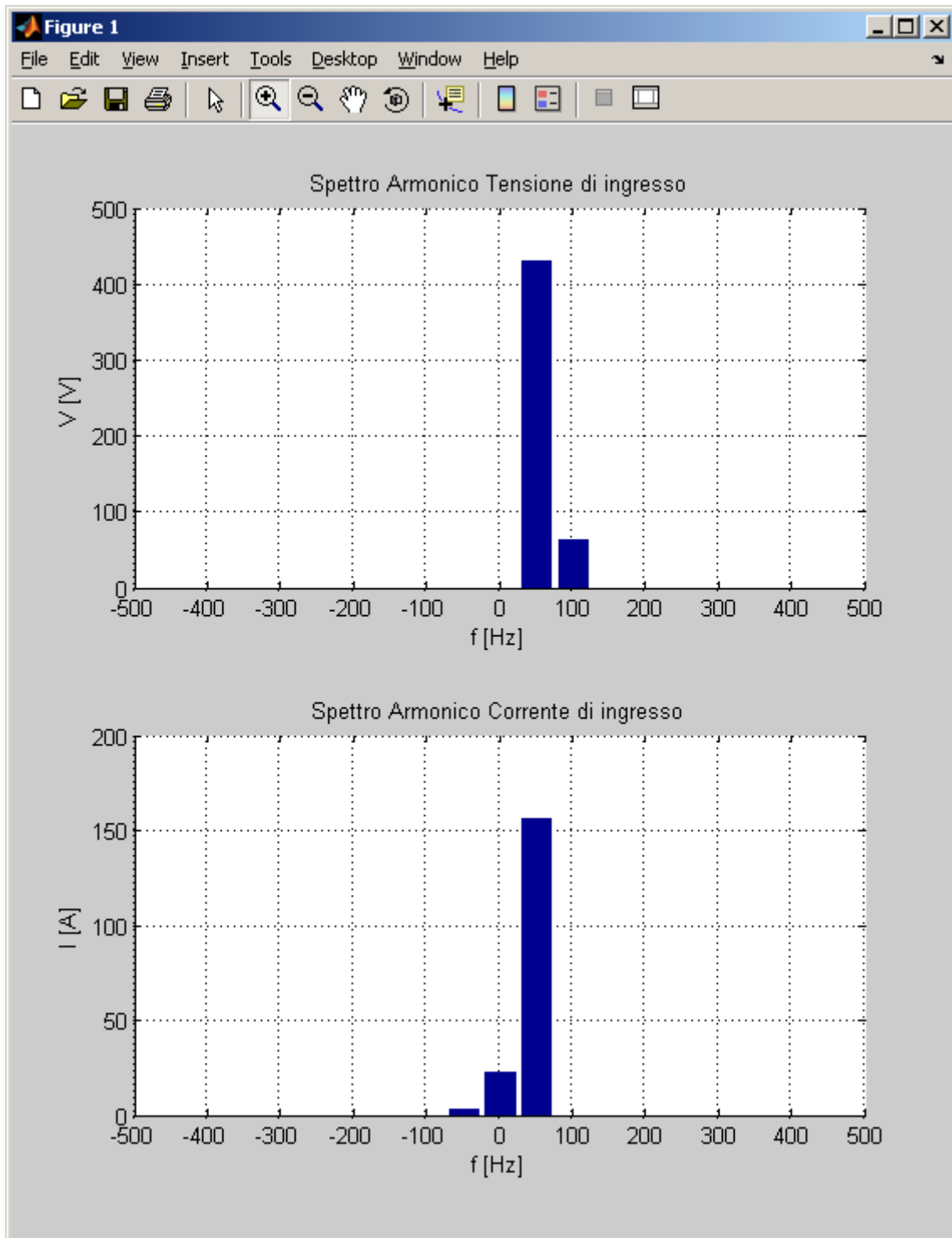


Grafico 5.224 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.2.3 Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica +3

In questo caso è stata aggiunta una armonica di deformazione $k = +3$ nella tensione di fase di ingresso del Matrix Converter di ampiezza pari al 10% della fondamentale, la quale risulta essere di circa 43 V, e quindi si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche aggiuntive:

$$k_1' = -1 (-50 \text{ Hz})$$

$$k_2' = -3 (-150 \text{ Hz})$$

$$k_3' = -5 (-250 \text{ Hz})$$

di ampiezza rispettivamente 15,6 A, 1,6 A e 0,2 A circa.

Nel grafico 5.225 vengono mostrate le tensioni di ingresso del Matrix Converter che come si può vedere appaiono deformate, mentre le rispettive tensioni sul carico riportate nel grafico 5.226 sono comunque sinusoidali e simmetriche.

Nei grafici 5.229 e 5.230 sono mostrate le correnti di ingresso tali e filtrate a livello di segnale e come si può notare da questi grafici non sono sinusoidali.

Nei grafici 5.236 e 5.237 sono riportati gli spettri armonici della tensione di ingresso e della corrente di ingresso del Matrix Converter ed in particolare nel grafico 5.237 e dalla Tab. 5.16 si può notare nella tensione di ingresso l'armonica +3 di circa 43,5 V e che nella corrente di ingresso le armoniche aggiuntive corrispondono a quelle previste. Infatti si hanno le armoniche -1, -3 e -5 di ampiezza rispettivamente 15,7 A, 1,8 A e 0,5 A praticamente uguali a quelle previste dalla teoria.

<i>Indice armonico di V_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [V]</i>	
+1		50		429,7	
+3		150		43,5	
<i>Indice armonico di I_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>
+1	+1	50	50	156,4	154,0
-1	-1	-150	-150	15,7	15,6
-3	-3	-250	-250	1,8	1,6
-5	-5	-350	-350	0,5	0,2

Tabella 5.16 Contenuto armonico dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC

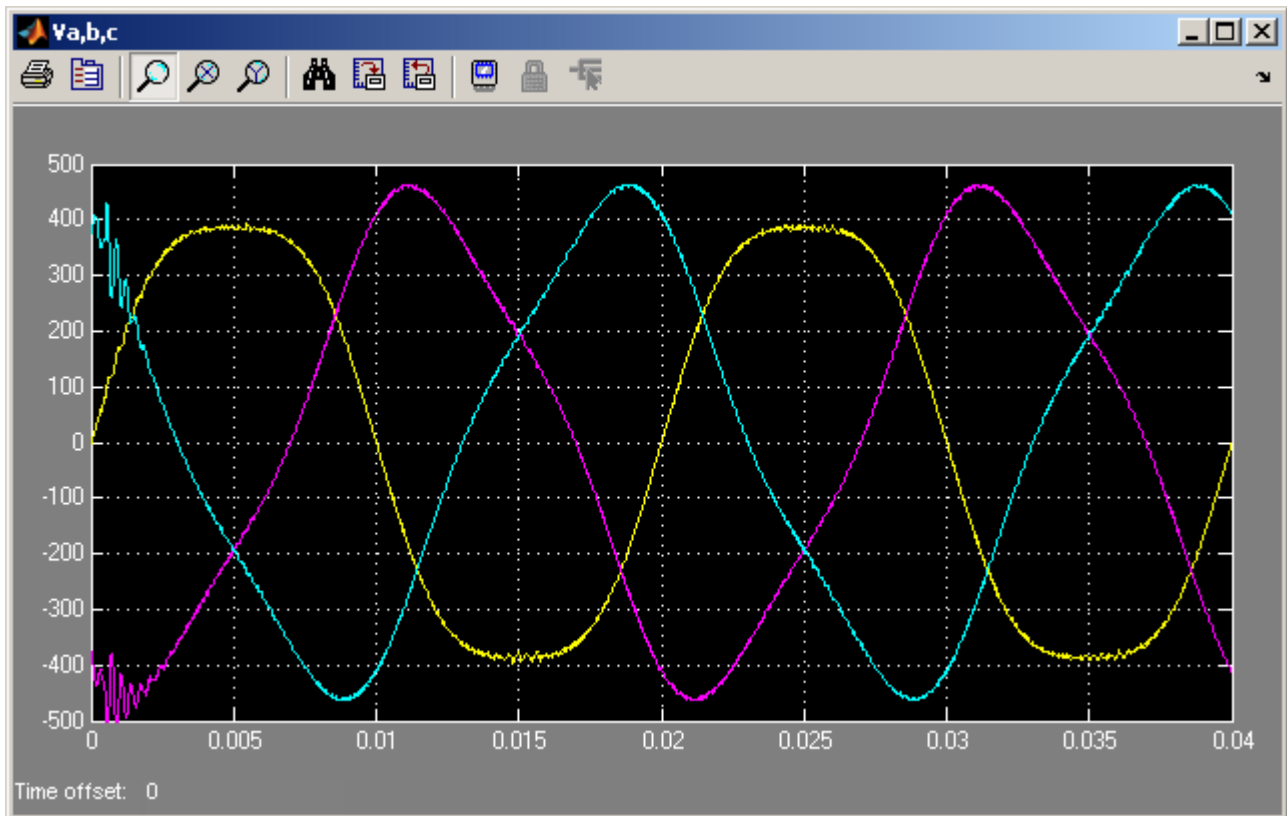


Grafico 5.225 Tensioni di ingresso del MC v_a , v_b , v_c

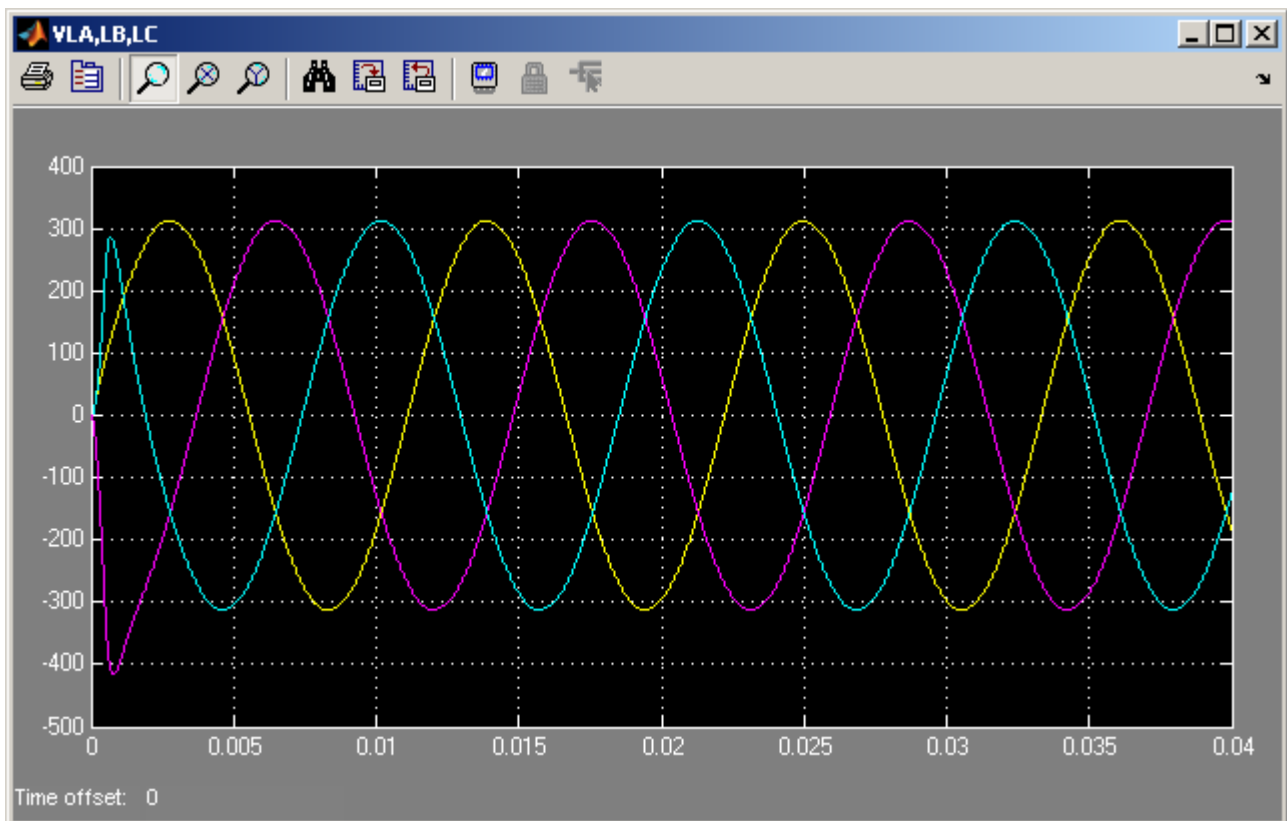


Grafico 5.226 Tensioni sul carico v_{LA} , v_{LB} , v_{LC}

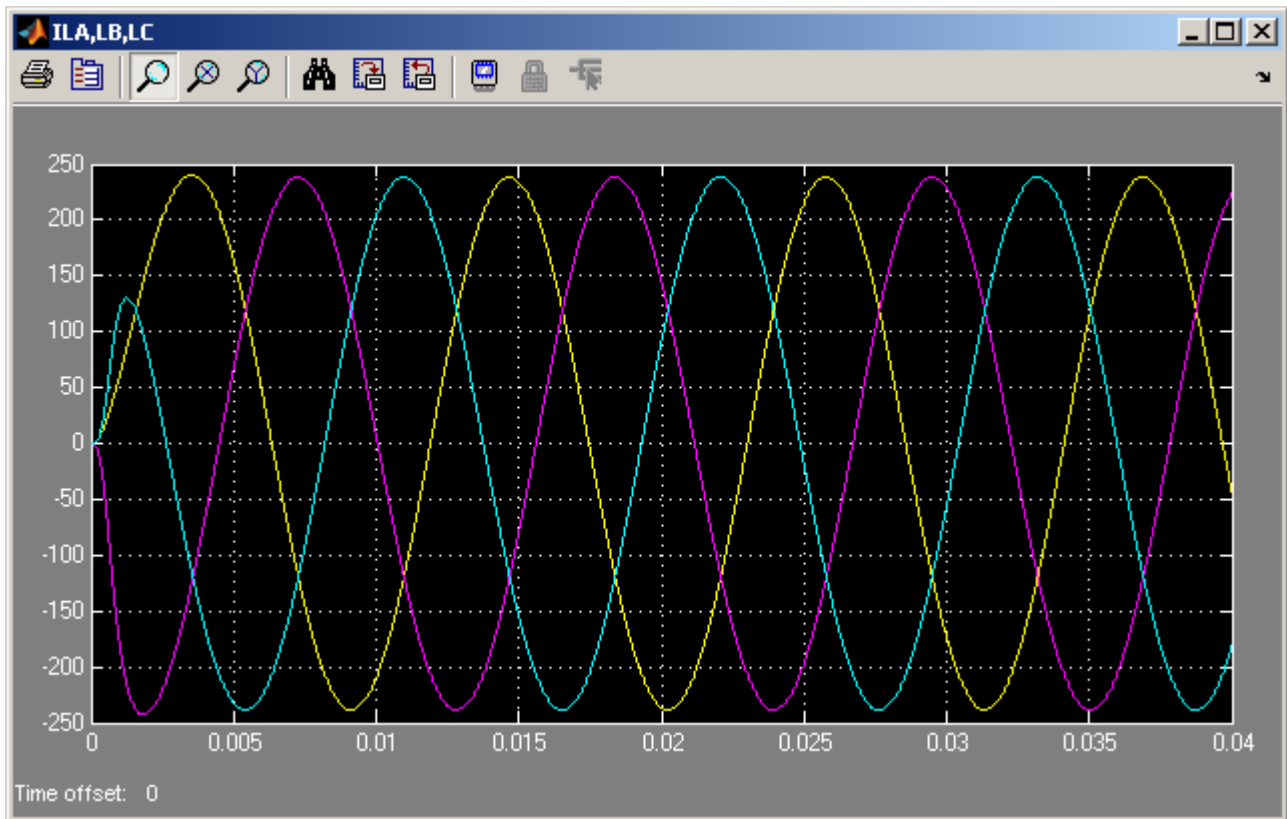


Grafico 5.227 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

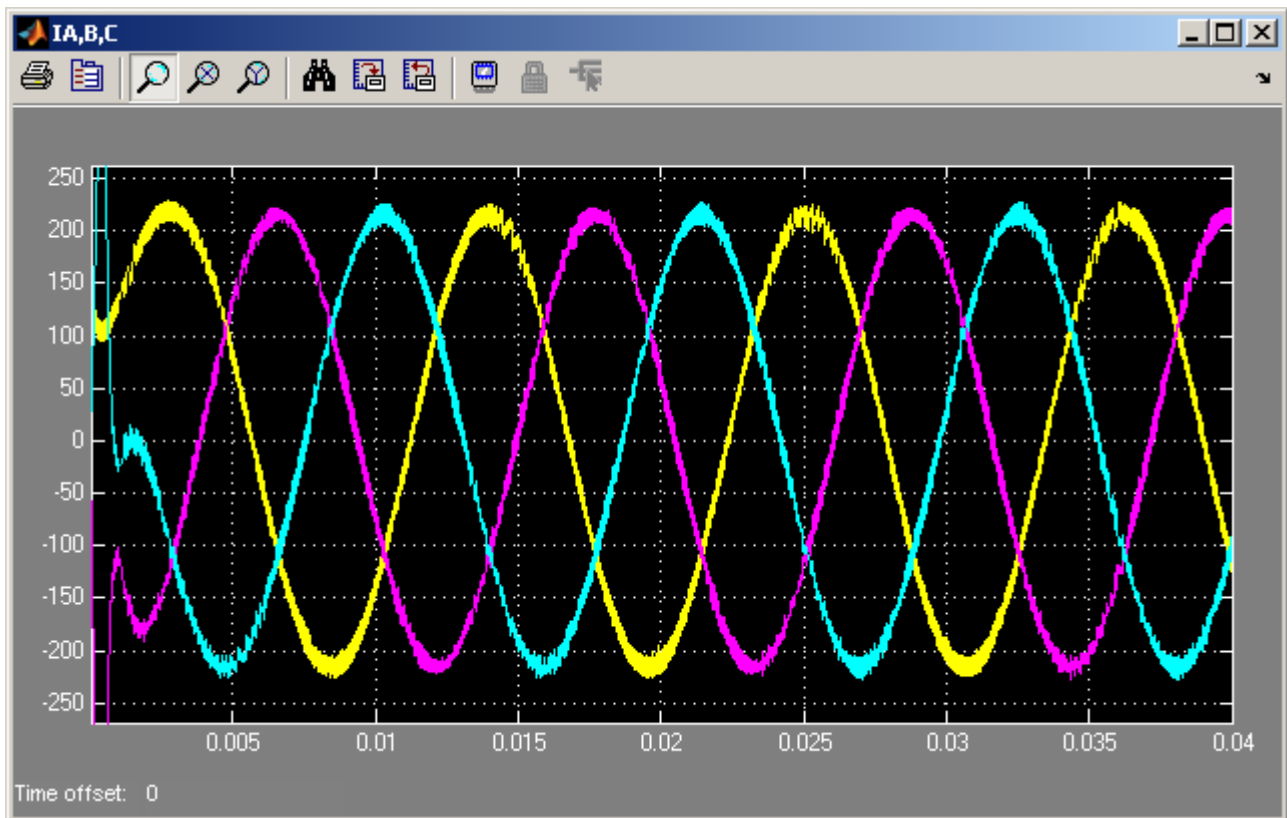


Grafico 5.228 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

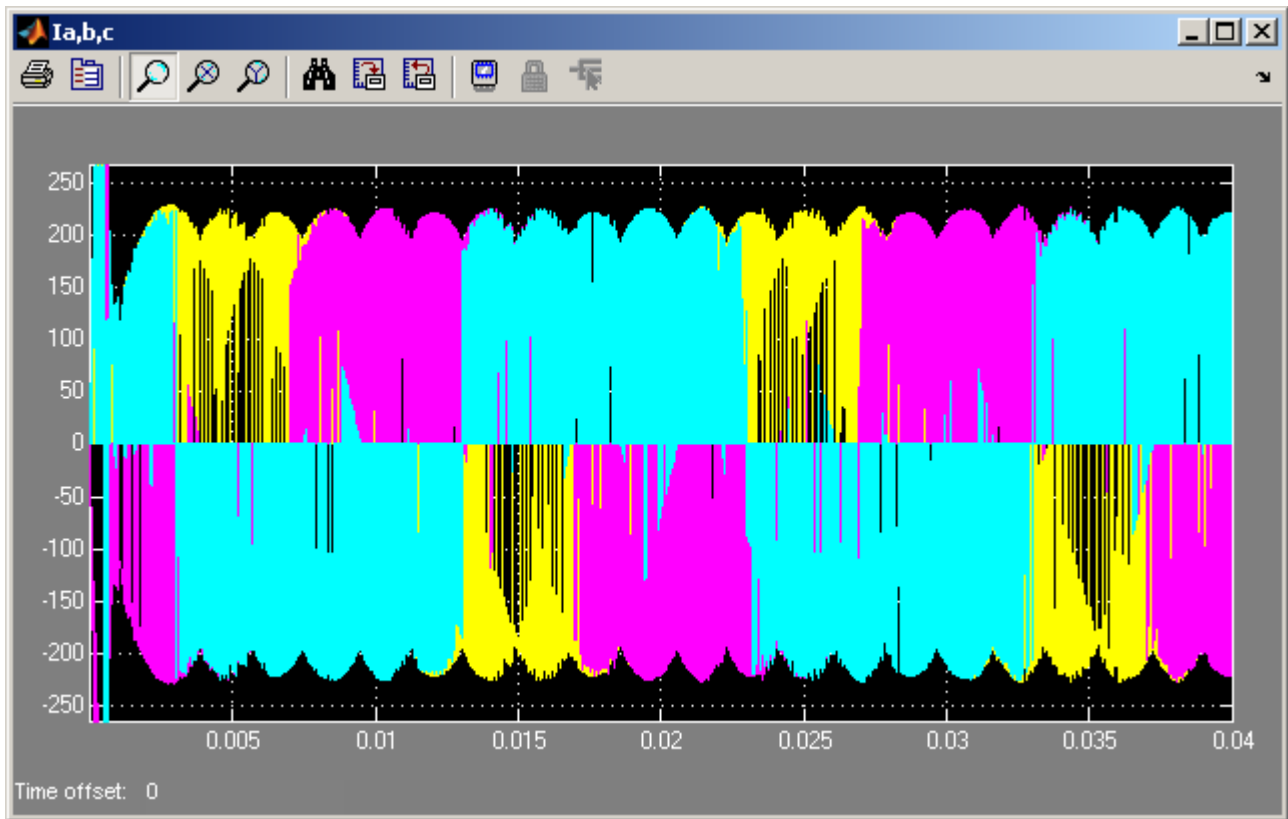


Grafico 5.229 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

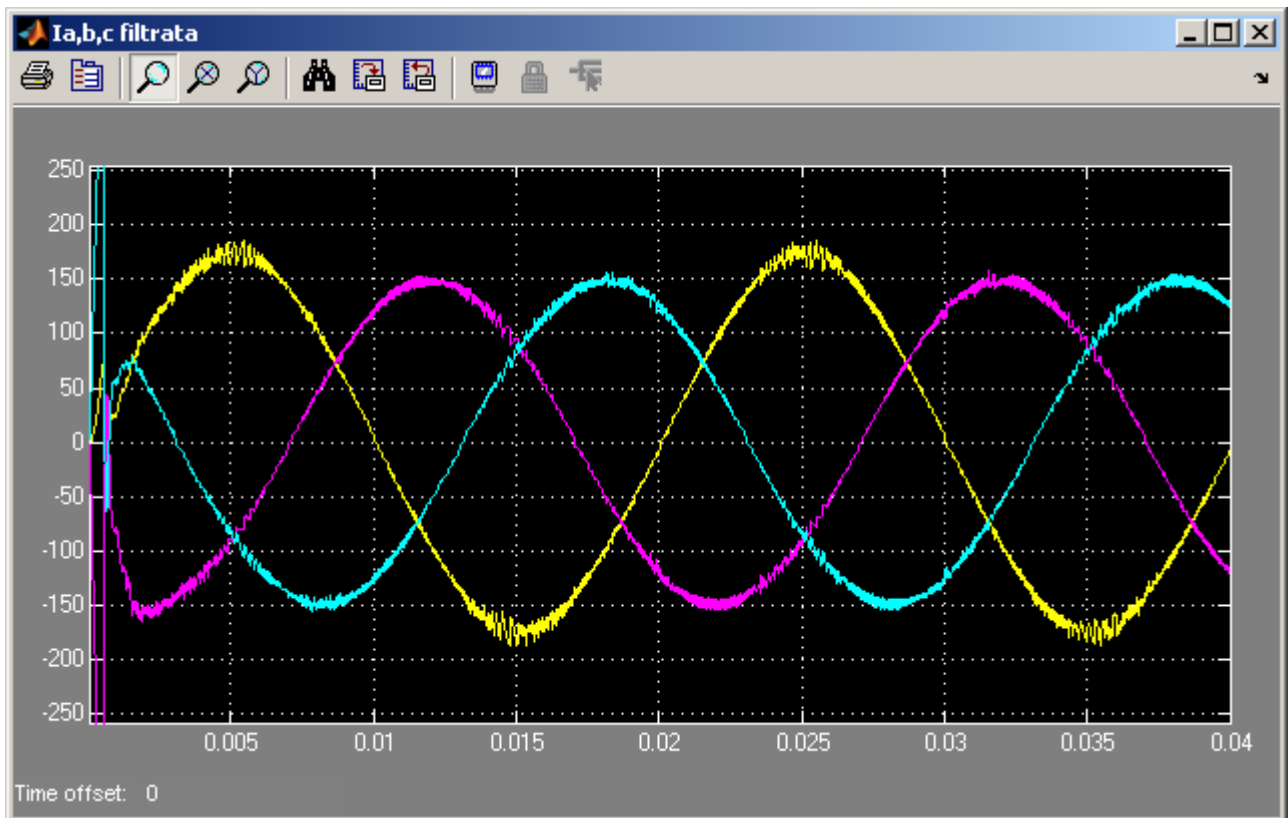


Grafico 5.230 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

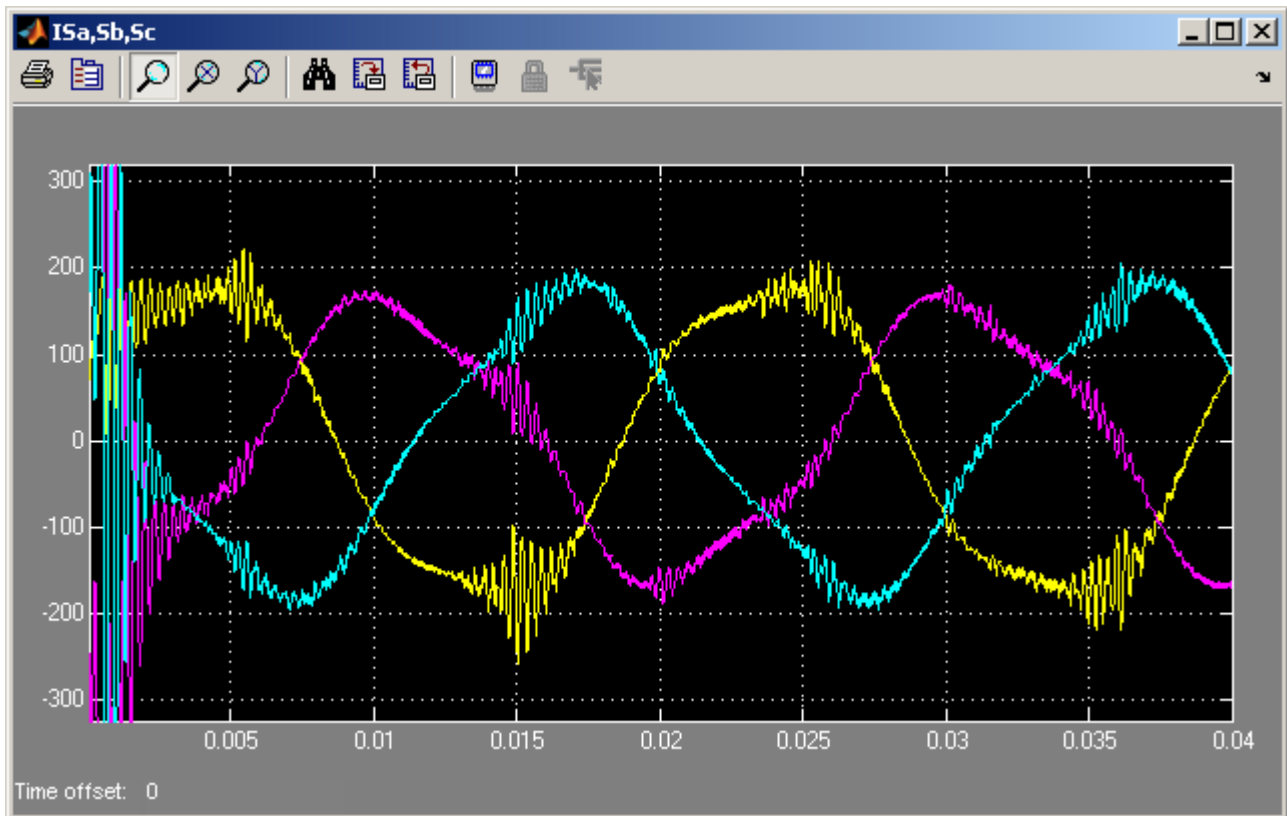


Grafico 5.231 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

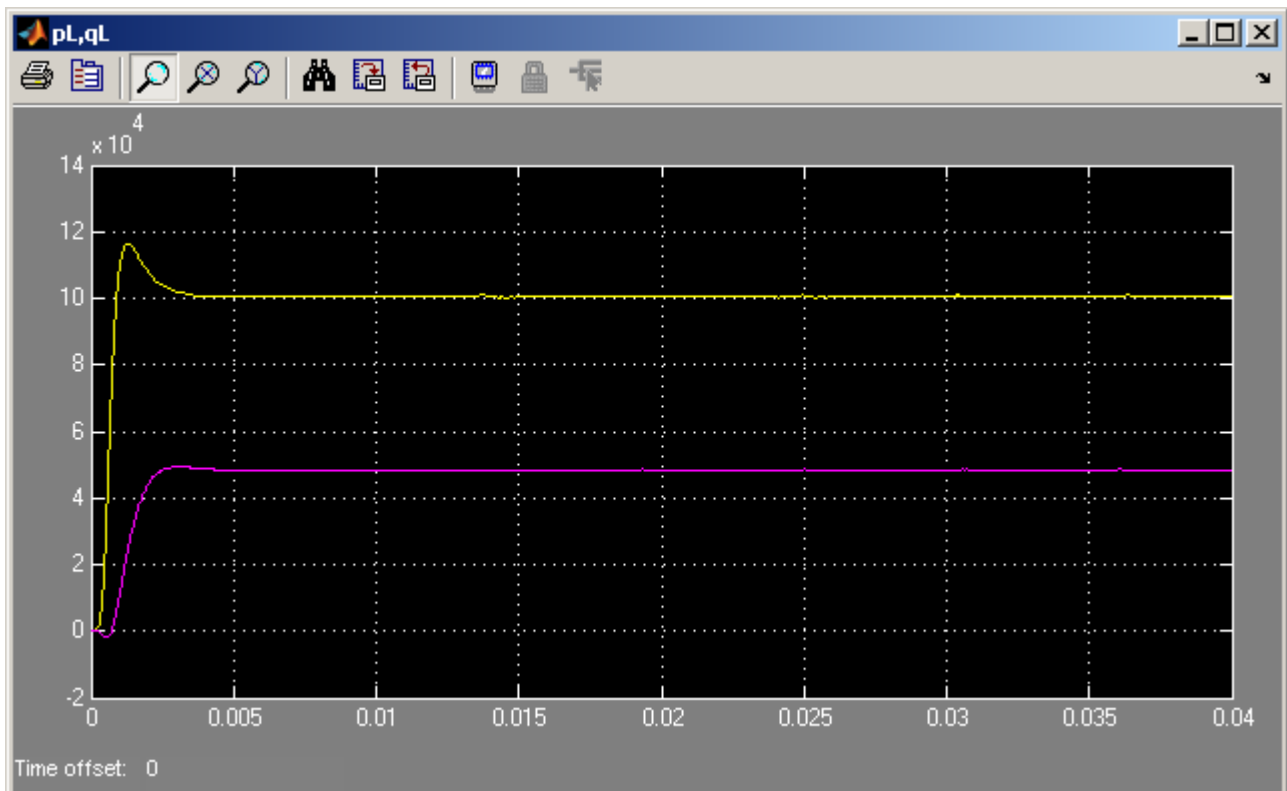


Grafico 5.232 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

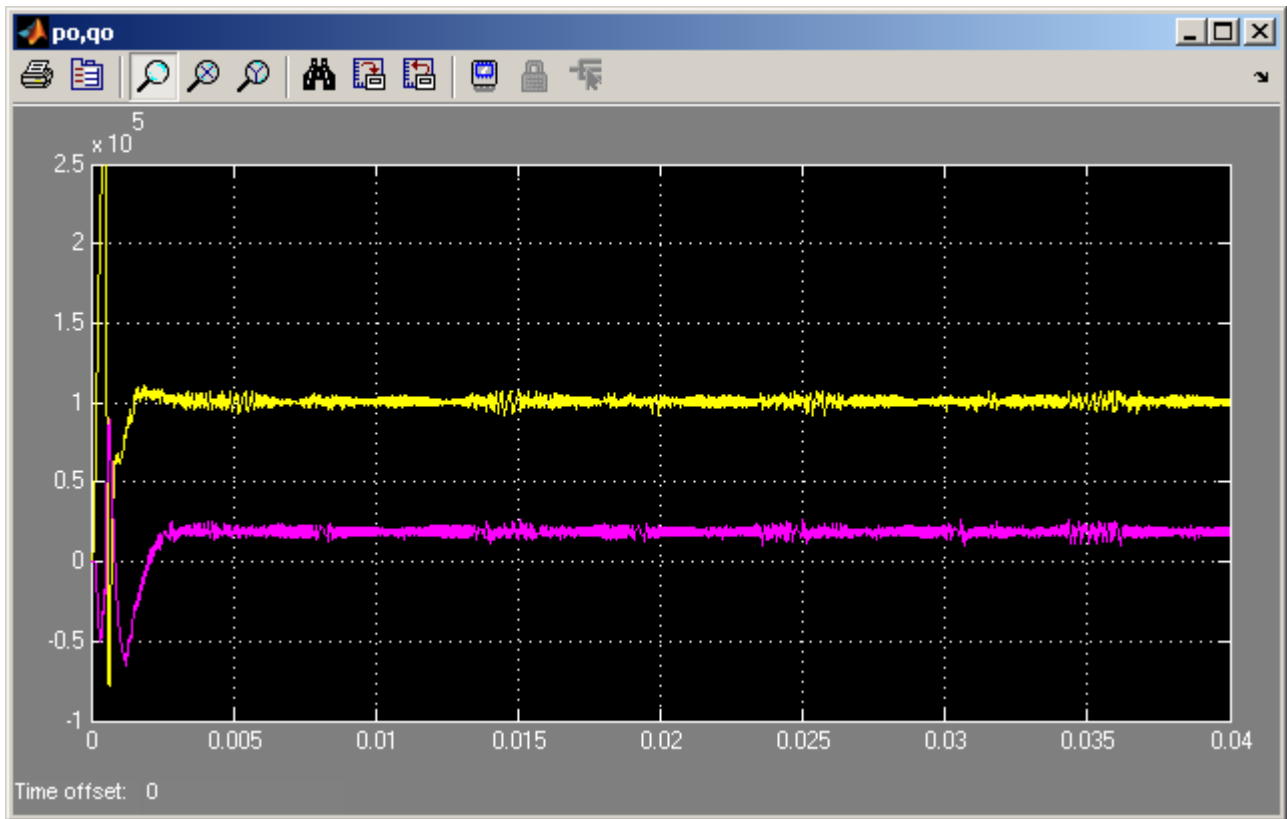


Grafico 5.233 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

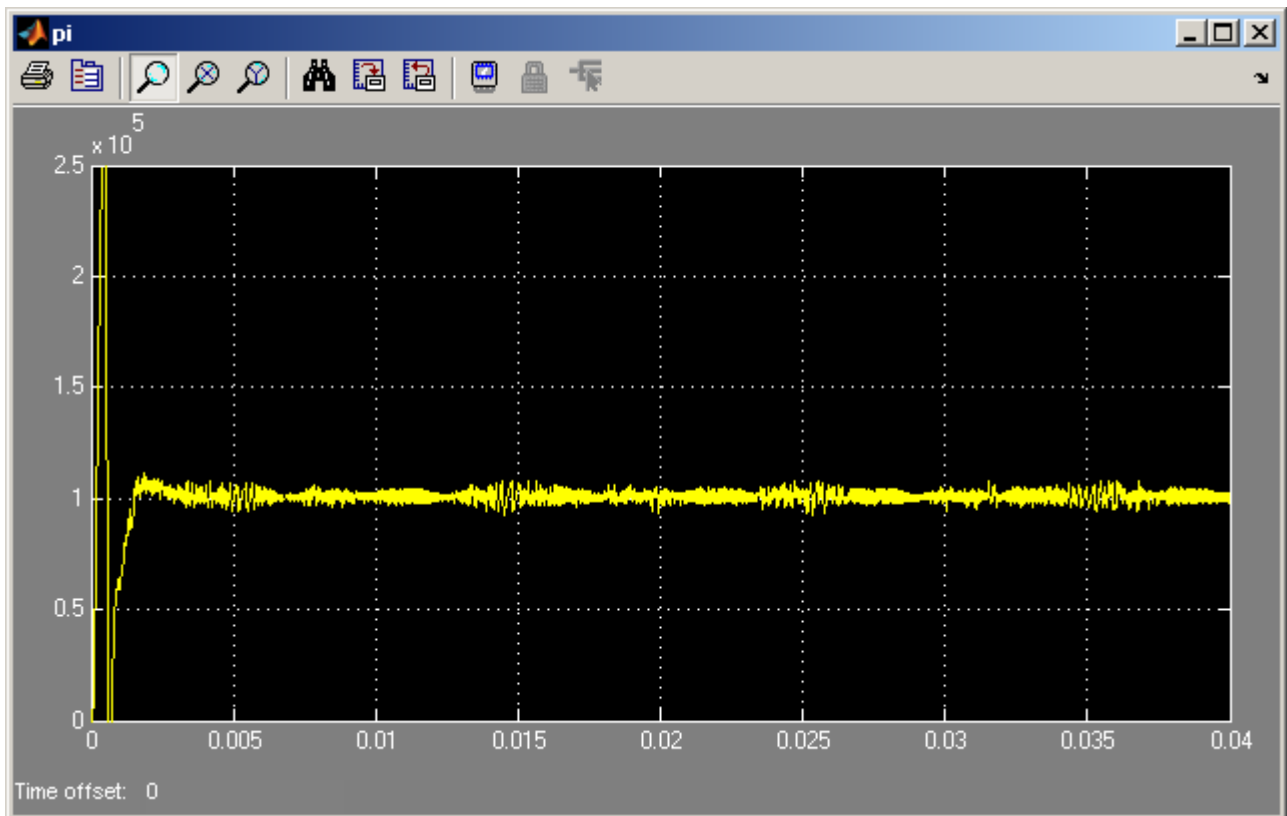


Grafico 5.234 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

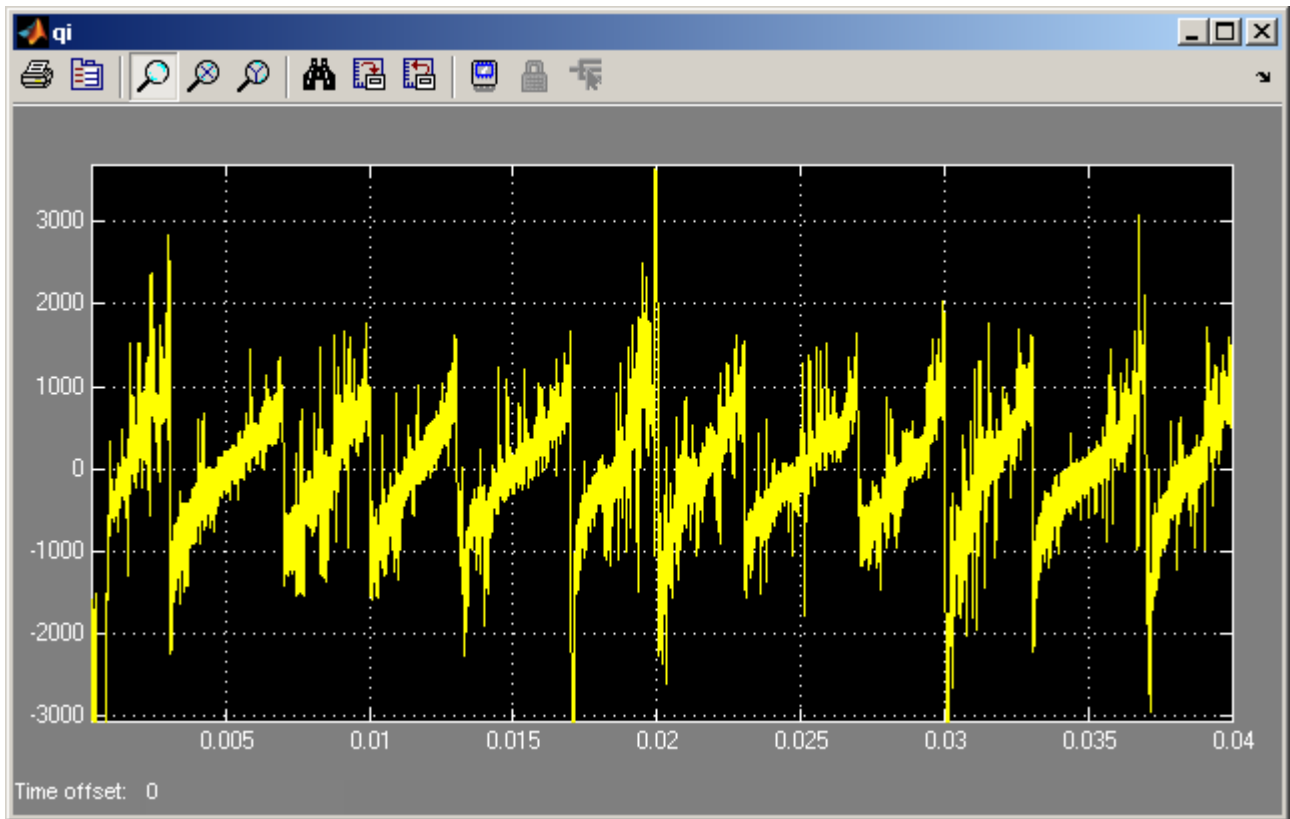


Grafico 5.235 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

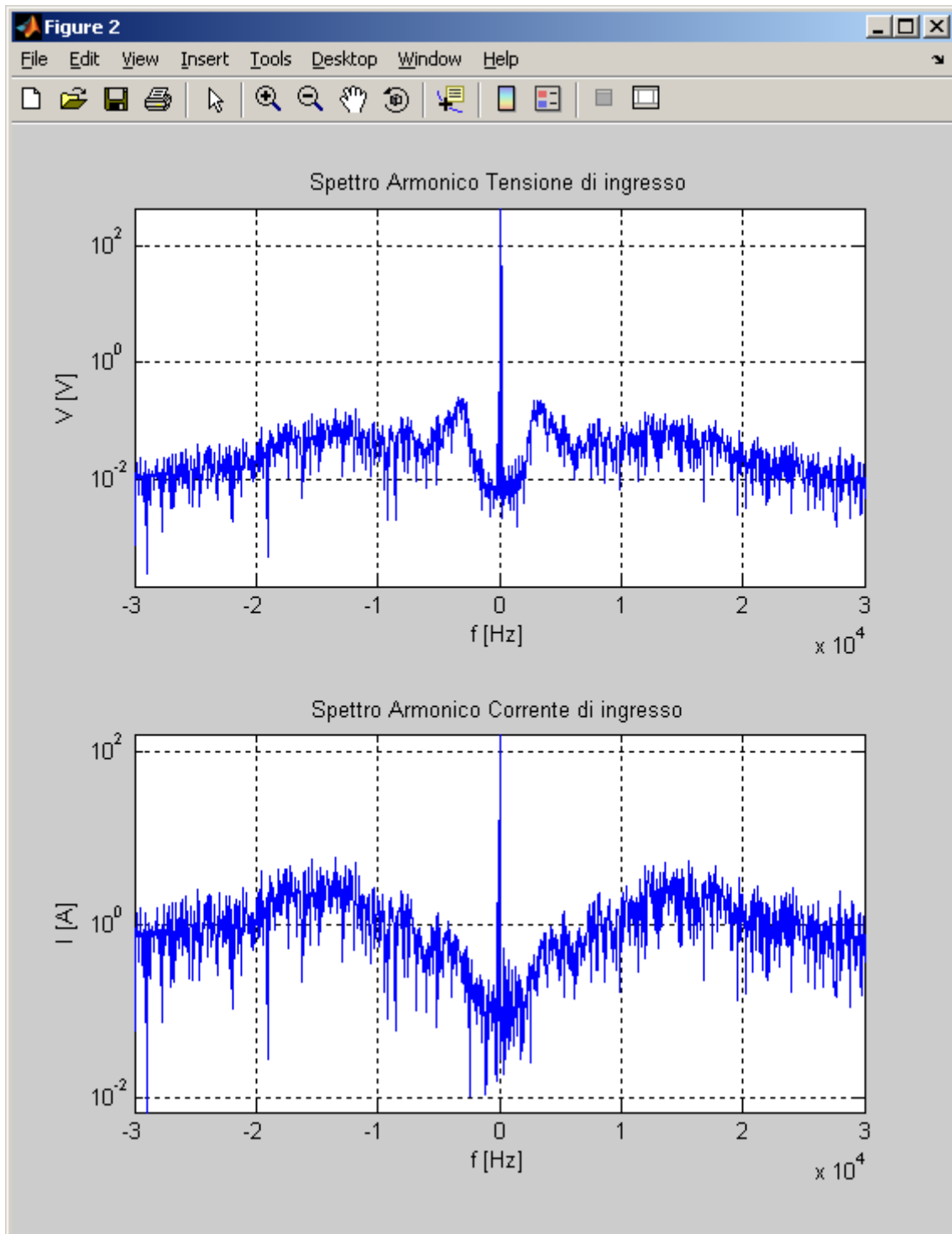


Grafico 5.236 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

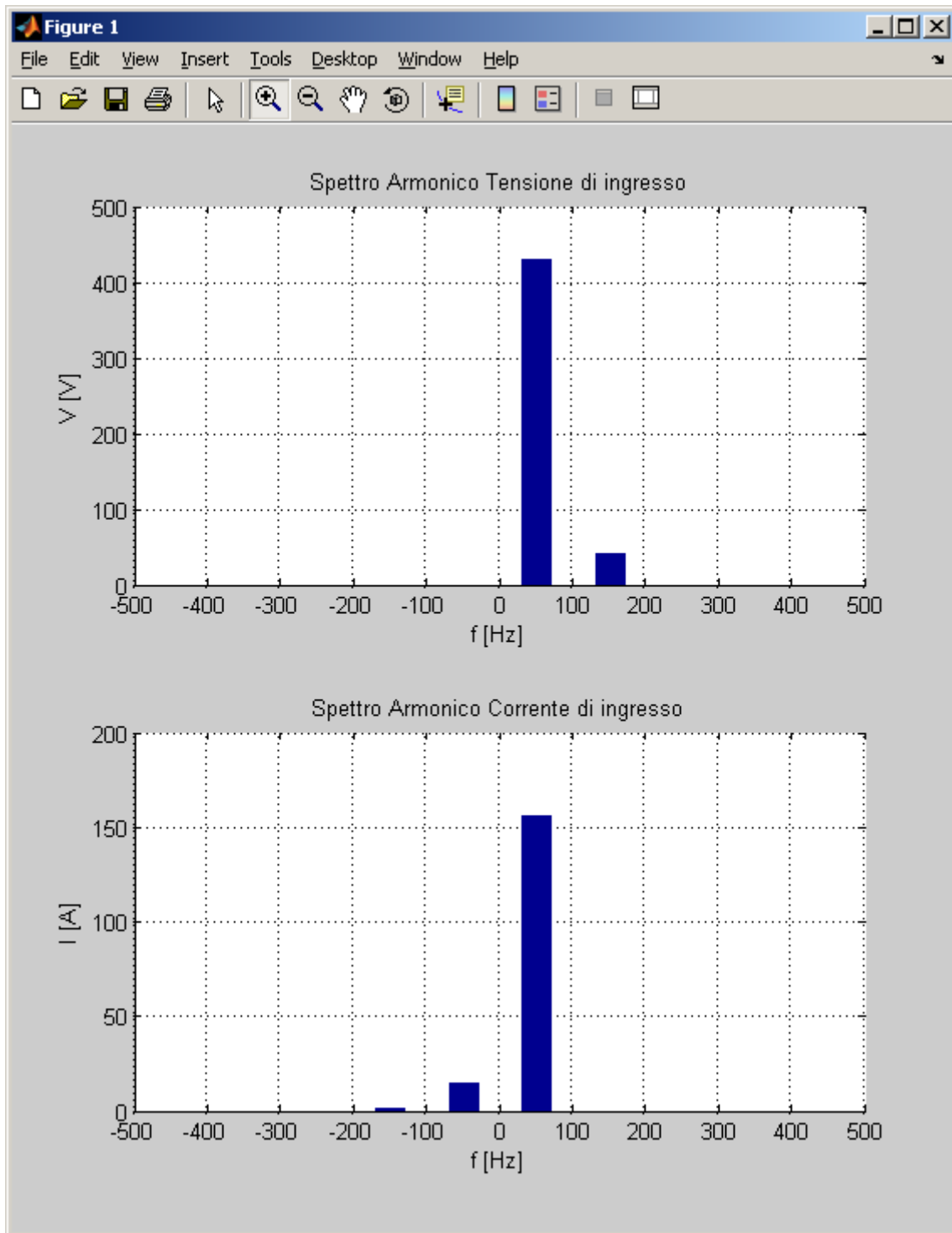


Grafico 5.237 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.2.4 Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica -3

In questo caso è stata aggiunta una armonica di deformazione $k = -3$ nella tensione di fase di ingresso del Matrix Converter di ampiezza pari al 15% della fondamentale, la quale risulta essere di circa 65 V, e quindi si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche aggiuntive:

$$k_1' = +5 \text{ (250 Hz)}$$

$$k_2' = +9 \text{ (450 Hz)}$$

$$k_3' = +13 \text{ (650 Hz)}$$

di ampiezza rispettivamente 23,5 A, 3,5 A e 0,5 A circa.

Nel grafico 5.238 vengono mostrate le tensioni di ingresso del Matrix Converter che come si può vedere appaiono deformate, mentre le rispettive tensioni sul carico riportate nel grafico 5.239 sono comunque sinusoidali e simmetriche.

Nei grafici 5.242 e 5.243 sono mostrate le correnti di ingresso tali e filtrate a livello di segnale e come si può notare da questi grafici non sono sinusoidali.

Nei grafici 5.249 e 5.250 sono riportati gli spettri armonici della tensione di ingresso e della corrente di ingresso del Matrix Converter ed in particolare nel grafico 5.250 e dalla Tab. 5.17 si può notare nella tensione di ingresso l'armonica -3 di circa 65 V e che nella corrente di ingresso le armoniche aggiuntive corrispondono a quelle previste. Infatti si hanno le armoniche +5, +9 e +13 di ampiezza rispettivamente 23,9 A, 3,6 A e 0,6 A praticamente uguali a quelle previste dalla teoria.

<i>Indice armonico di V_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [V]</i>	
+1		50		429,7	
-3		-150		65,0	
<i>Indice armonico di I_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>
+1	+1	50	50	156,4	154,0
+5	+5	250	250	23,9	23,5
+9	+9	450	450	3,6	3,5
+13	+13	650	650	0,6	0,5

Tabella 5.17 Contenuto armonico dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC

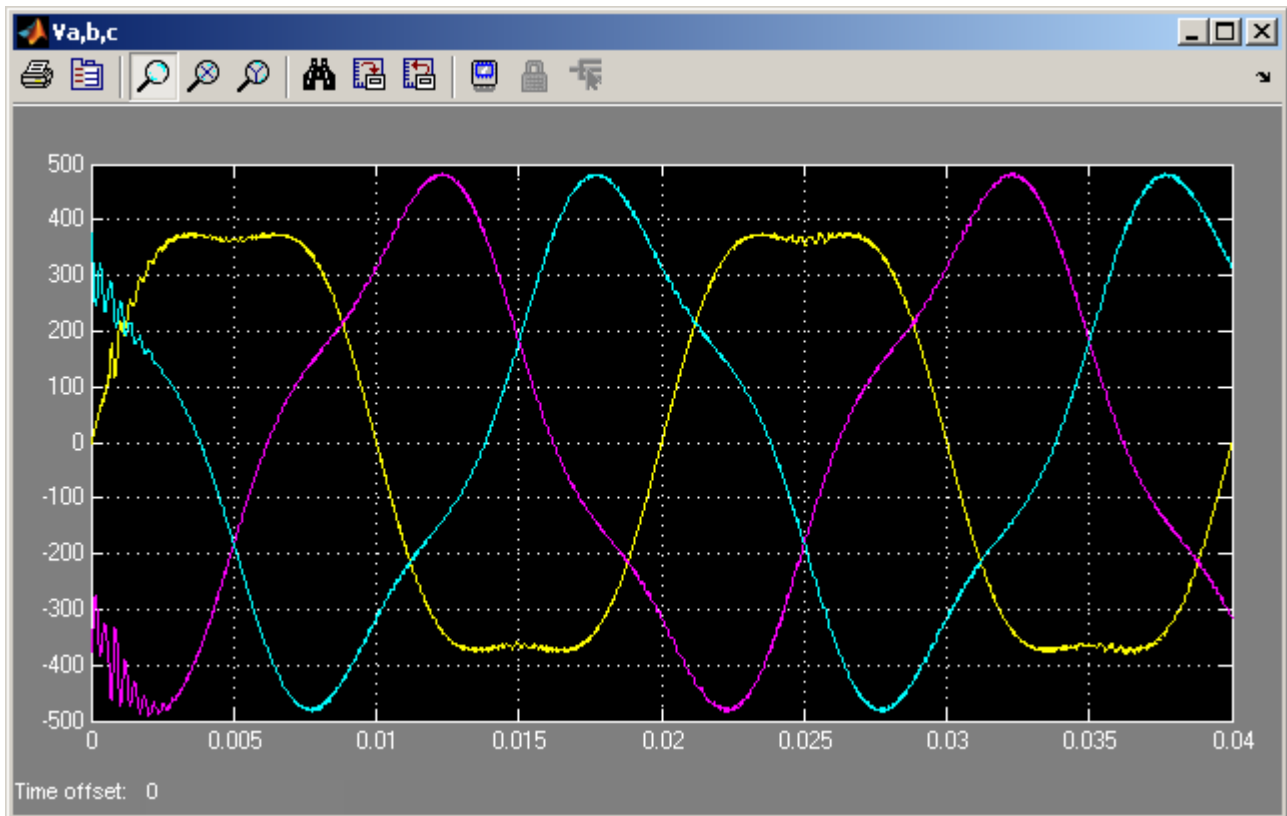


Grafico 5.238 Tensioni di ingresso del MC v_a , v_b , v_c

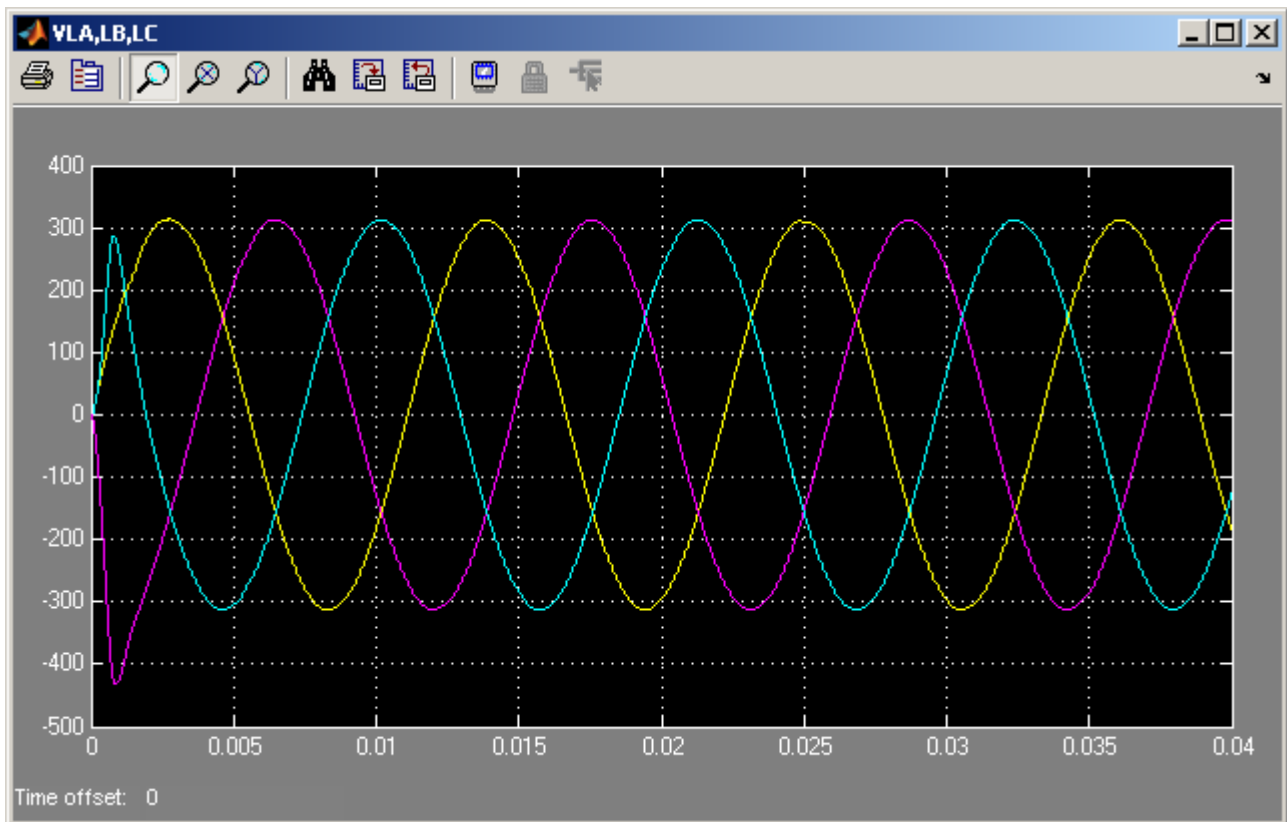


Grafico 5.239 Tensioni sul carico v_{La} , v_{Lb} , v_{Lc}

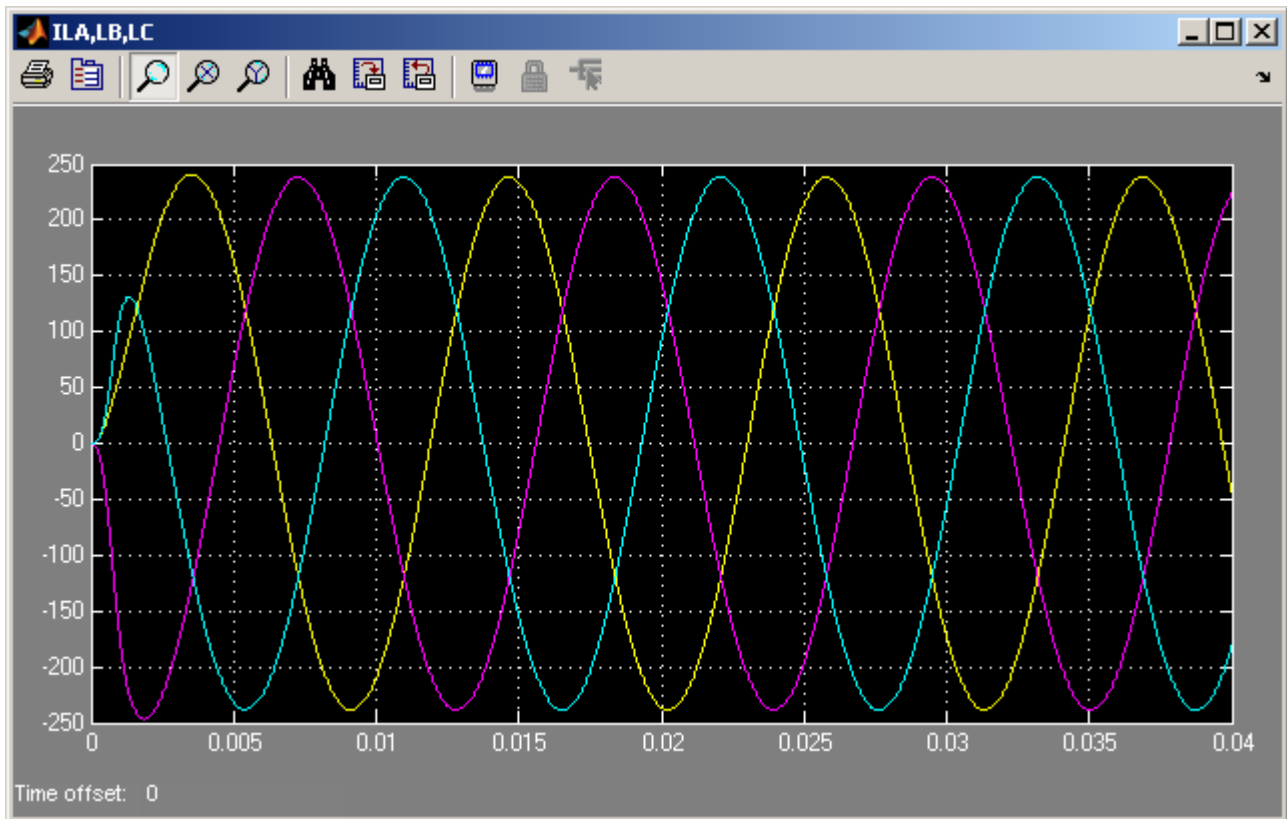


Grafico 5.240 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

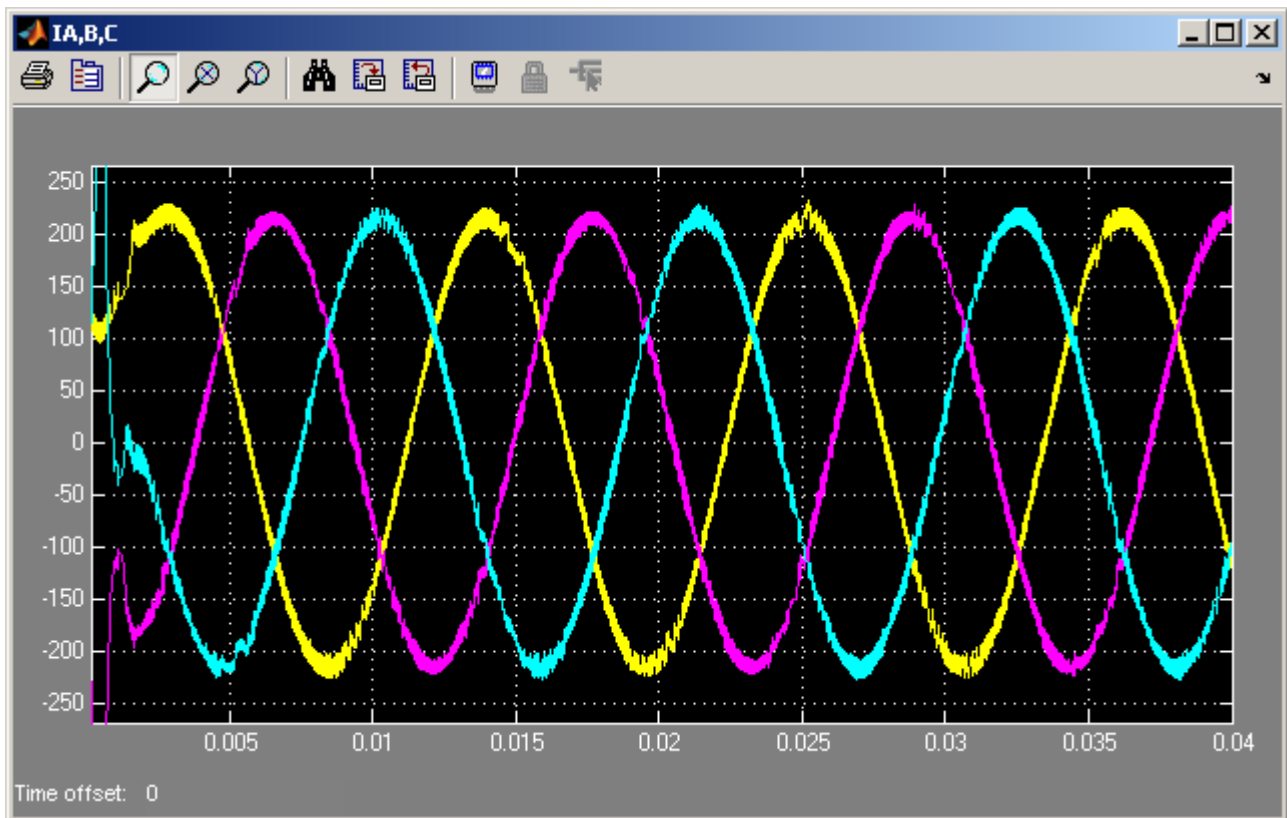


Grafico 5.241 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

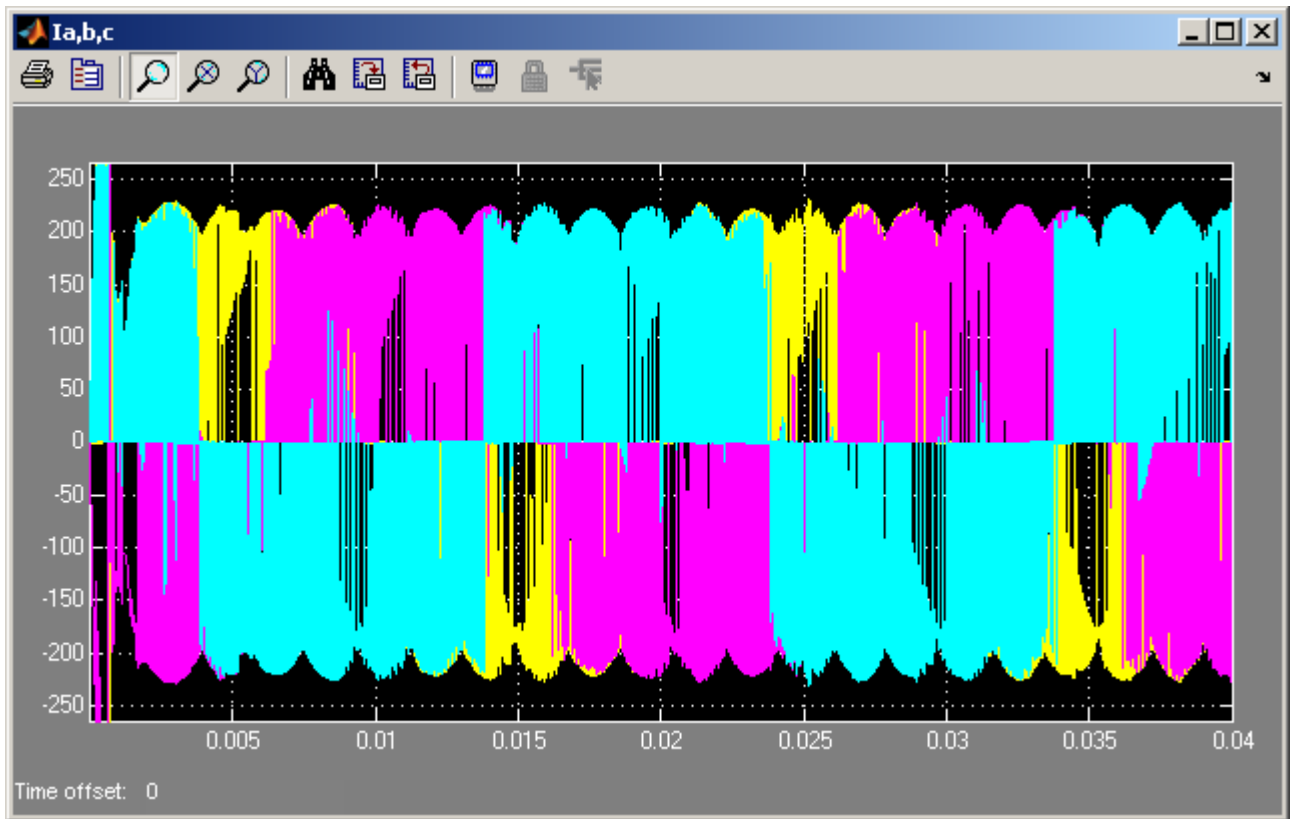


Grafico 5.242 Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c

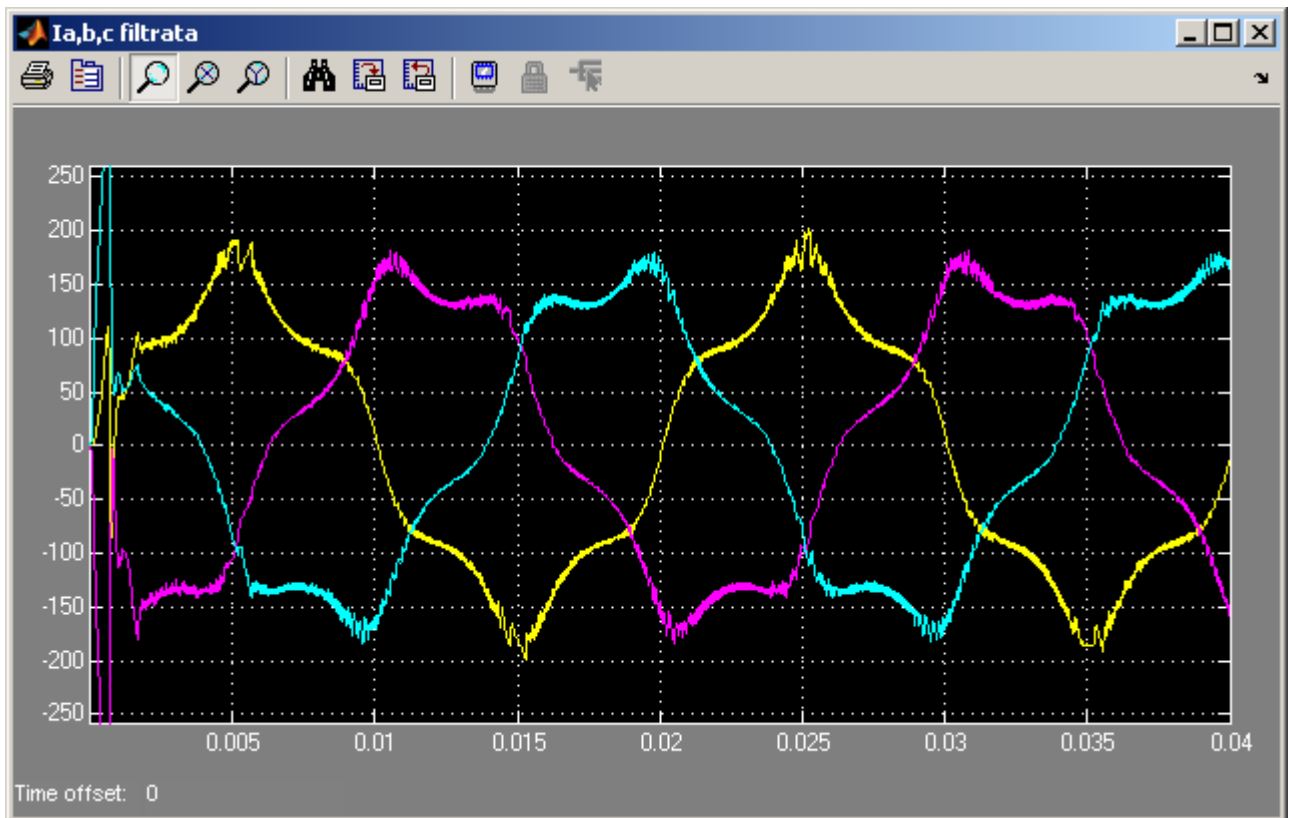


Grafico 5.243 Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

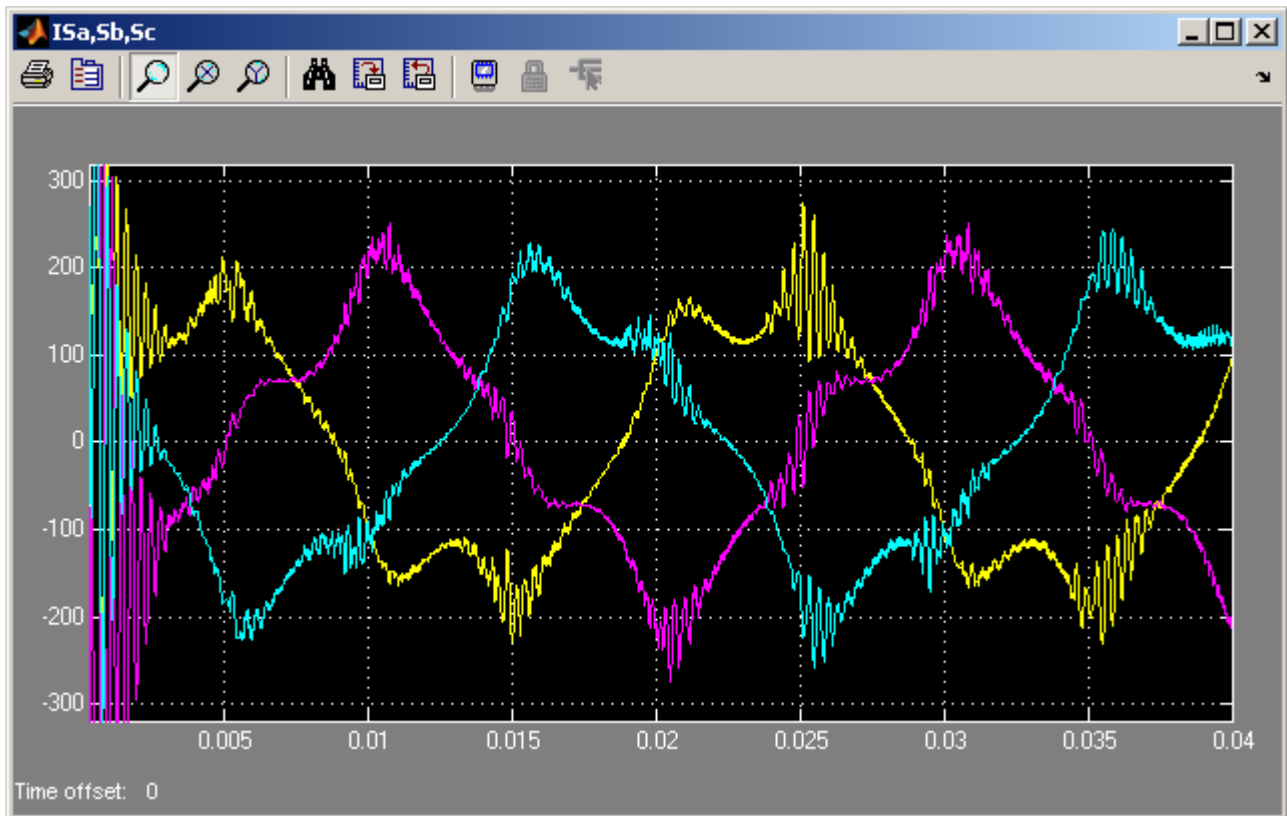


Grafico 5.244 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

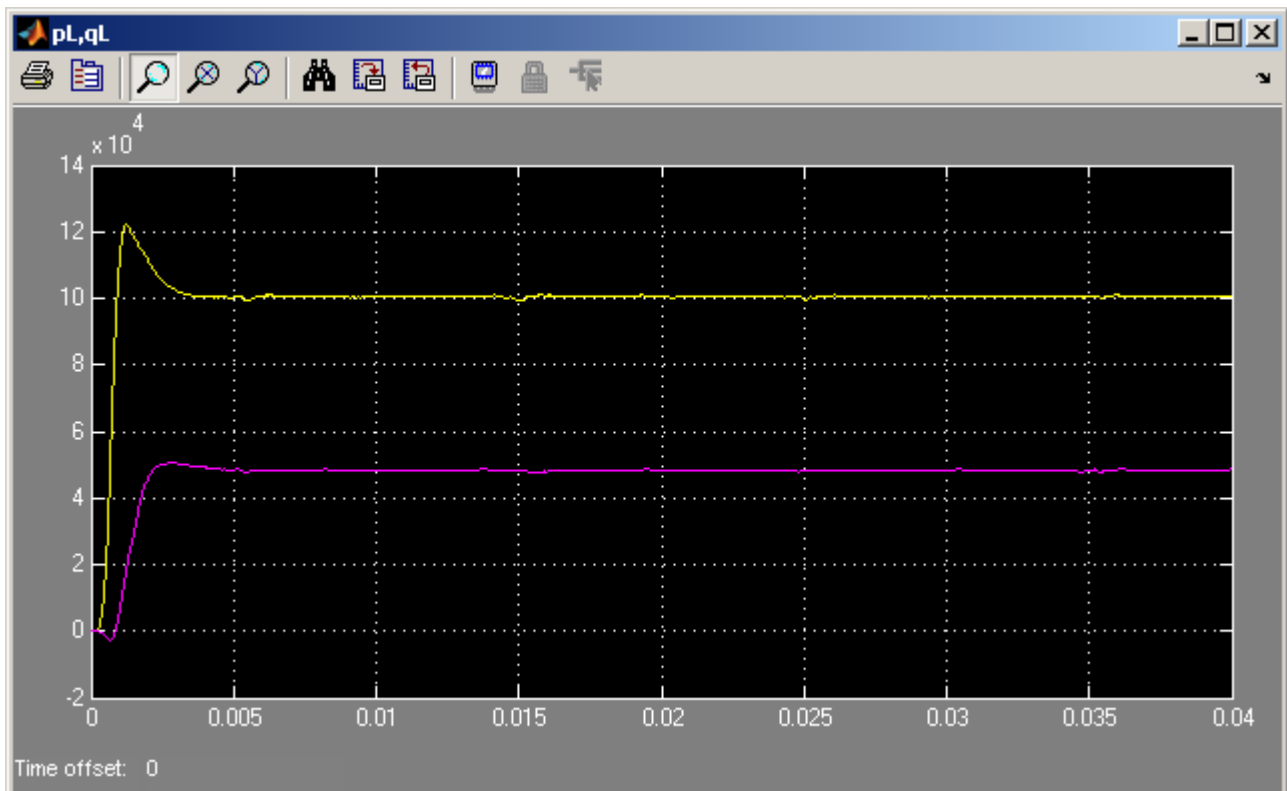


Grafico 5.245 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

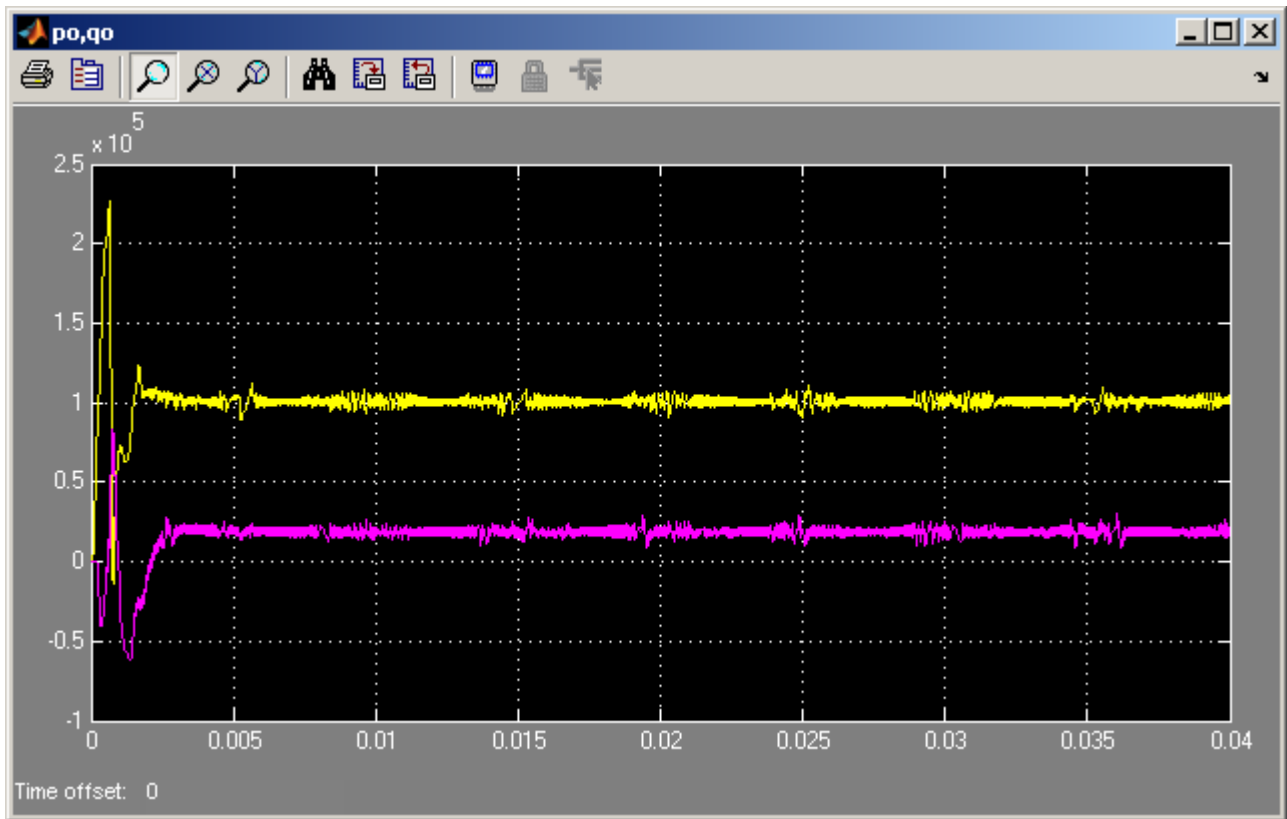


Grafico 5.246 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

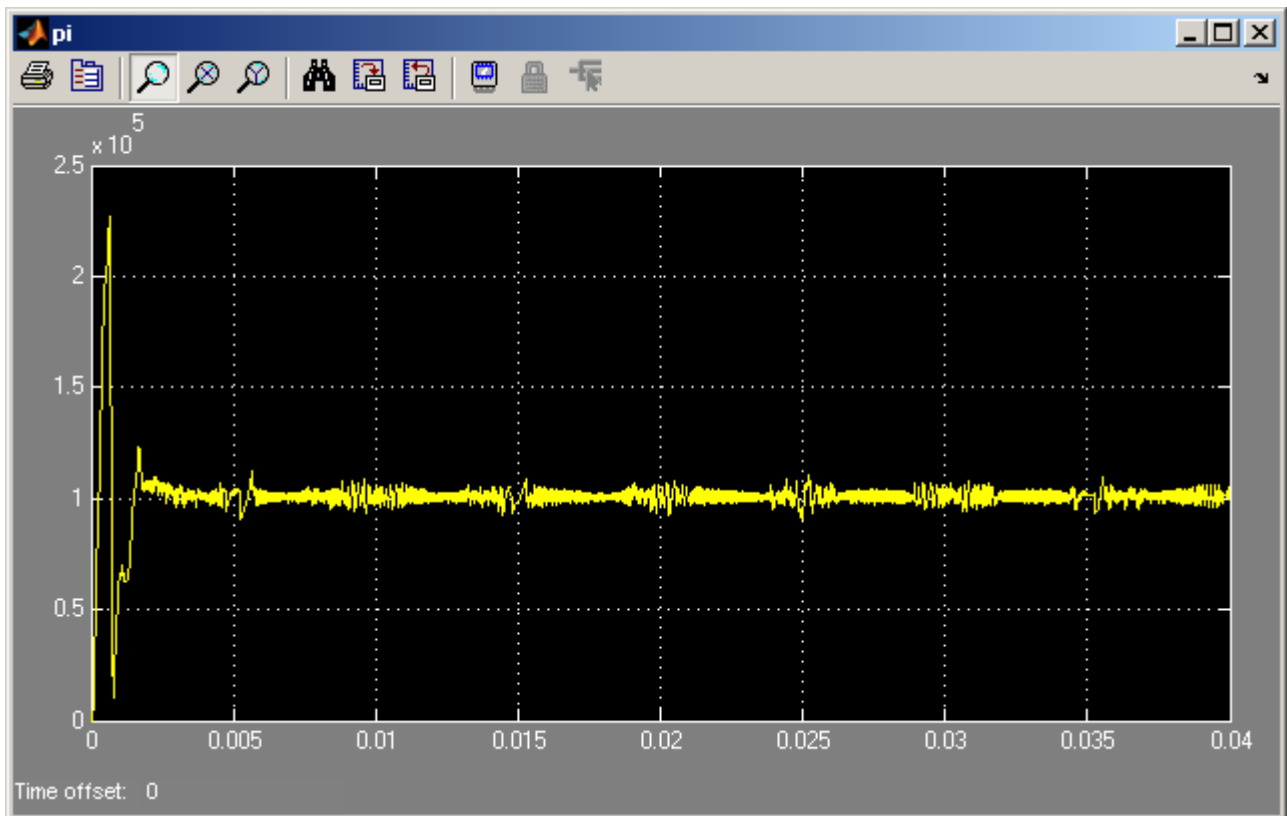


Grafico 5.247 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

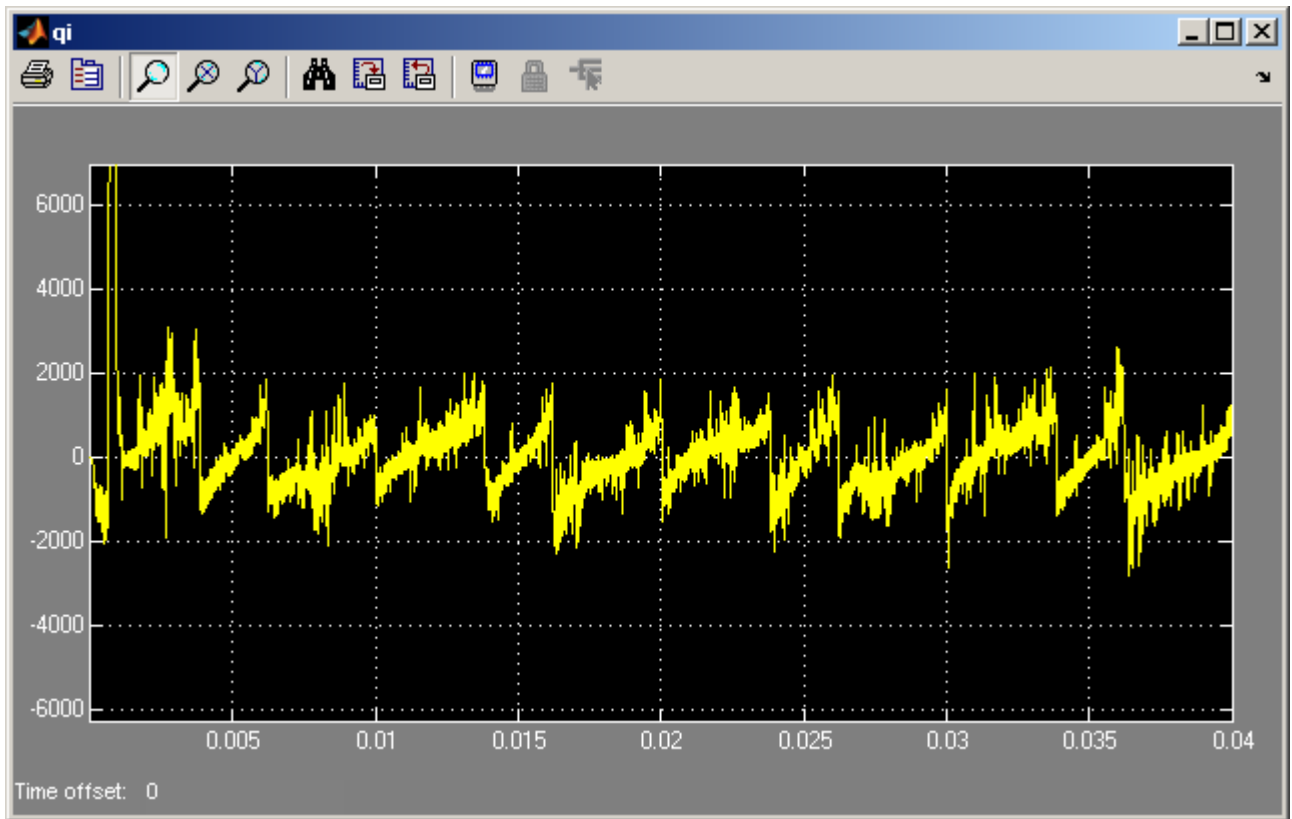


Grafico 5.248 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

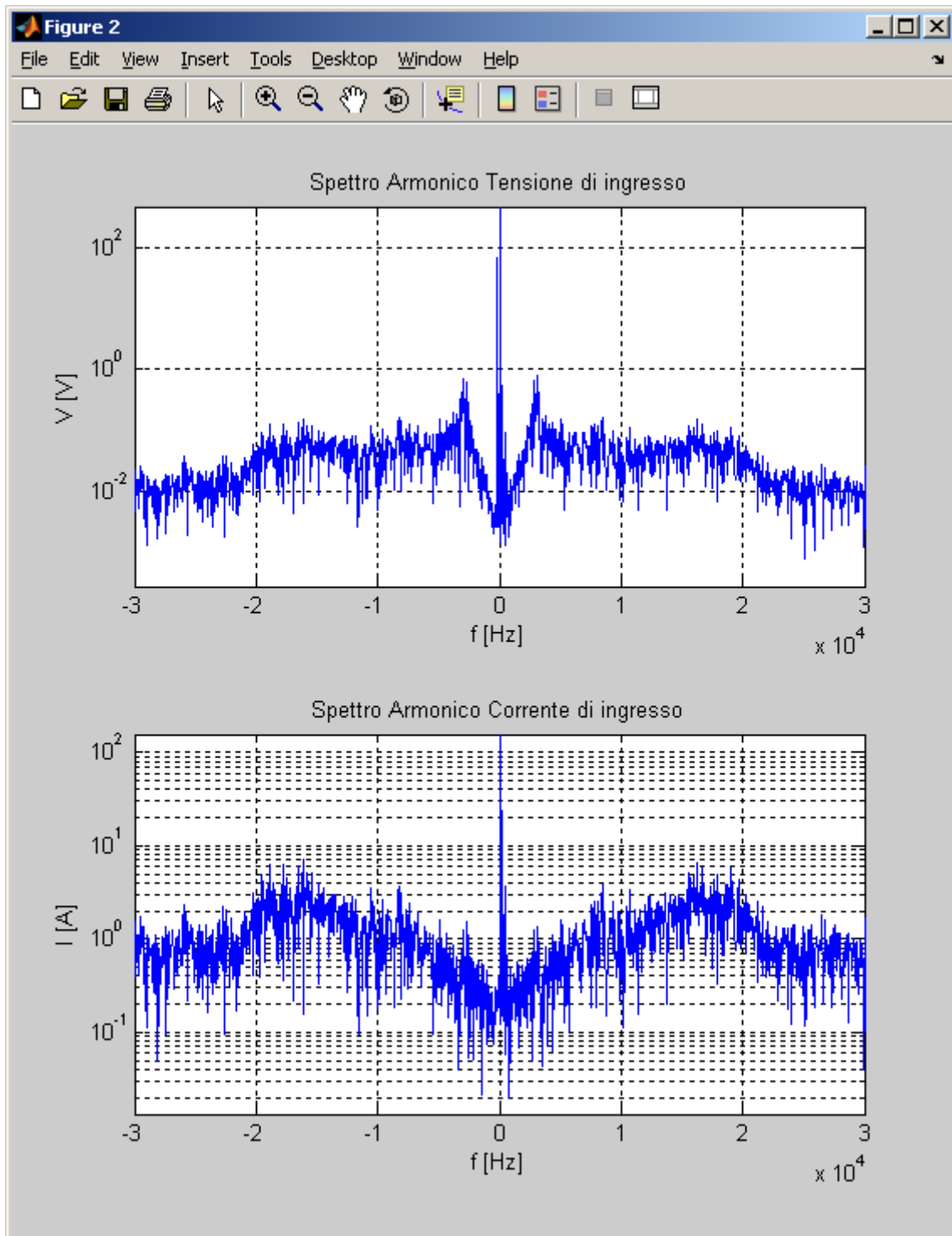


Grafico 5.249 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

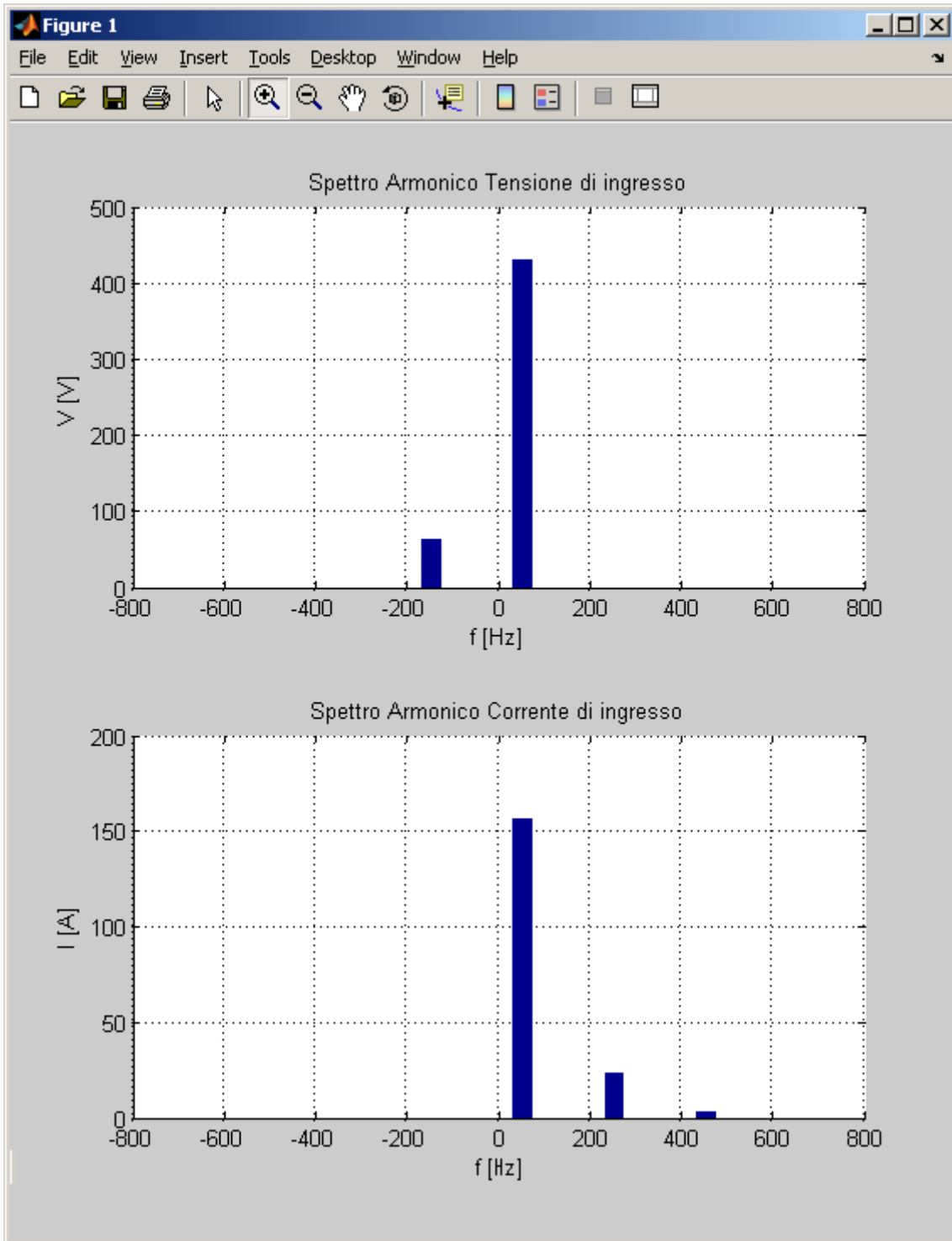


Grafico 5.250 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.2.5 Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica -5

In questo caso è stata aggiunta una armonica di deformazione $k = -5$ nella tensione di fase di ingresso del Matrix Converter di ampiezza pari al 15% della fondamentale, la quale risulta essere di circa 65 V, e quindi si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche aggiuntive:

$$k_1' = +7 (350 \text{ Hz})$$

$$k_2' = +13 (650 \text{ Hz})$$

$$k_3' = +19 (950 \text{ Hz})$$

di ampiezza rispettivamente 23,5 A, 3,5 A e 0,5 A circa.

Nel grafico 5.251 vengono mostrate le tensioni di ingresso del Matrix Converter che come si può vedere appaiono deformate, mentre le rispettive tensioni sul carico riportate nel grafico 5.252 sono comunque sinusoidali e simmetriche.

Nei grafici 5.255 e 5.256 sono mostrate le correnti di ingresso tali e filtrate a livello di segnale e come si può notare da questi grafici non sono sinusoidali.

Nei grafici 5.262 e 5.263 sono riportati gli spettri armonici della tensione di ingresso e della corrente di ingresso del Matrix Converter ed in particolare nel grafico 5.263 e dalla Tab. 5.18 si può notare nella tensione di ingresso l'armonica -5 di circa 65 V e che nella corrente di ingresso le armoniche aggiuntive corrispondono a quelle previste. Infatti si hanno le armoniche +7, +13 e +19 di ampiezza rispettivamente 24,1 A, 3,9 A e 0,9 A che sono leggermente più alte rispetto ai casi precedenti pur rimanendo poco diverse da quelle prospettate, poiché l'armonica in gioco essendo 250 Hz è di valore relativamente alto rispetto alle armoniche precedenti e il sistema compensa un po' meno la potenza immaginaria in ingresso.

<i>Indice armonico di V_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [V]</i>	
+1		50		429,7	
-5		-250		65,4	
<i>Indice armonico di I_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>
+1	+1	50	50	156,4	154,0
+7	+7	350	350	24,1	23,5
+13	+13	650	650	3,9	3,5
+19	+19	950	950	0,9	0,5

Tabella 5.18 Contenuto armonico dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC

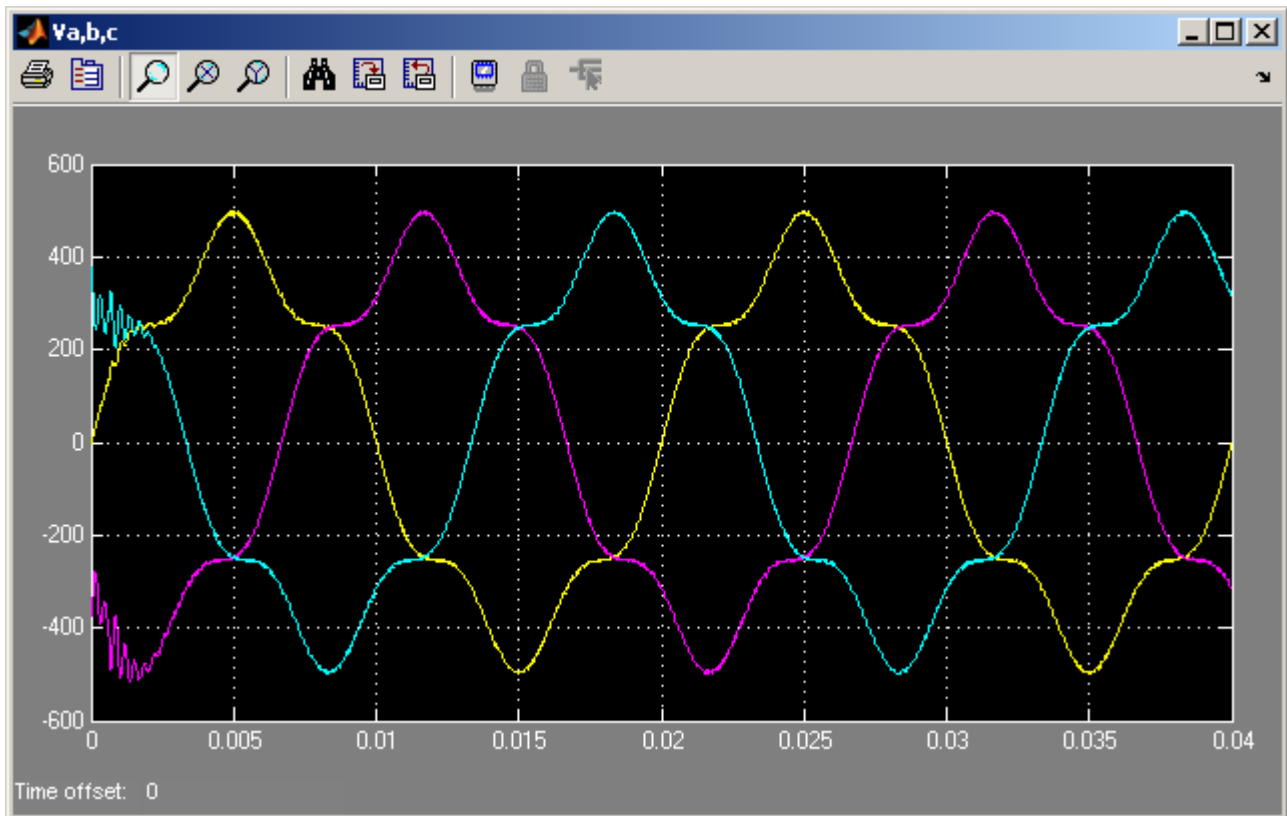


Grafico 5.251 Tensioni di ingresso del MC v_a, v_b, v_c

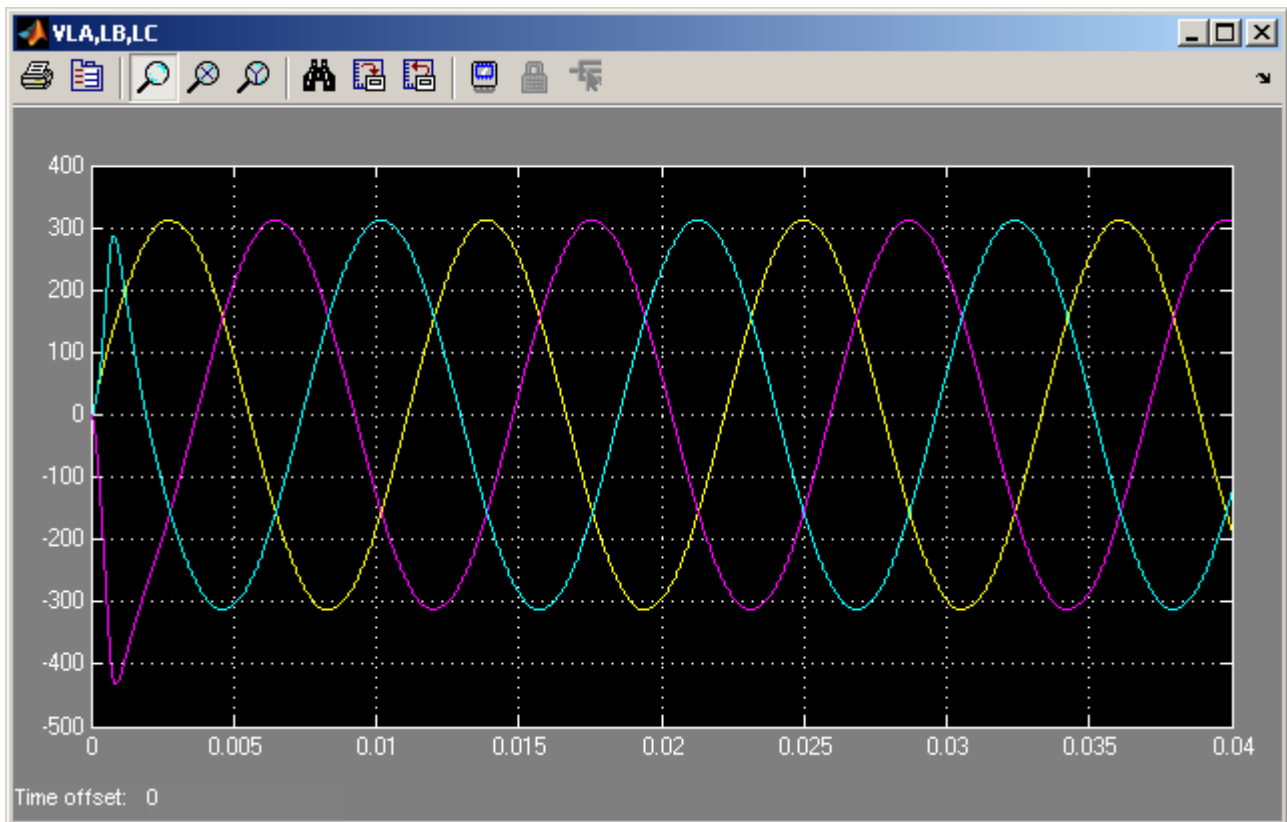


Grafico 5.252 Tensioni sul carico v_{LA}, v_{LB}, v_{LC}

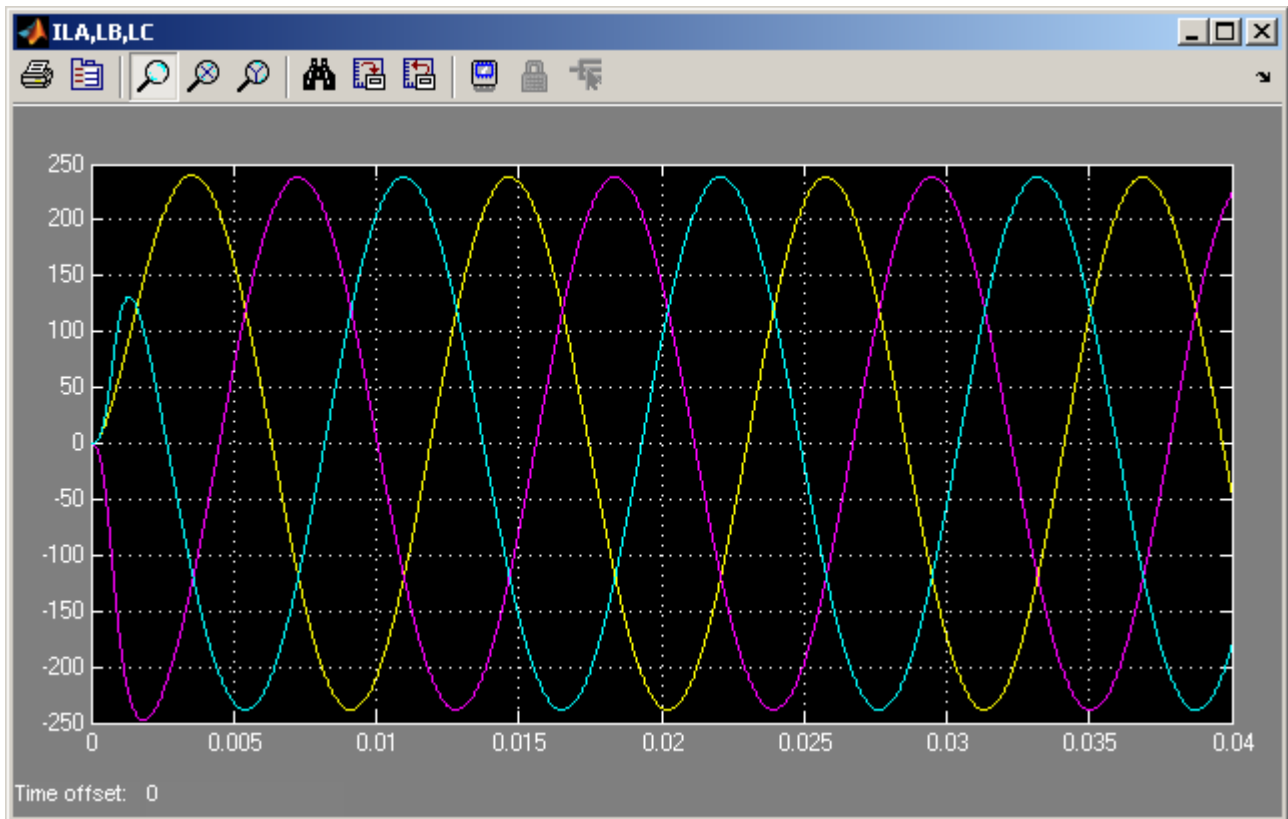


Grafico 5.253 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

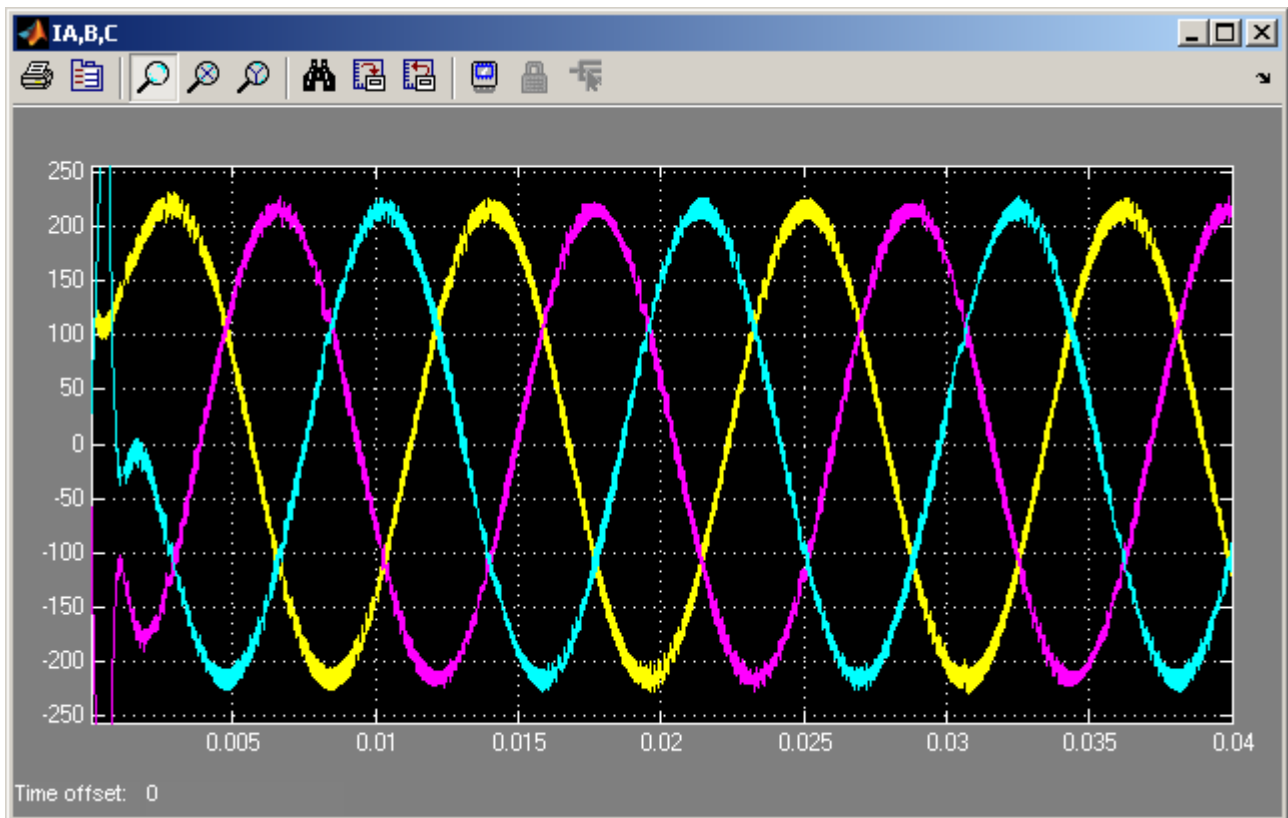


Grafico 5.254 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

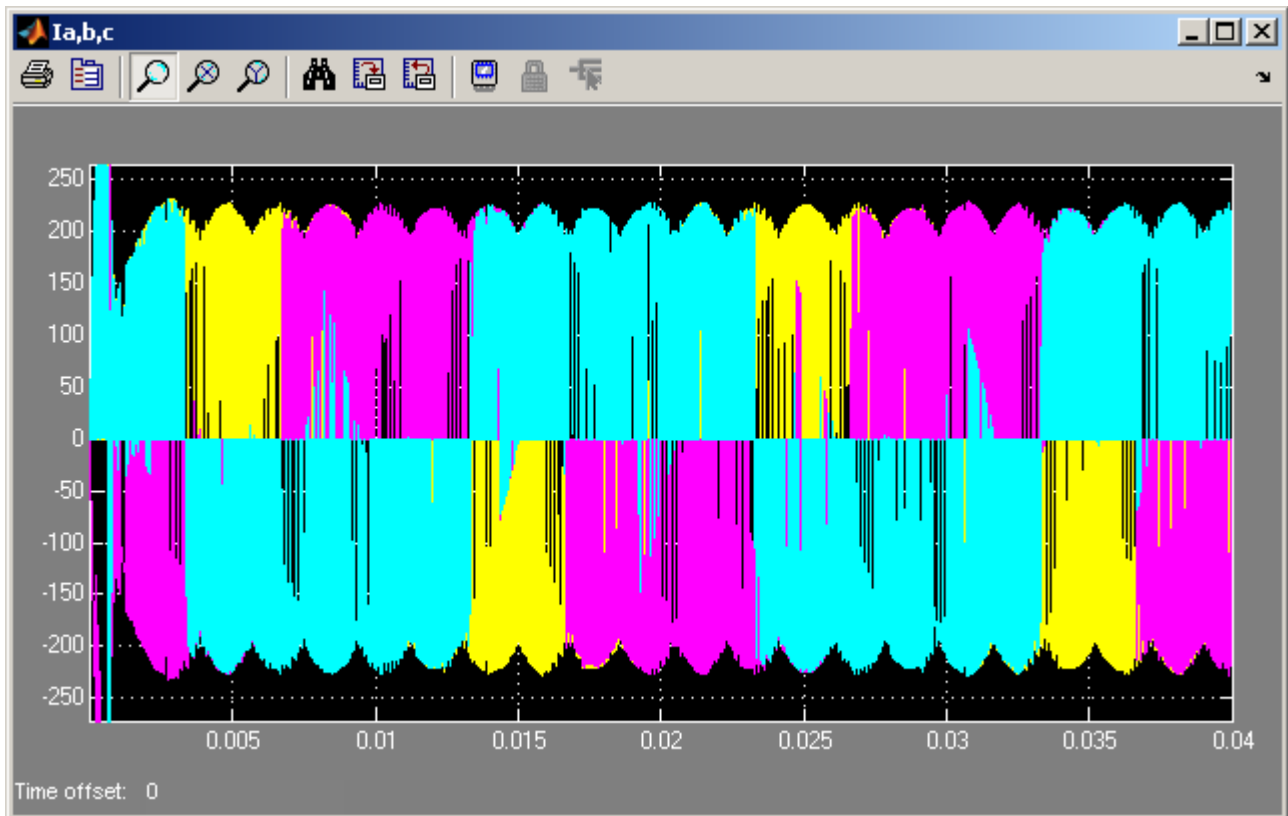


Grafico 5.255 Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c

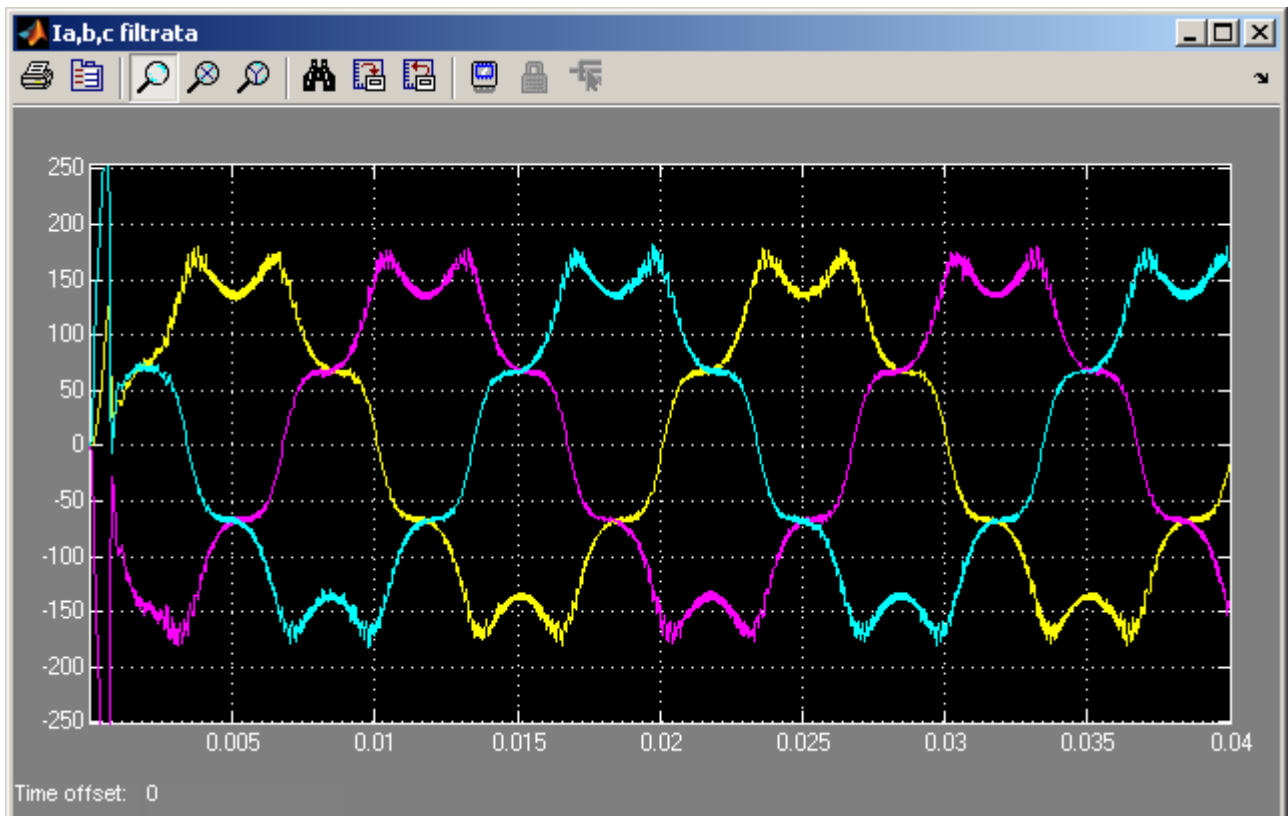


Grafico 5.256 Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

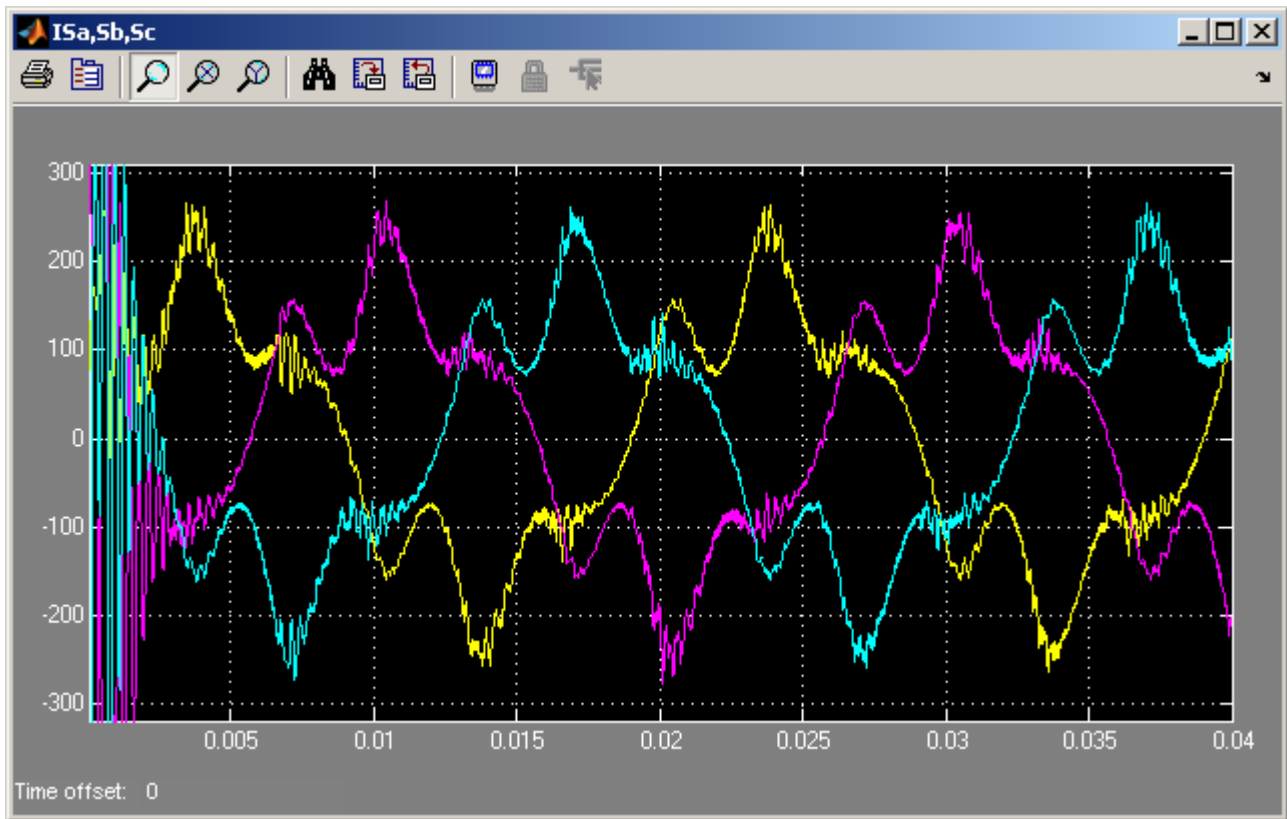


Grafico 5.257 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

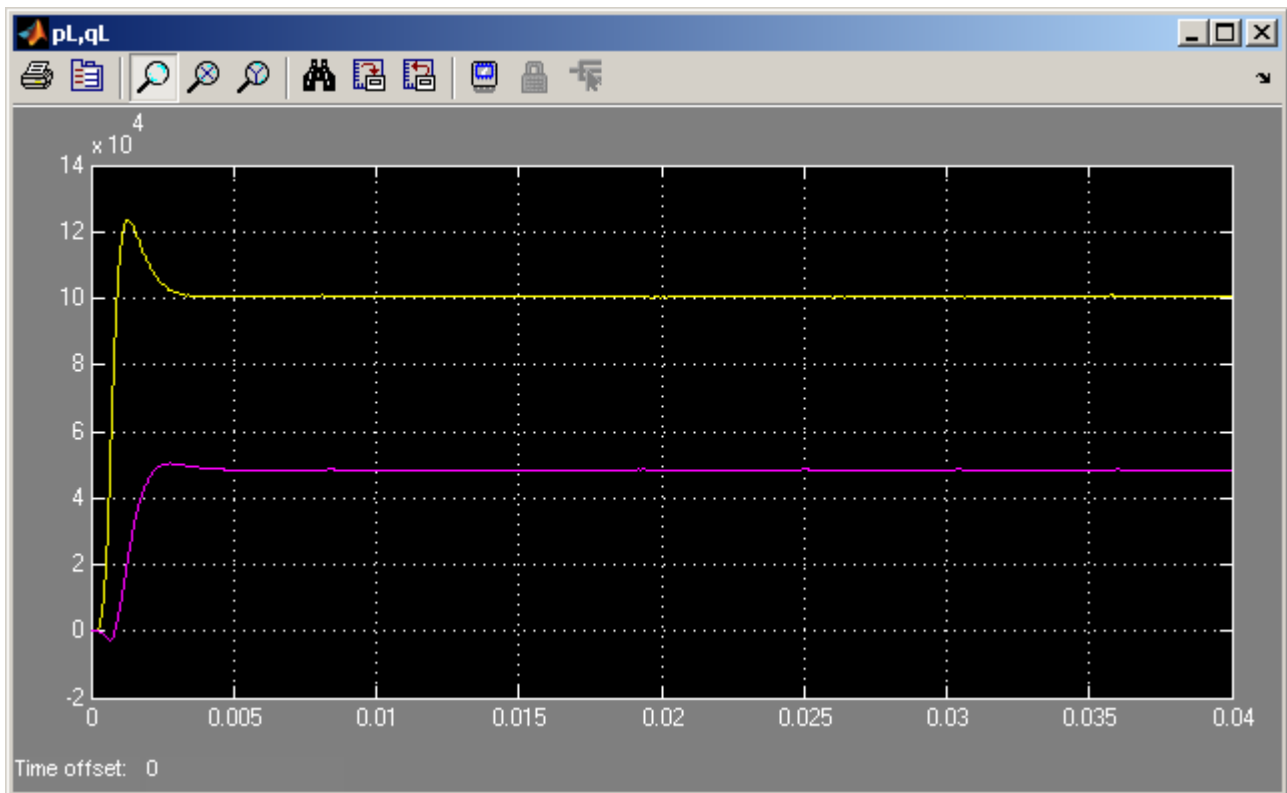


Grafico 5.258 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

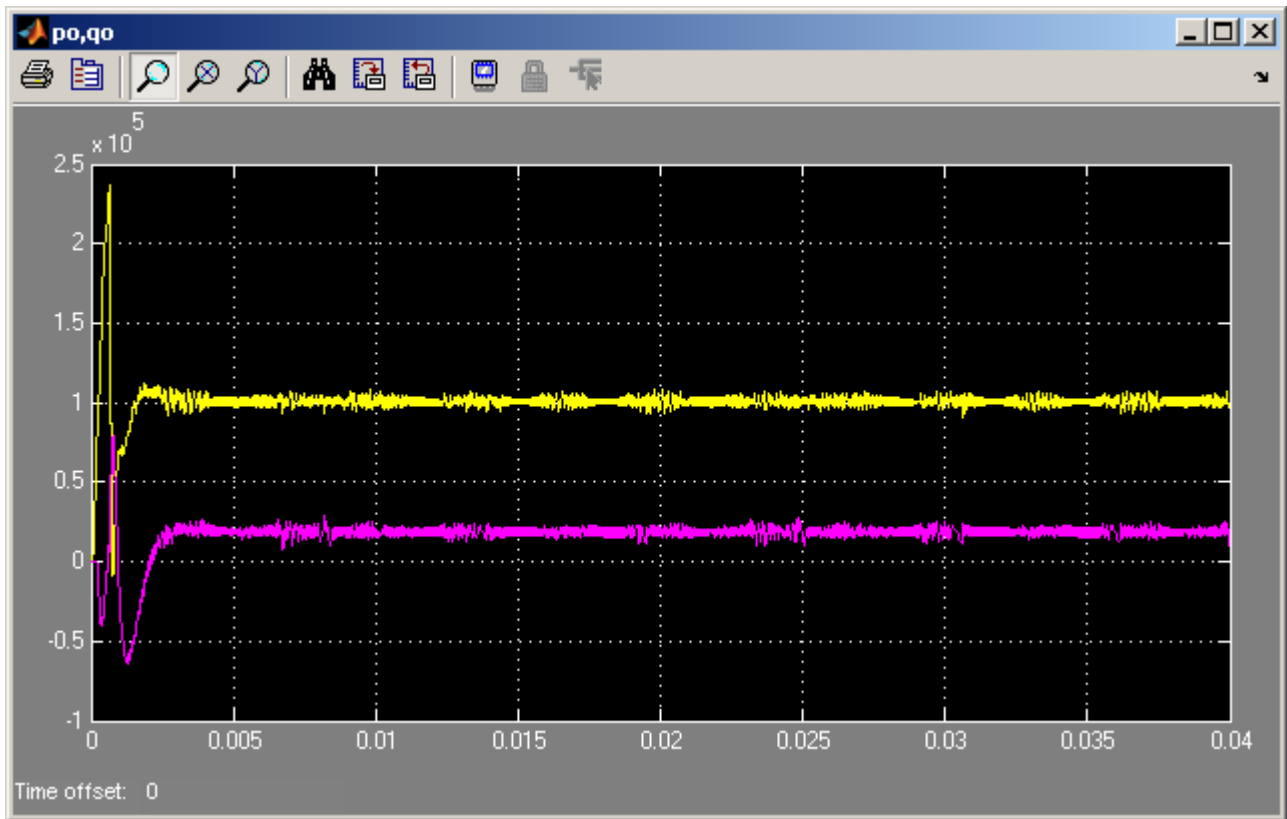


Grafico 5.259 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

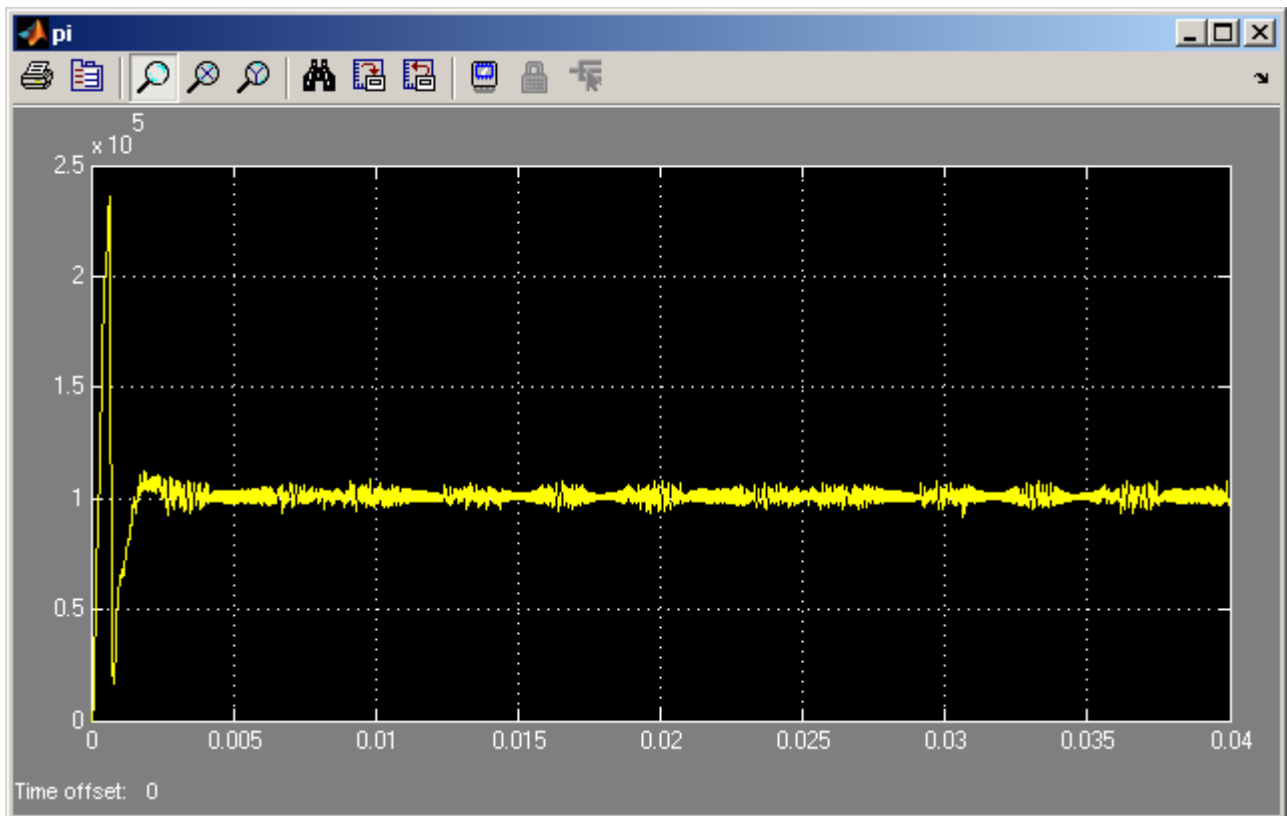


Grafico 5.260 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

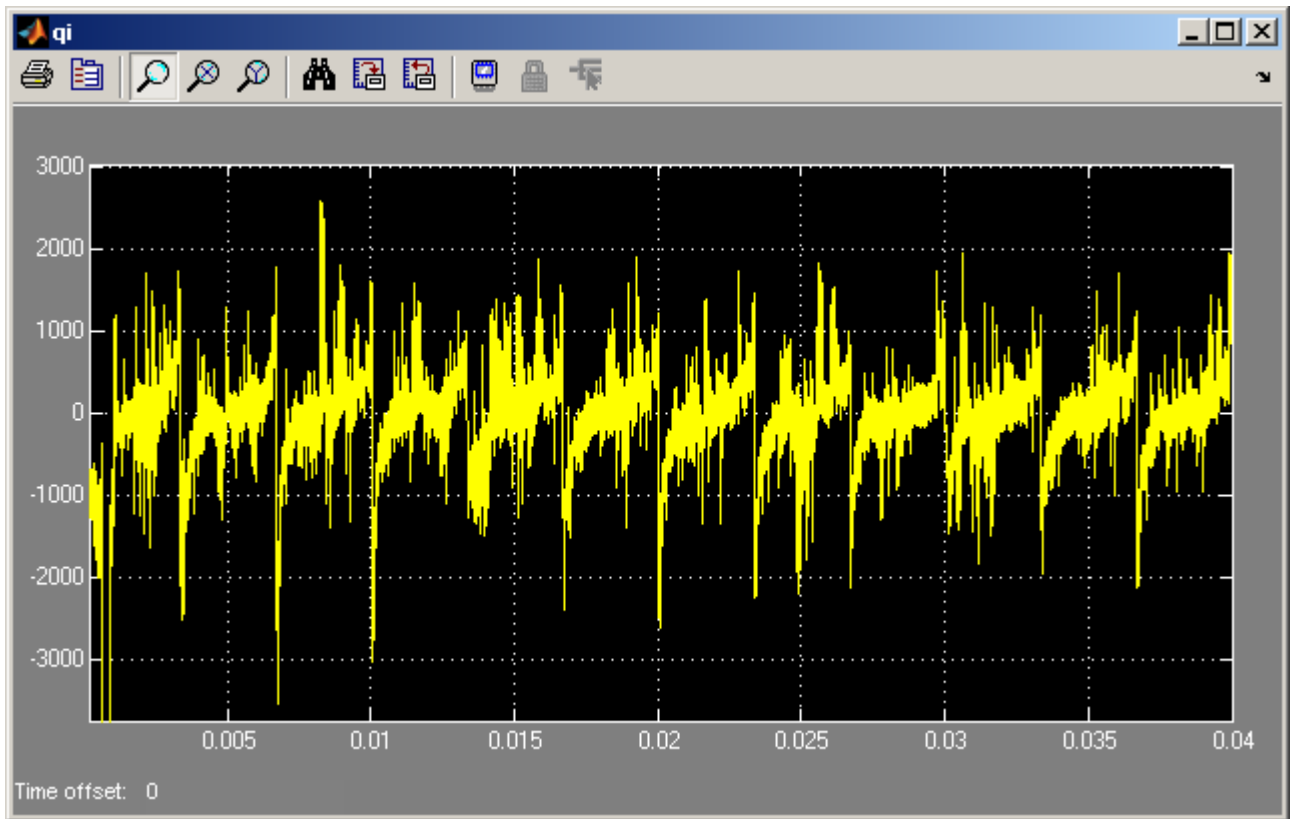


Grafico 5.261 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

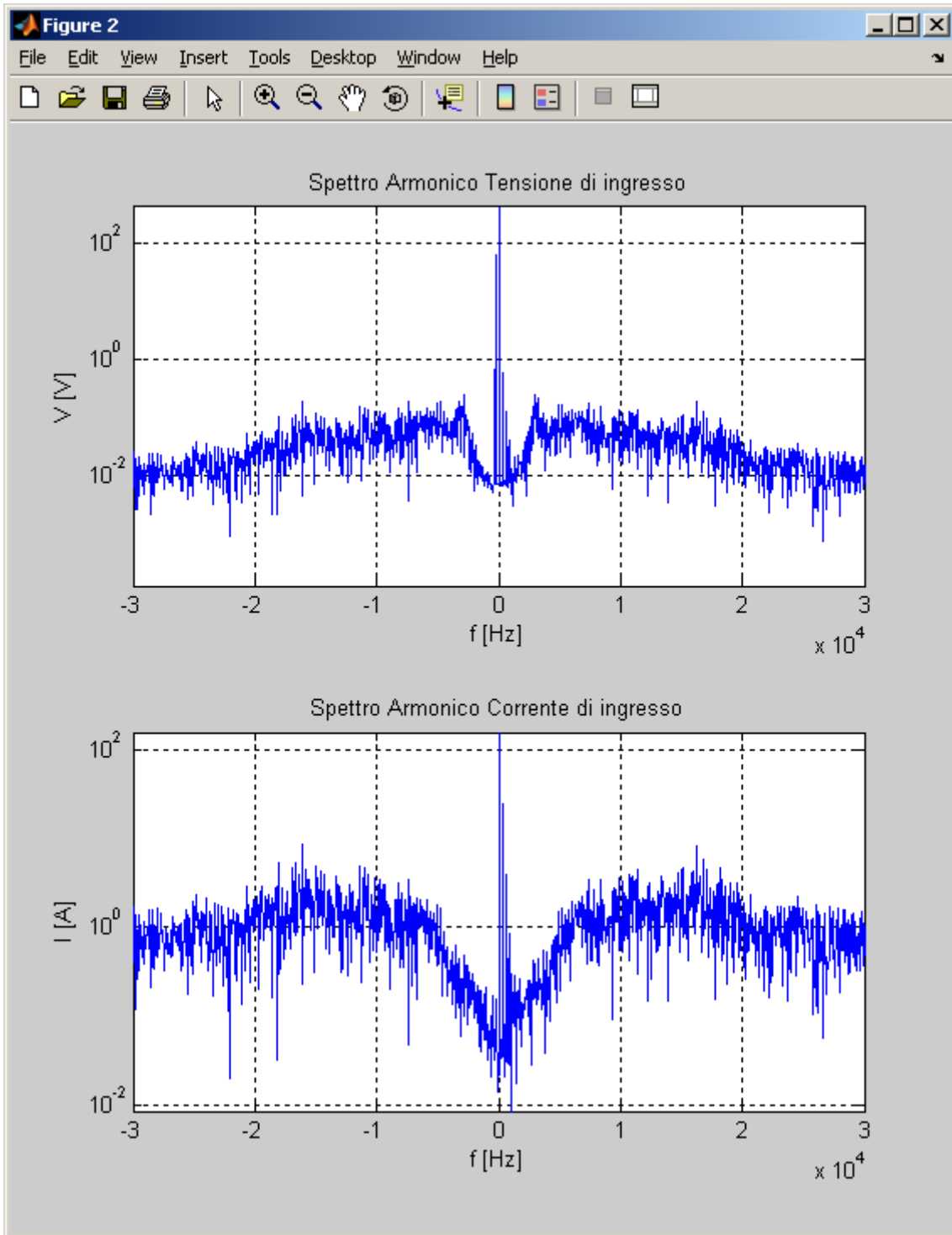


Grafico 5.262 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

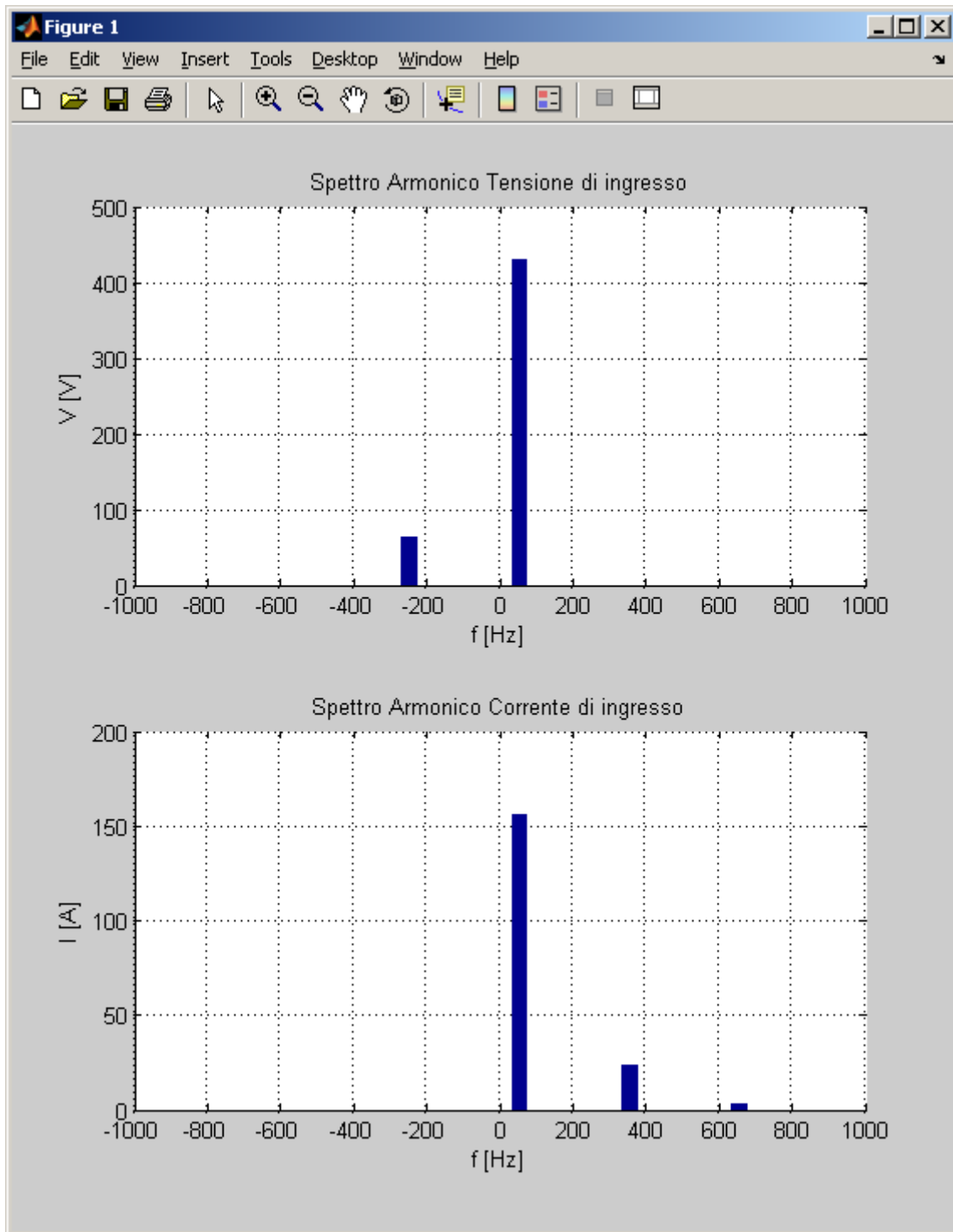


Grafico 5.263 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.2.6 Tensione di ingresso deformata con l'aggiunta dell'armonica +7

In questo caso è stata aggiunta una armonica di deformazione $k = +7$ nella tensione di fase di ingresso del Matrix Converter di ampiezza pari al 10% della fondamentale, la quale risulta essere di circa 43 V, e quindi si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche aggiuntive:

$$\begin{aligned} k_1' &= -5 \text{ (-250 Hz)} \\ k_2' &= -11 \text{ (-550 Hz)} \\ k_3' &= -17 \text{ (-850 Hz)} \end{aligned}$$

di ampiezza rispettivamente 15,6 A, 1,6 A e 0,2 A circa.

Nel grafico 5.264 vengono mostrate le tensioni di ingresso del Matrix Converter che come si può vedere appaiono deformate, mentre le rispettive tensioni sul carico riportate nel grafico 5.265 sono comunque sinusoidali e simmetriche.

Nei grafici 5.268 e 5.269 sono mostrate le correnti di ingresso tali e filtrate a livello di segnale e come si può notare da questi grafici non sono sinusoidali.

Nei grafici 5.275 e 5.276 sono riportati gli spettri armonici della tensione di ingresso e della corrente di ingresso del Matrix Converter ed in particolare nel grafico 5.276 e dalla Tab. 5.19 si può notare nella tensione di ingresso l'armonica +7 di circa 43 V e che nella corrente di ingresso le armoniche aggiuntive corrispondono a quelle previste. Infatti si hanno le armoniche -5, -11 e -17 di ampiezza rispettivamente 16,4 A, 1,3 A e 0,4 A, la prima in particolare si discosta leggermente sempre per il motivo legato alla non perfetta compensazione della potenza immaginaria di ingresso a frequenza armoniche relativamente elevate.

<i>Indice armonico di V_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [V]</i>	
+1		50		429,7	
+7		350		43,9	
<i>Indice armonico di I_i</i>		<i>Frequenza [Hz]</i>		<i>Ampiezza [A]</i>	
<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>	<i>Rilevato</i>	<i>Teorico</i>
+1	+1	50	50	156,4	154,0
-5	-5	-250	-250	16,4	15,6
-11	-11	-550	-550	1,3	1,6
-17	-17	-850	-850	0,4	0,2

Tabella 5.19 Contenuto armonico dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC

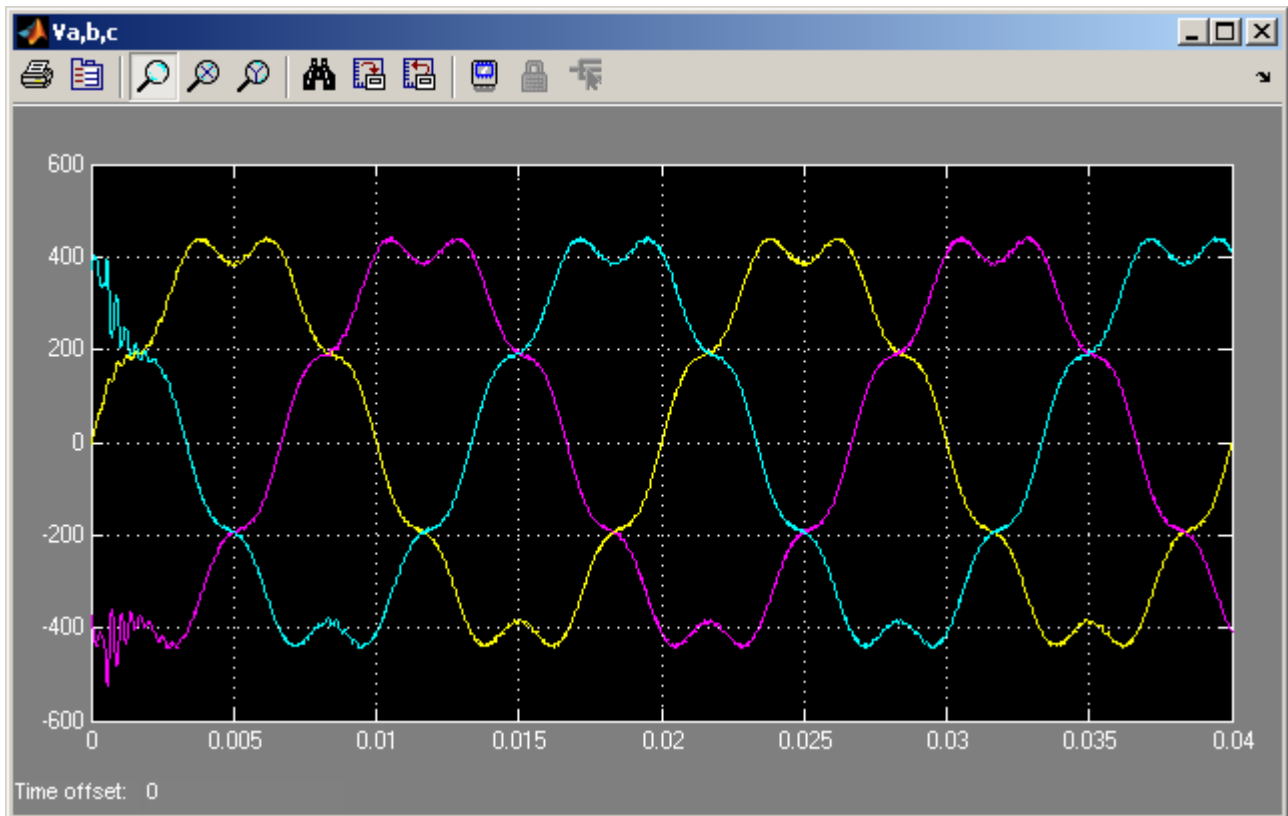


Grafico 5.264 Tensioni di ingresso del MC v_a, v_b, v_c

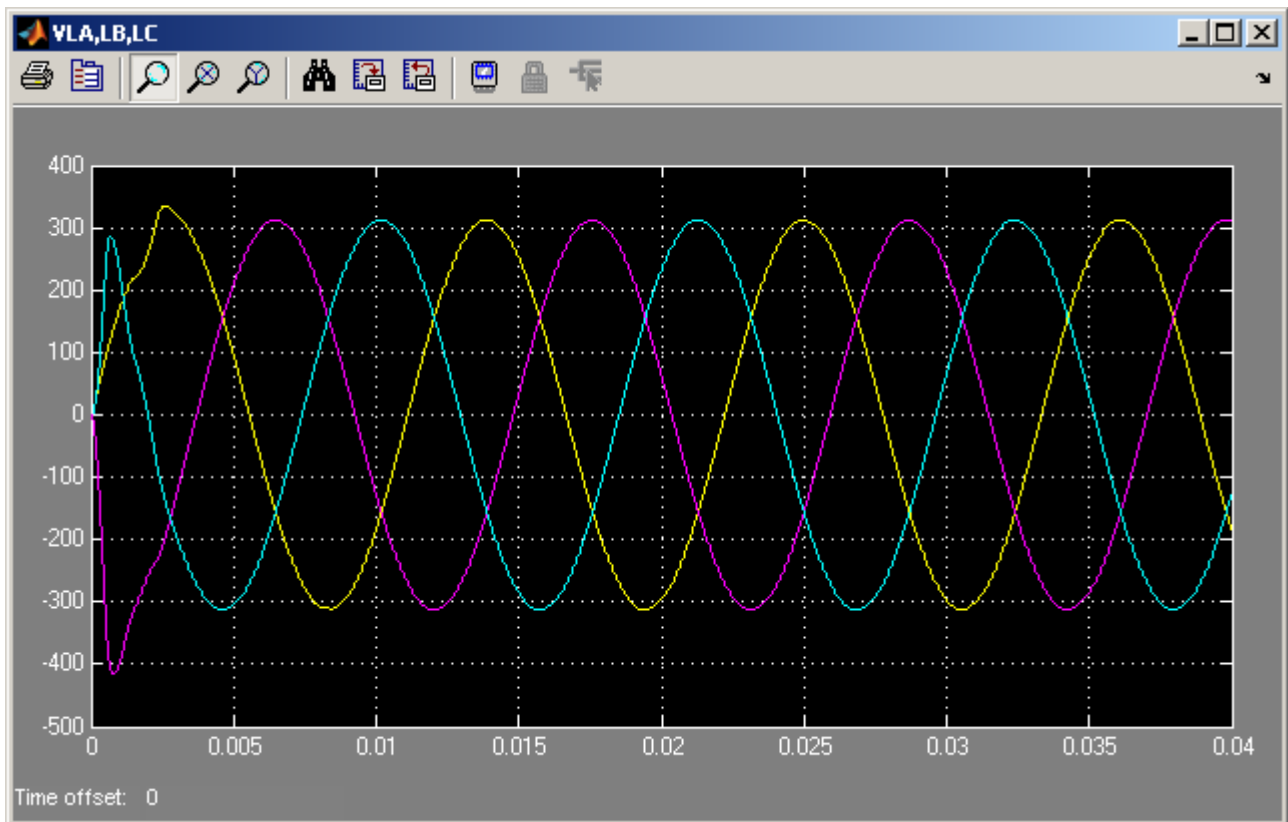


Grafico 5.265 Tensioni sul carico v_{LA}, v_{LB}, v_{LC}

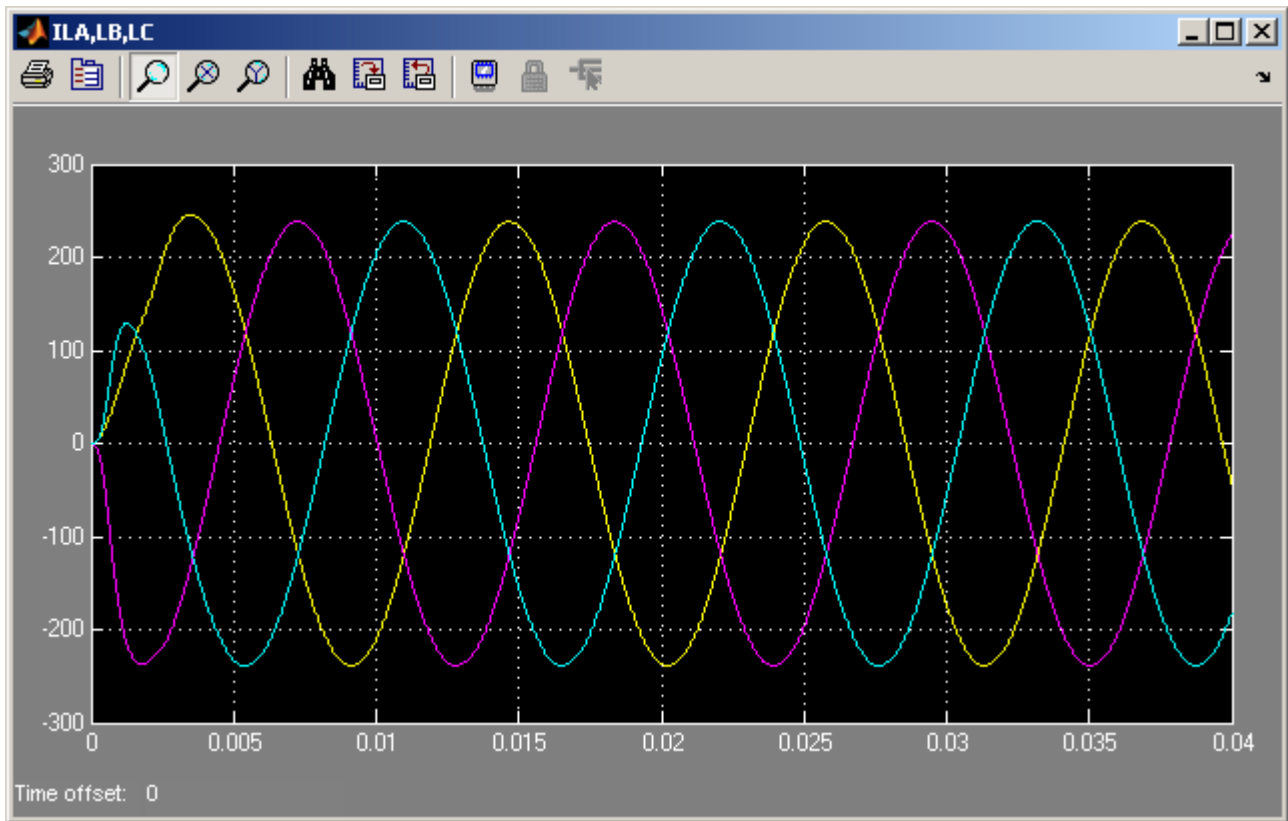


Grafico 5.266 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

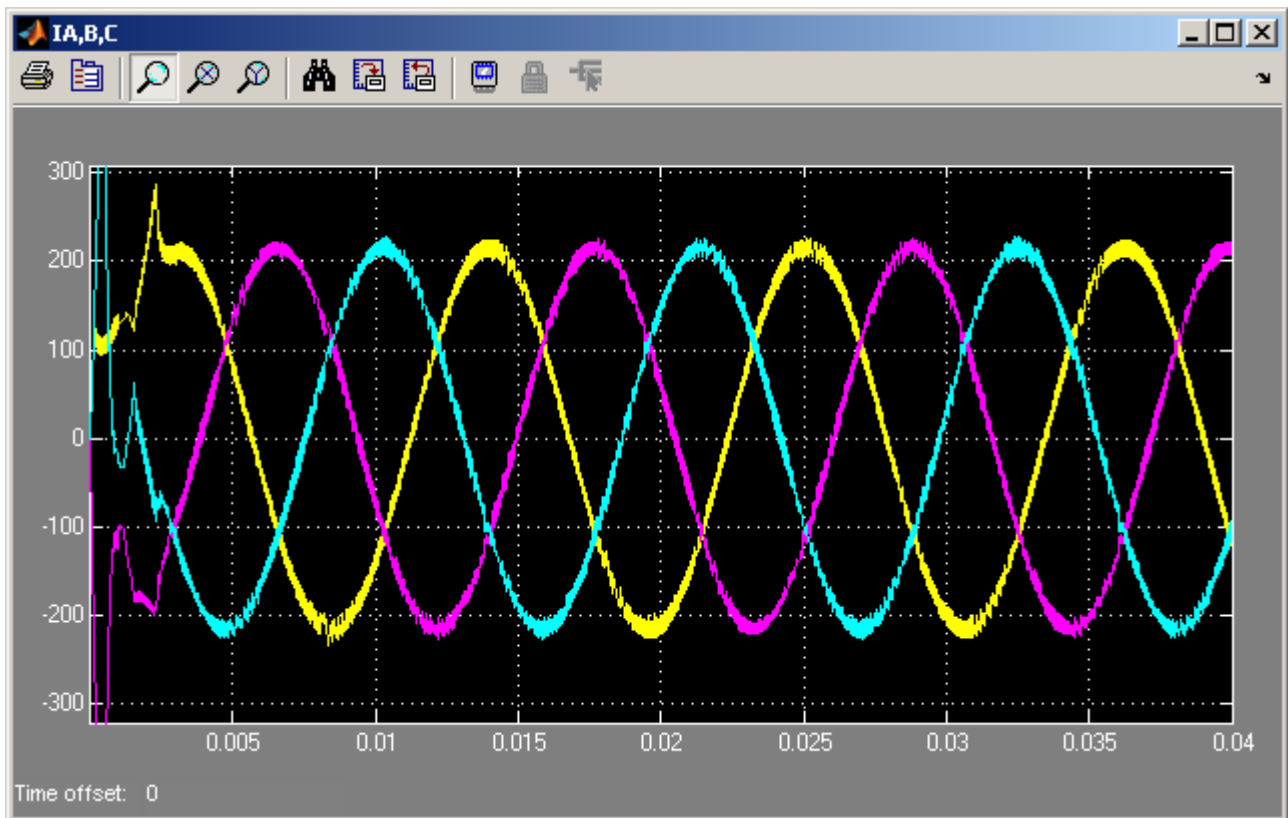


Grafico 5.267 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

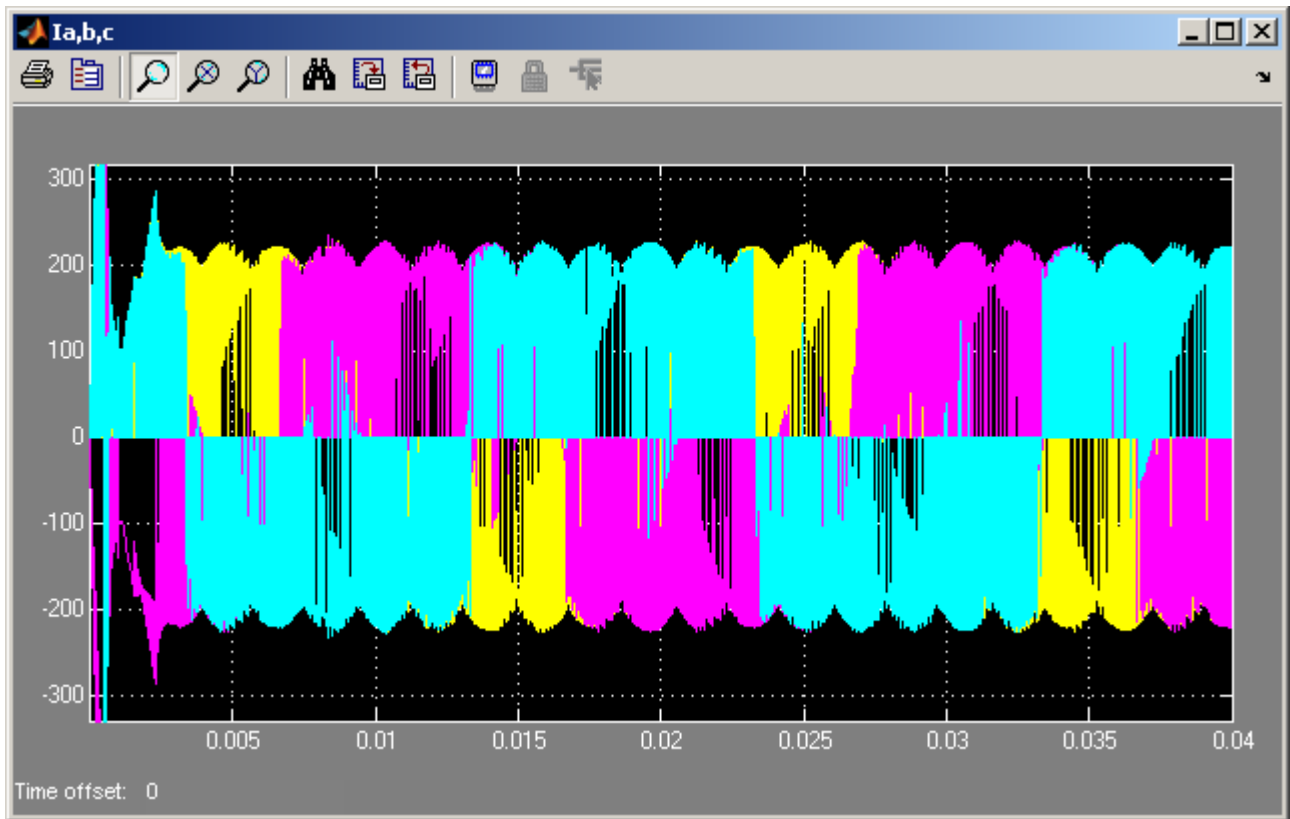


Grafico 5.268 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

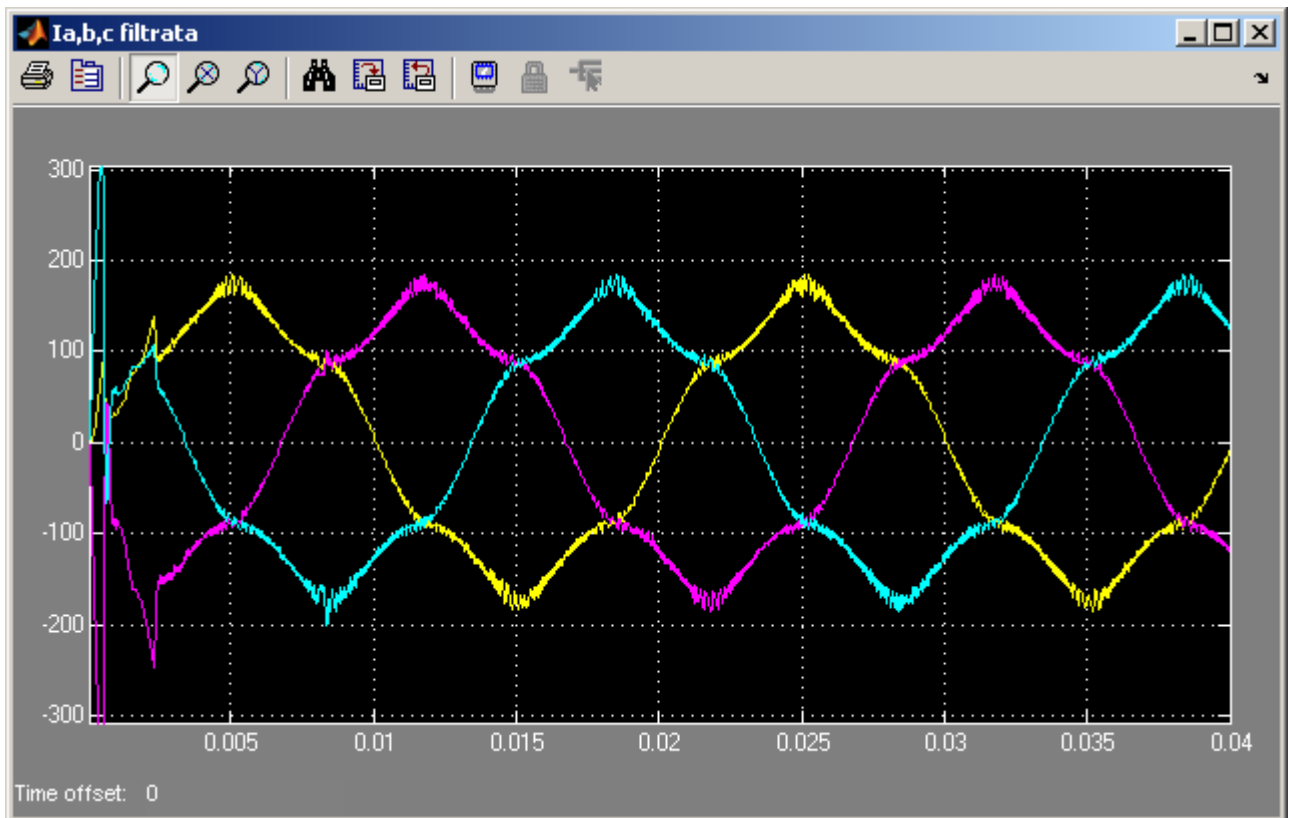


Grafico 5.269 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

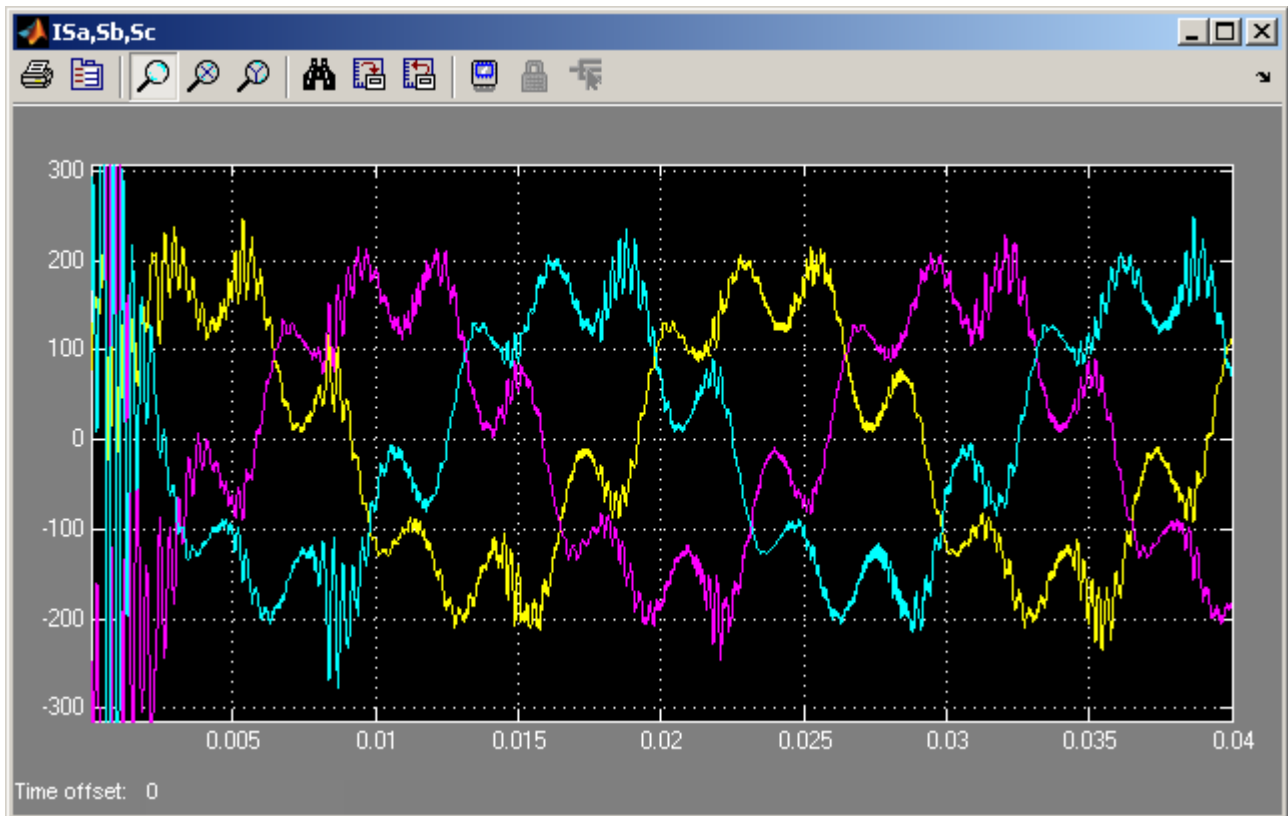


Grafico 5.270 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

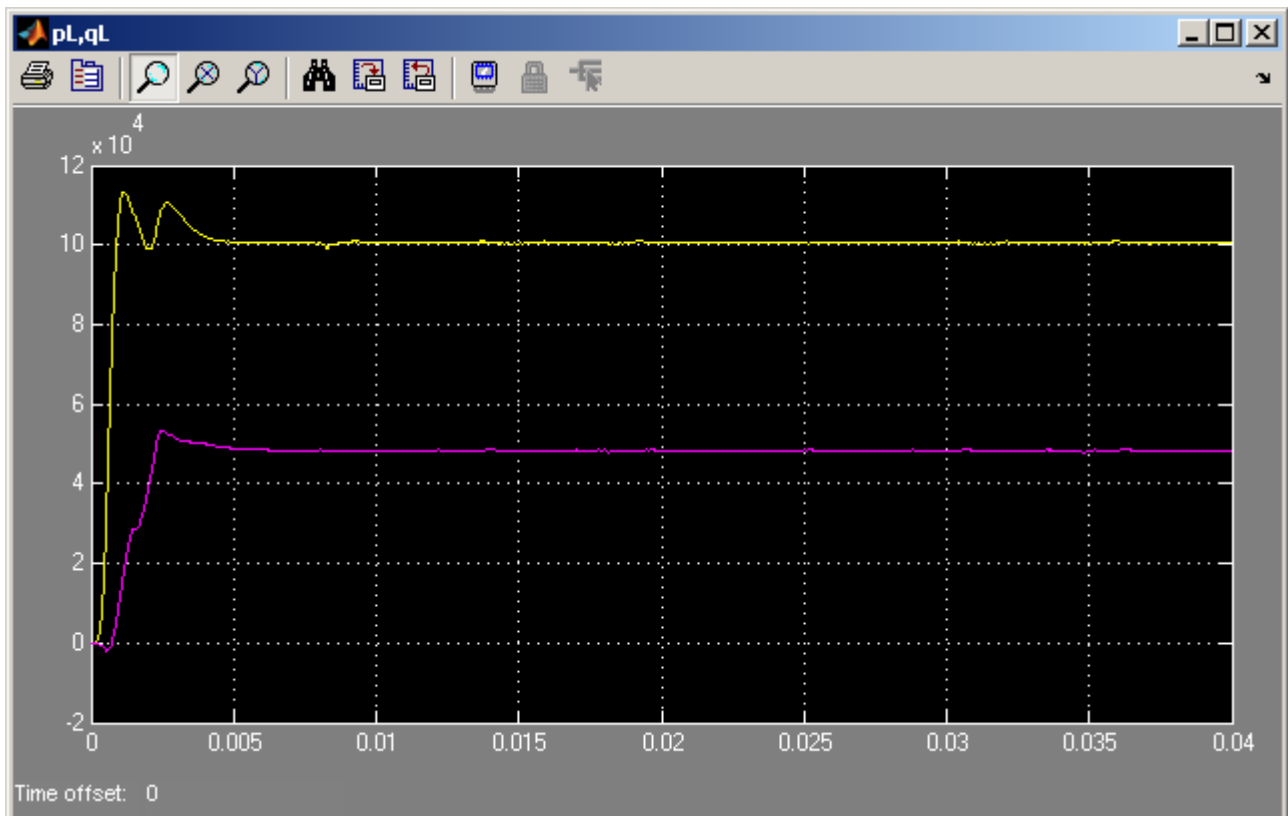


Grafico 5.271 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

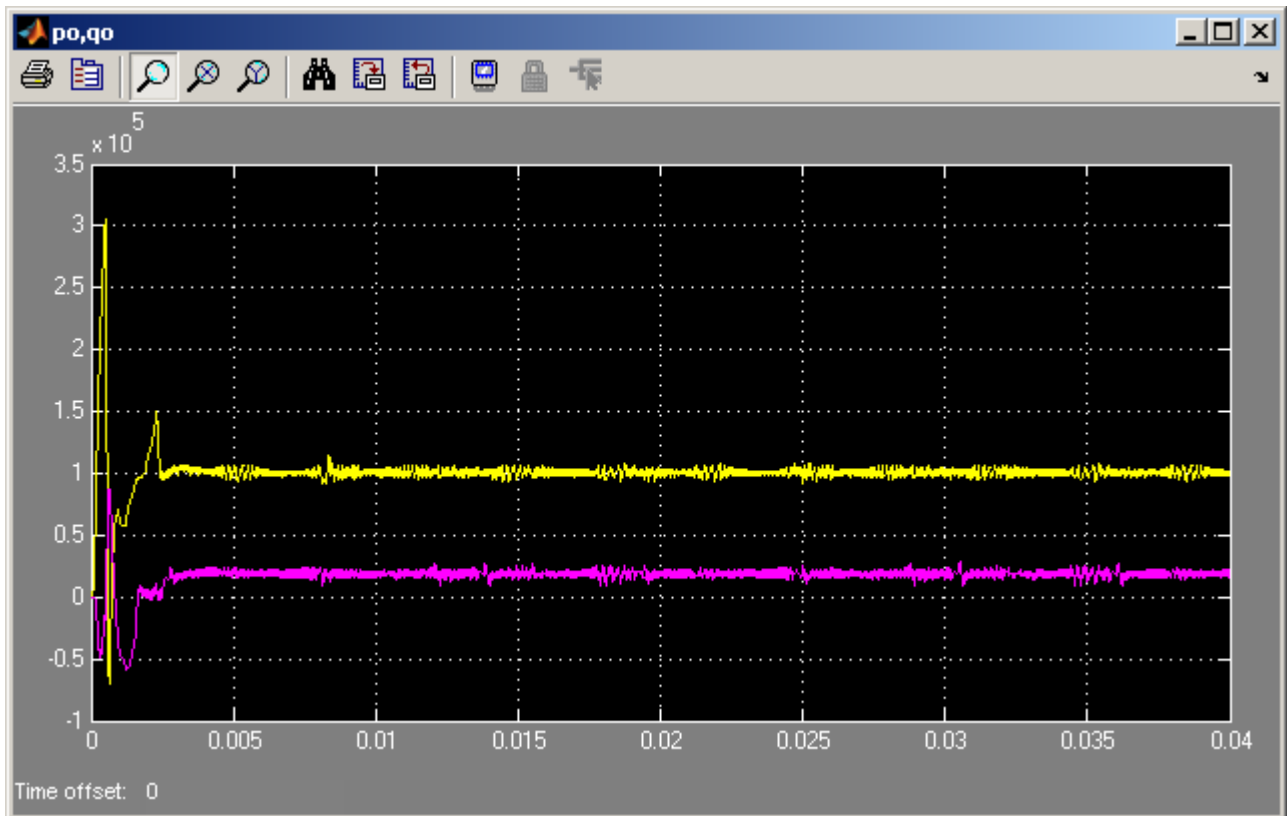


Grafico 5.272 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

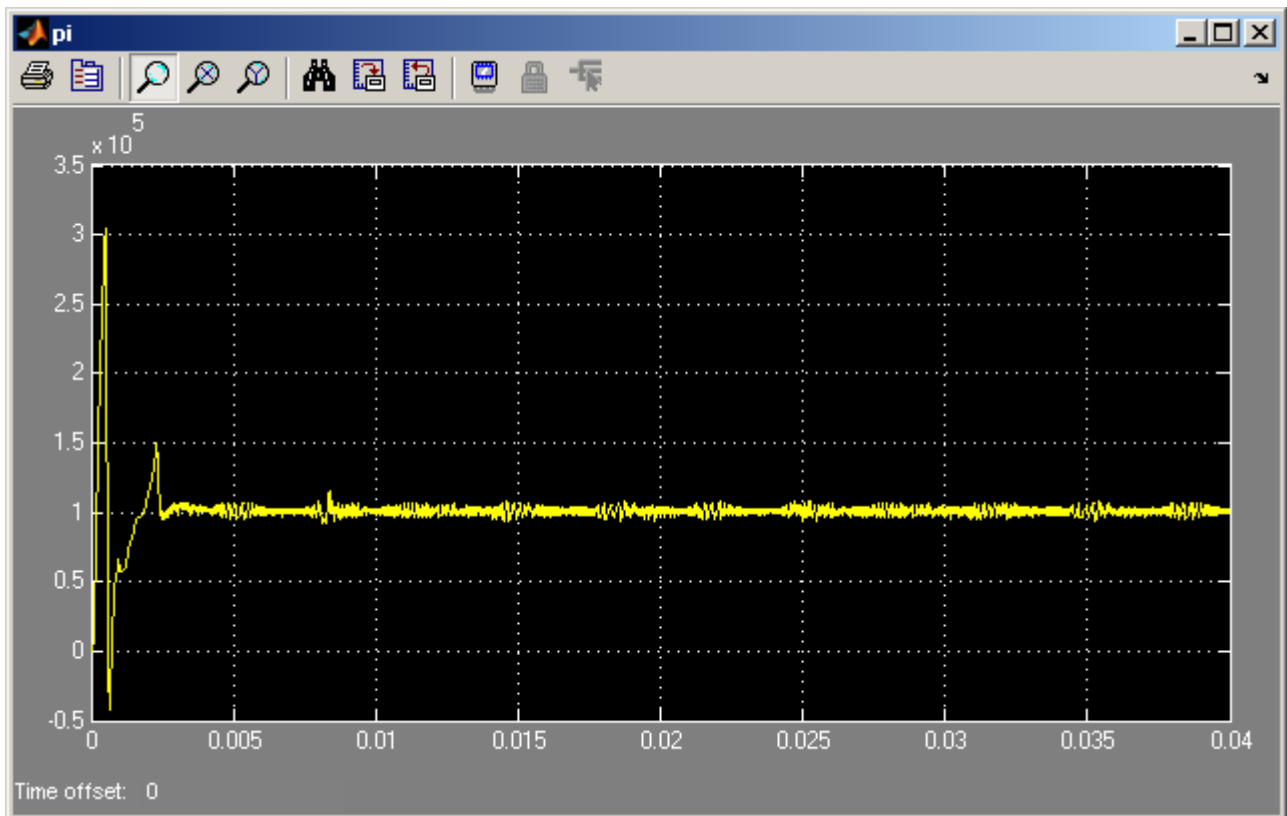


Grafico 5.273 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

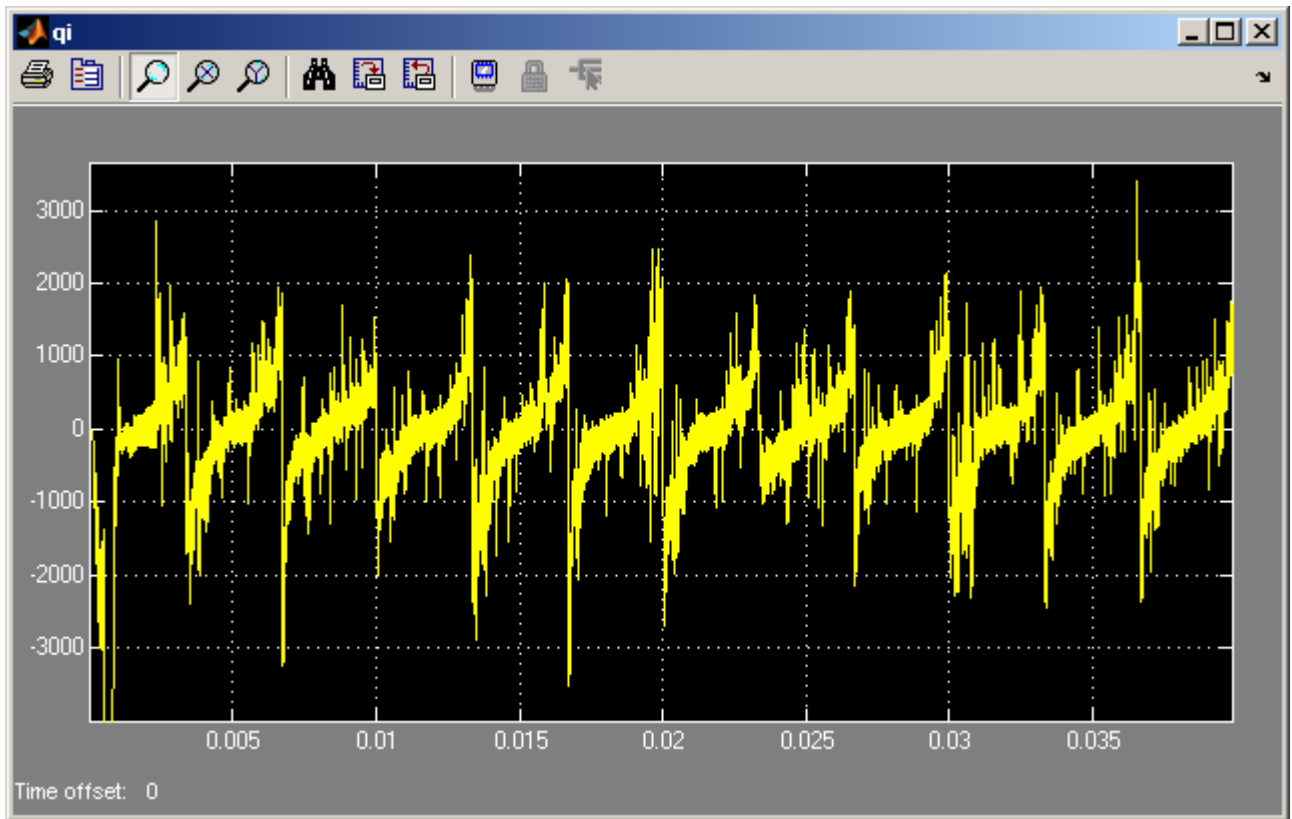


Grafico 5.274 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

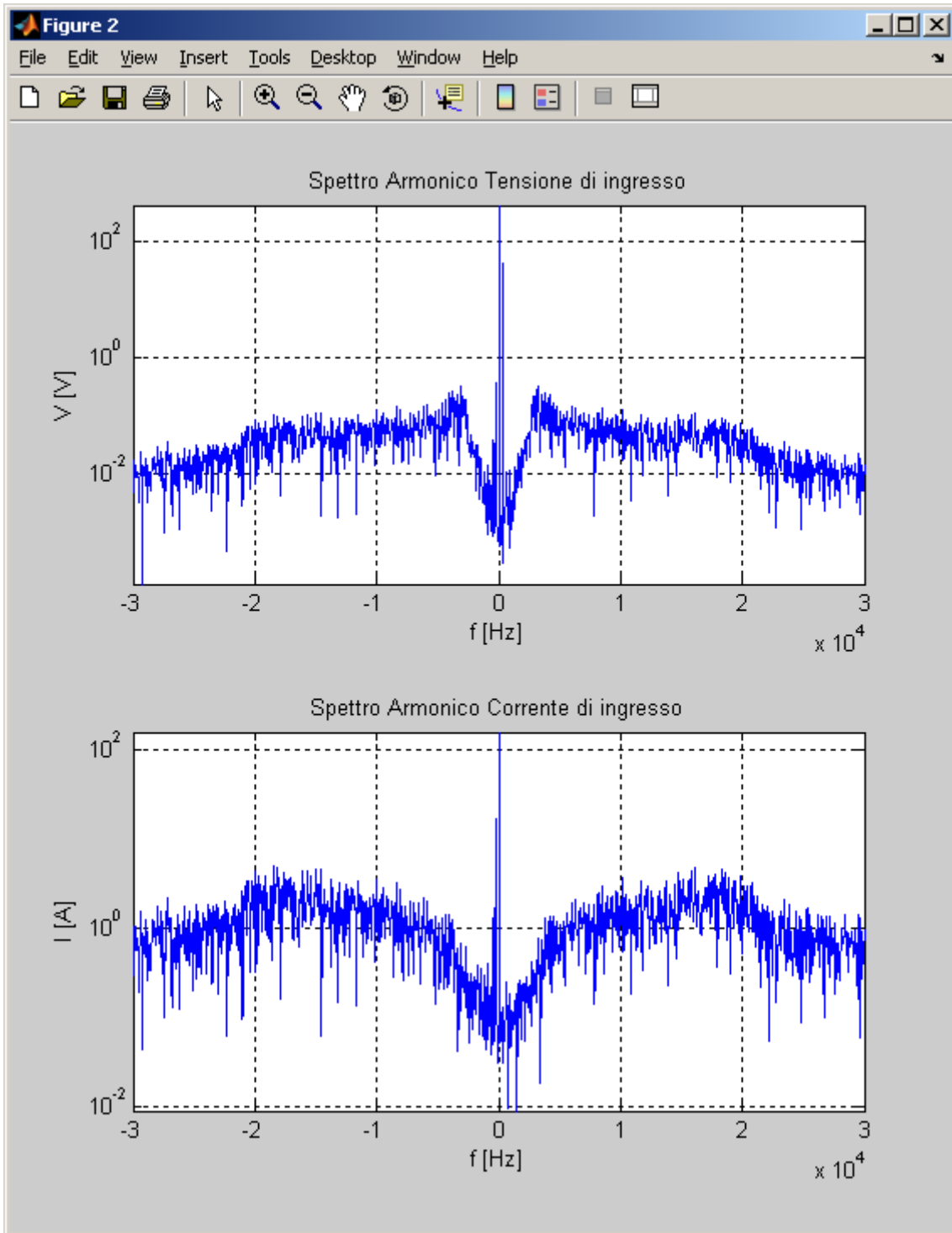


Grafico 5.275 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

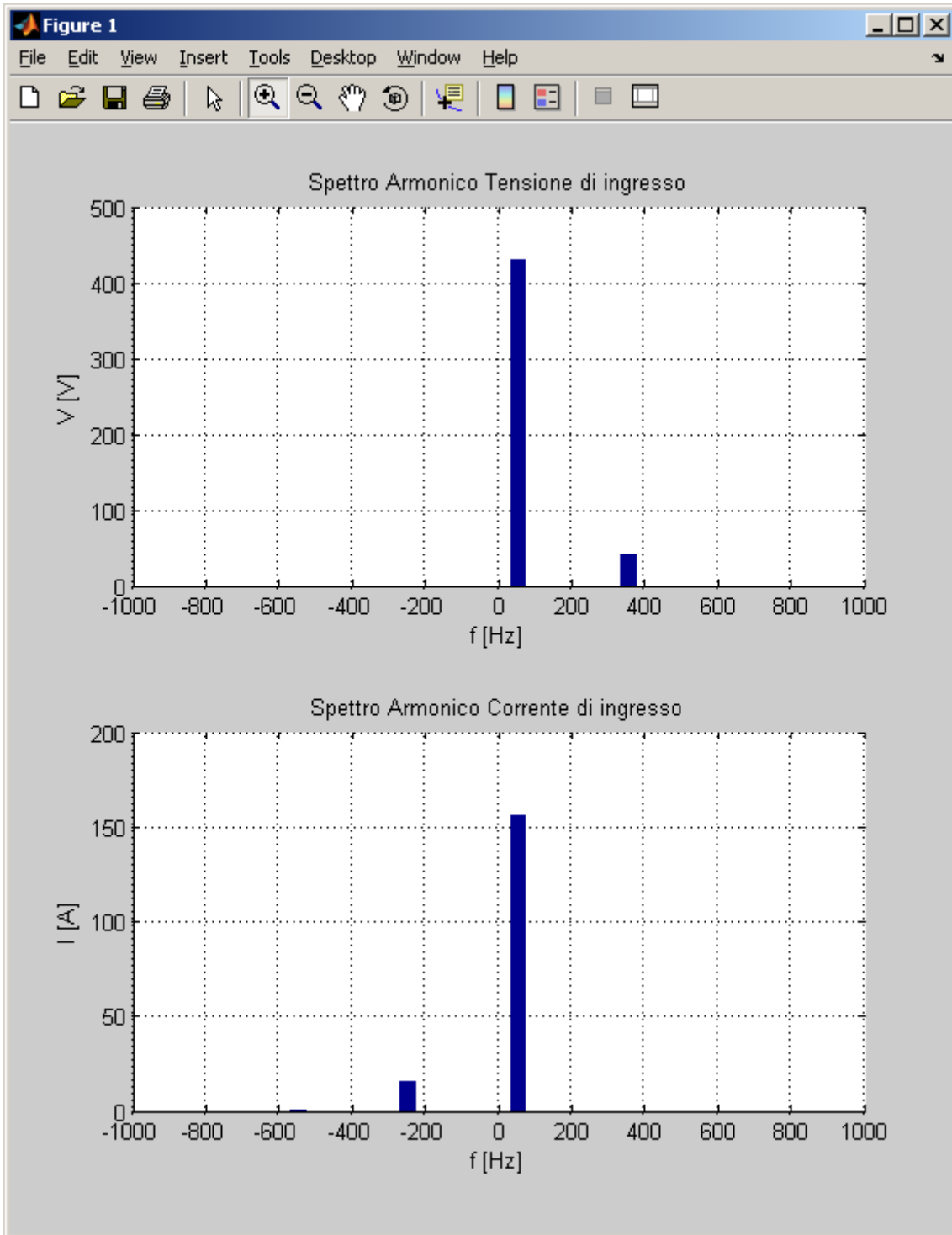


Grafico 5.276 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione e della corrente di ingresso V_i e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.3 Tensione di ingresso dissimmetrica e carico squilibrato

Qui di seguito viene riportata una simulazione in cui vengono inseriti contemporaneamente sia un disturbo nella corrente di uscita sia un disturbo nella tensione di ingresso. Fino ad ora si erano sempre tenuti separatamente. In particolare, è riportato il caso di carico squilibrato e tensione di ingresso dissimmetrica. Secondo l'analisi condotta nel Capitolo 3, nel caso in cui ci siano contemporaneamente disturbi nella corrente di uscita e nella tensione di ingresso del Matrix Converter, si dovrebbe ottenere nella corrente di ingresso un contenuto armonico secondo la relazione (3.36), nella quale il primo termine restituisce, oltre alla componente fondamentale, il contenuto armonico della corrente di ingresso dovuto al disturbo presente nella tensione di ingresso; invece il secondo termine restituisce le coppie armoniche dovute ai disturbi presenti nella corrente di uscita che sono equidistanti dalle armoniche date dal primo termine. In particolare i termini dovuti al disturbo presente nella tensione di ingresso sono, in indice armonico riferito alla frequenza di ingresso, $1 + n(1 - h)$, mentre i termini dovuti ai disturbi armonici presenti nella corrente di uscita sono $1 + n(1 - h) + (k - 1)N$ e $1 + n(1 - h) - (k - 1)N$, dove k rappresenta l'indice armonico della corrente di uscita, h rappresenta l'indice armonico del disturbo presente nella tensione di ingresso, n l'indice di sommatoria della scomposizione (3.26) e N il rapporto tra la frequenza di uscita e quella di ingresso.

Inoltre, come al solito, la tensione concatenata sul carico è pari a 380 V con frequenza di 30 Hz e il carico assorbe una potenza attiva di 100 kW con fattore di potenza 0,9 in ritardo. Tenendo conto anche della quota di reattivo assorbita dai condensatori C_o la corrente di uscita presenta un'ampiezza di valore pari a circa 227,2 A.

Nel caso in questione è stata aggiunta una armonica di squilibrio $k = -1$ di ampiezza pari a 70 A nella corrente di uscita e avendo

$$\begin{aligned}f_o &= 30 \text{ Hz} \\N &= 0,6 \\k &= -1 (-30 \text{ Hz})\end{aligned}$$

inoltre, avendo anche aggiunto una armonica di dissimmetria $h = -1$ nella tensione di fase di ingresso del Matrix Converter di ampiezza pari al 15% della fondamentale, ossia di circa 65 V, si devono ottenere nella corrente di ingresso le seguenti componenti armoniche aggiuntive:

$$\begin{aligned}k_1' &= +3 (150 \text{ Hz}) \\k_2' &= +5 (250 \text{ Hz}) \\k_3' &= +7 (350 \text{ Hz})\end{aligned}$$

di ampiezza rispettivamente di circa 23,5 A, 3,5 A e 0,5 A,

$$\begin{aligned}k_4' &= -0,2 (-10 \text{ Hz}) \\k_5' &= +2,2 (110 \text{ Hz})\end{aligned}$$

entrambe di ampiezza di circa 25,2 A,

$$k_6' = +1,8 \text{ (90 Hz)}$$

$$k_7' = +4,2 \text{ (210 Hz)}$$

entrambe di ampiezza di circa 3,8 A,

$$k_8' = +3,8 \text{ (190 Hz)}$$

$$k_9' = +6,2 \text{ (310 Hz)}$$

entrambe di ampiezza di circa 0,6 A,

$$k_{10}' = +5,8 \text{ (290 Hz)}$$

$$k_{11}' = +8,2 \text{ (410 Hz)}$$

entrambe di ampiezza di circa 0,09 A.

Dai grafici 5.290 e 5.291 e dalla Tab. 5.20 si può notare che queste armoniche previste compaiono. Infatti si hanno le armoniche dovute alla dissimmetria presente nella tensione di ingresso +3, +5 e +7 di ampiezza rispettivamente 23,6 A, 3,4 A e 0,9 A. Oltre a queste, si hanno le rispettive coppie armoniche centrate rispetto alle precedenti dovute allo squilibrio della corrente di uscita -0,2 e +2,2 di ampiezza 26,5 A; +1,8 e +4,2 di ampiezza 4,1 A; +3,8 e +6,2 di ampiezza 0,6 A; +5,8 e +8,2 di ampiezza 0,2 A. I valori sono praticamente tutti quasi uguali a quelli prospettati.

Indice armonico di V_i		Frequenza [Hz]		Ampiezza [V]	
+1		50		429,7	
-1		-50		64,9	
Indice armonico di I_o		Frequenza [Hz]		Ampiezza [A]	
+1		30		227,2	
-1		-30		70,0	
Indice armonico di I_i		Frequenza [Hz]		Ampiezza [A]	
Rilevato	Teorico	Rilevato	Teorico	Rilevato	Teorico
+1	+1	50	50	156,4	154,0
-0,2	-0,2	-10	-10	26,5	25,2
+2,2	+2,2	110	110	26,5	25,2
+3	+3	150	150	23,6	23,5
+1,8	+1,8	90	90	4,1	3,8
+4,2	+4,2	210	210	4,1	3,8
+5	+5	250	250	3,4	3,5
+3,8	+3,8	190	190	0,6	0,6
+6,2	+6,2	310	310	0,6	0,6
+7	+7	350	350	0,9	0,5
+5,8	+5,8	290	290	0,2	0,09
+8,2	+8,2	410	410	0,2	0,09

Tabella 5.20 Contenuto armonico dei vettori spaziali della tensione di ingresso, della corrente di uscita e di ingresso V_i , I_o e I_i del MC

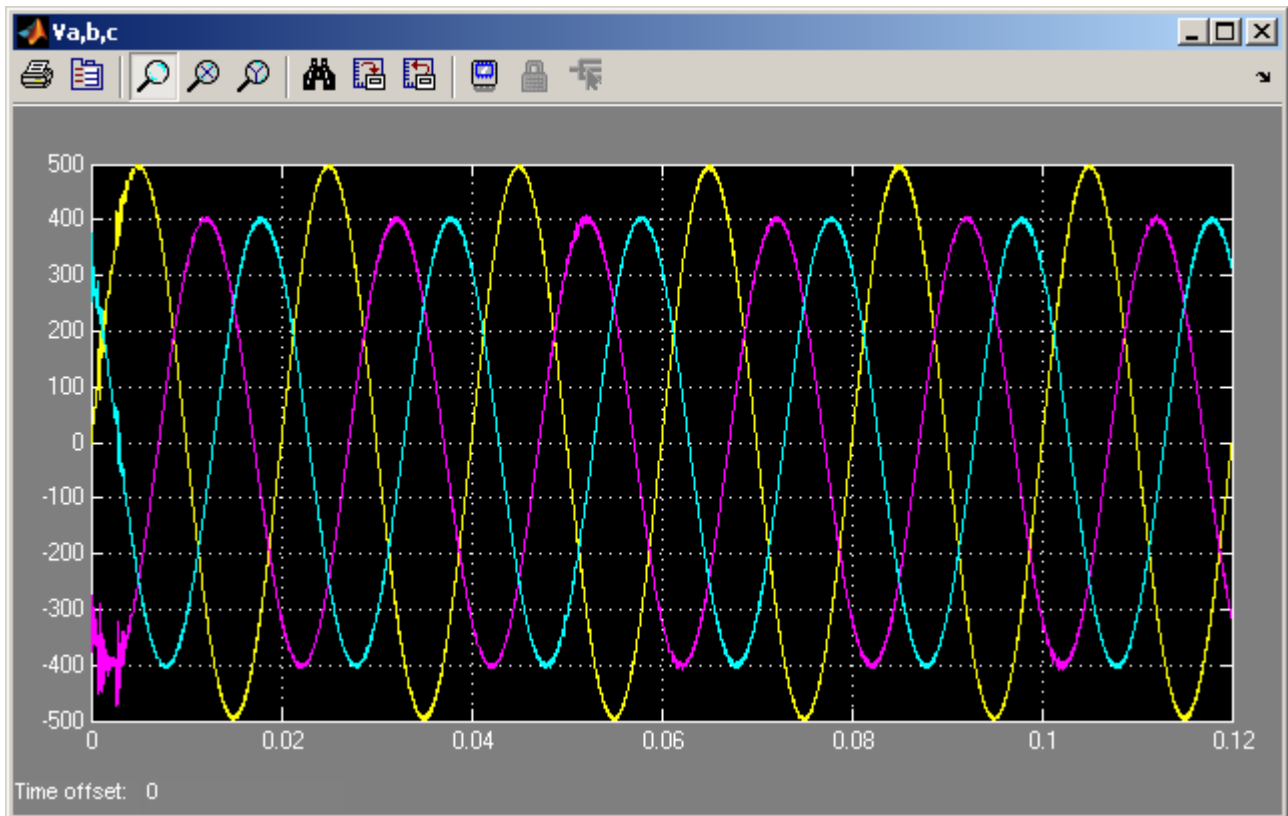


Grafico 5.277 Tensioni di ingresso del MC v_a, v_b, v_c

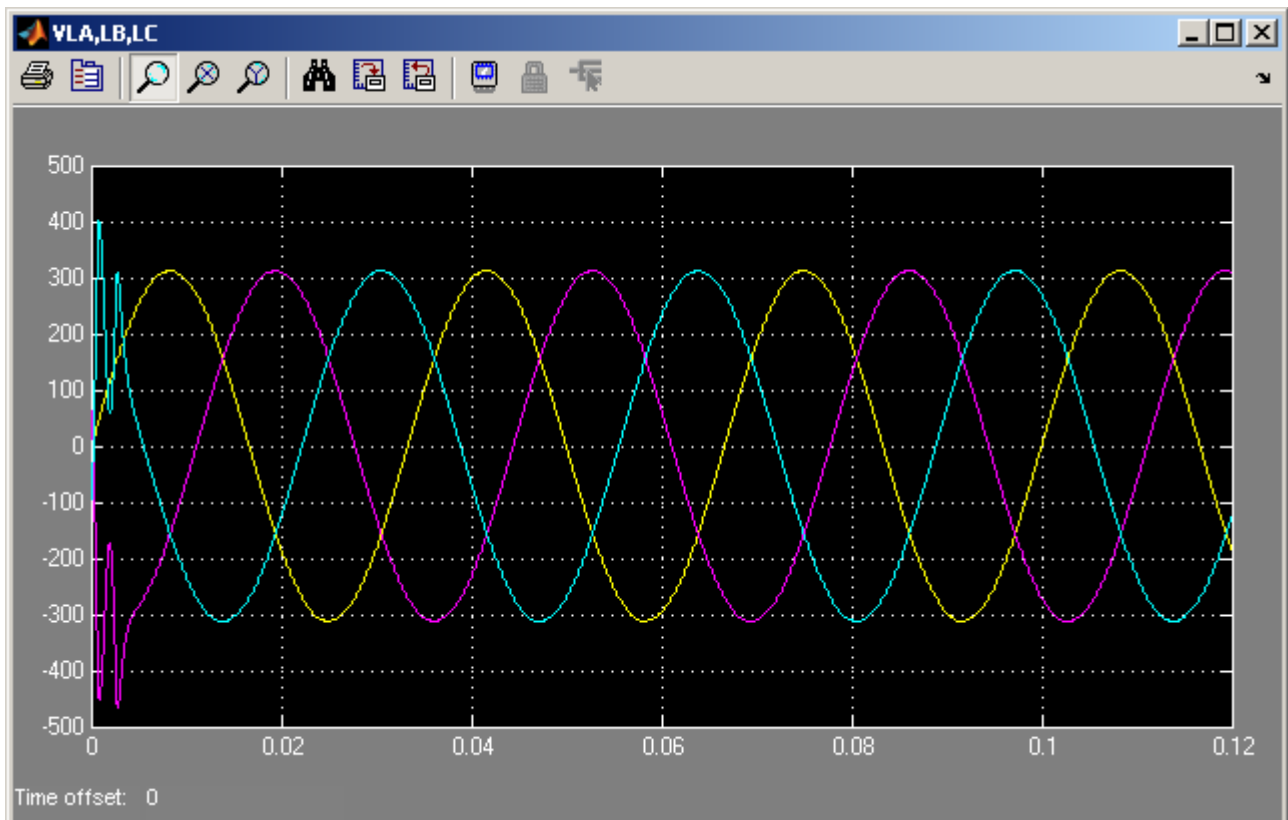


Grafico 5.278 Tensioni sul carico v_{LA}, v_{LB}, v_{LC}

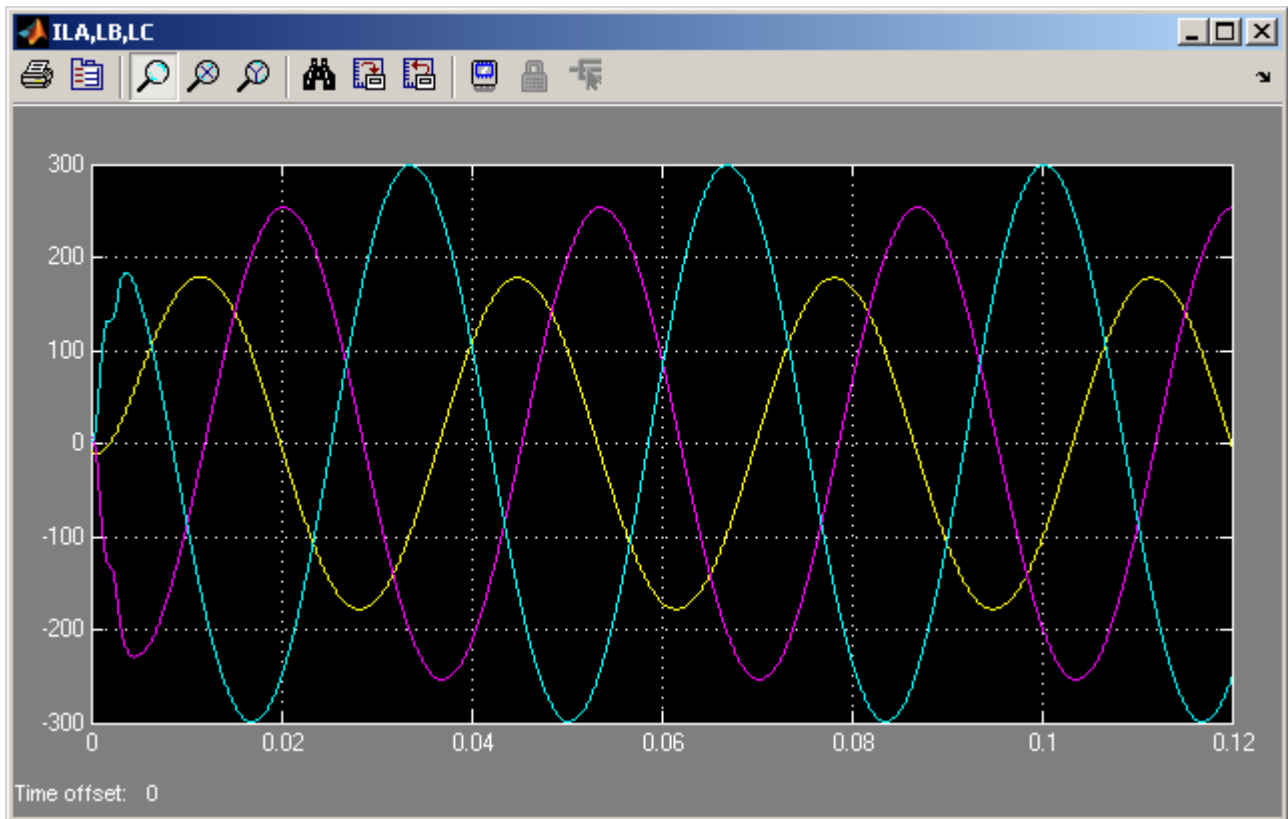


Grafico 5.279 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

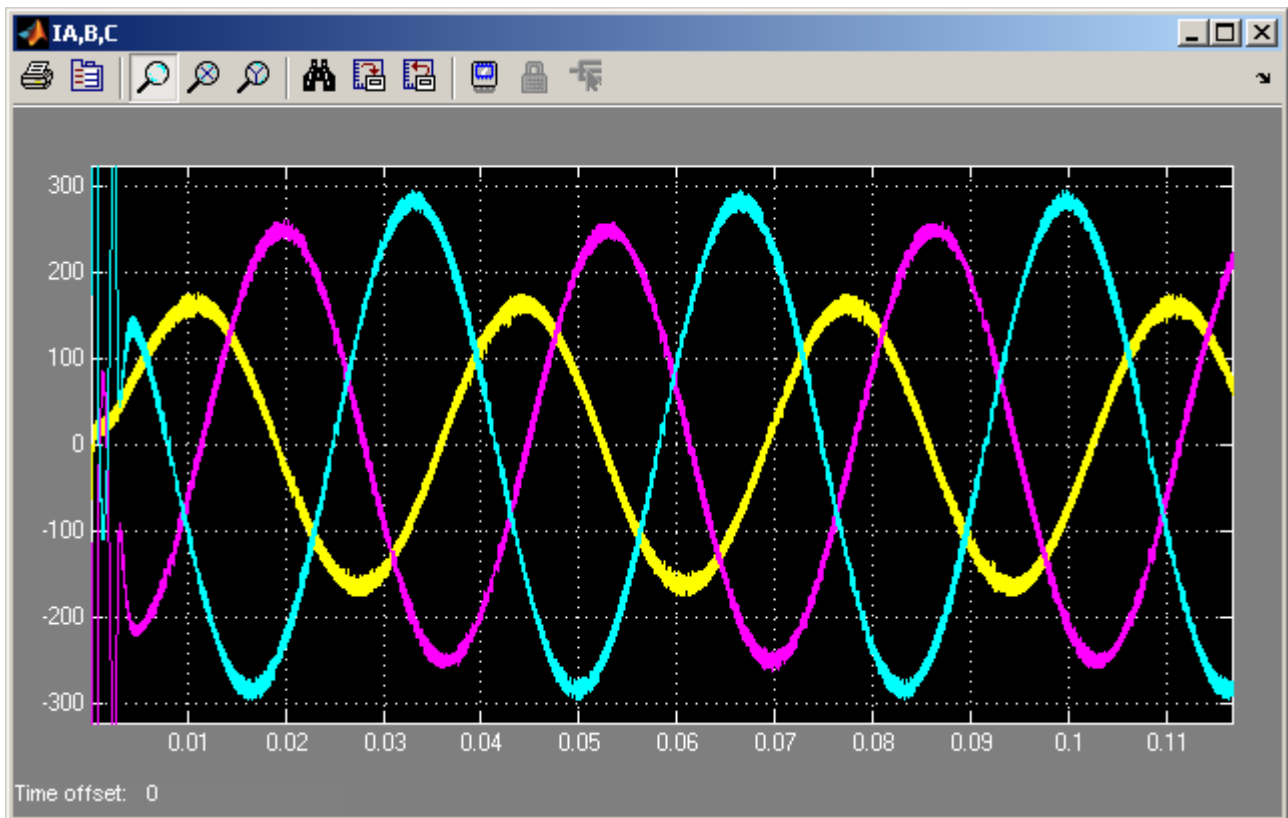


Grafico 5.280 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

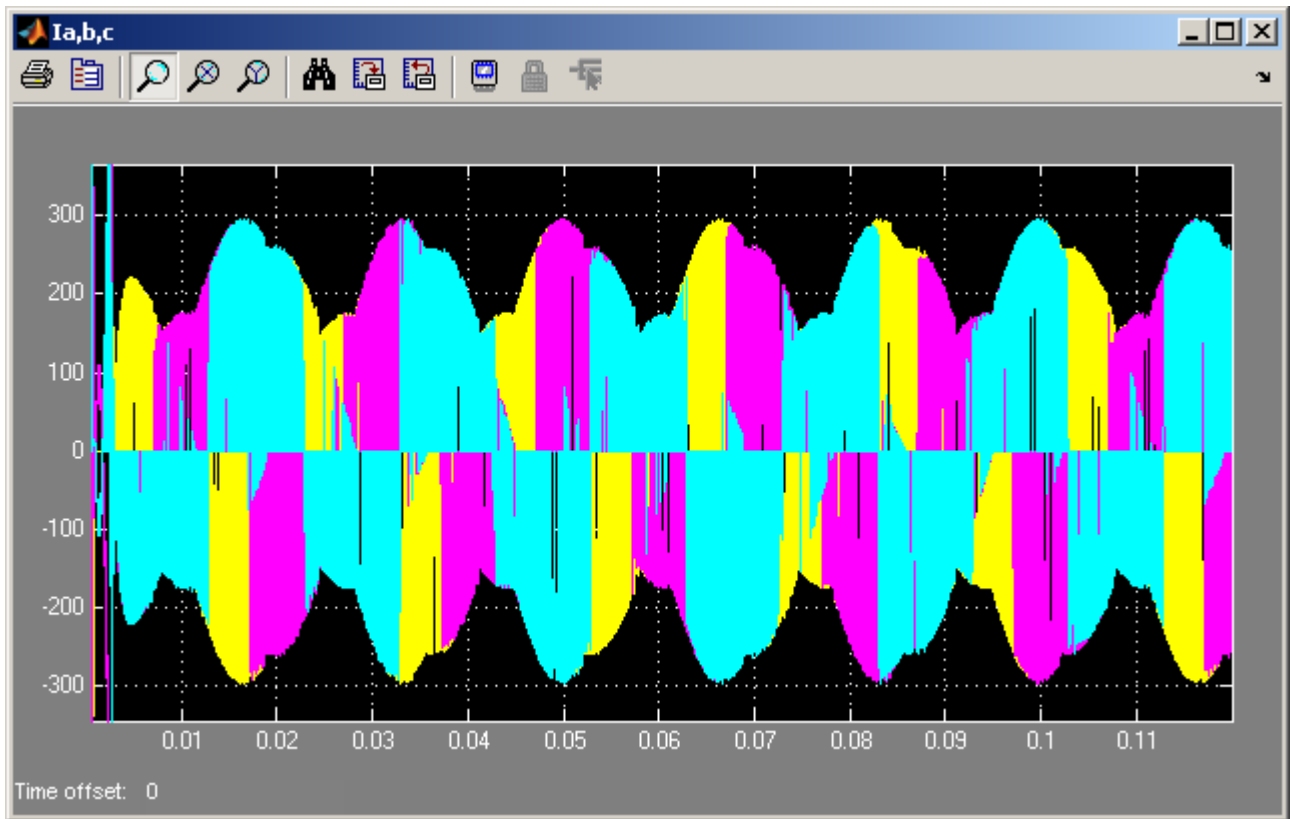


Grafico 5.281 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

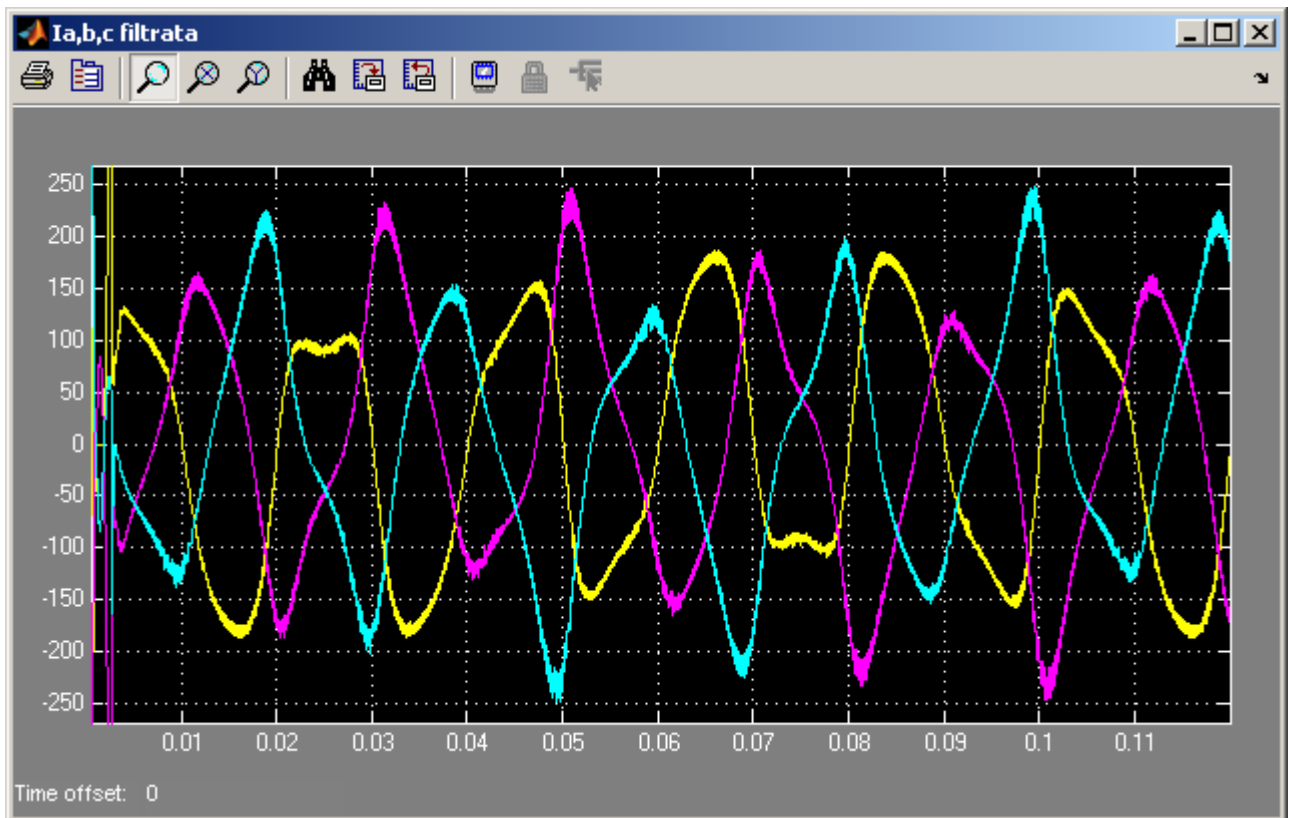


Grafico 5.282 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

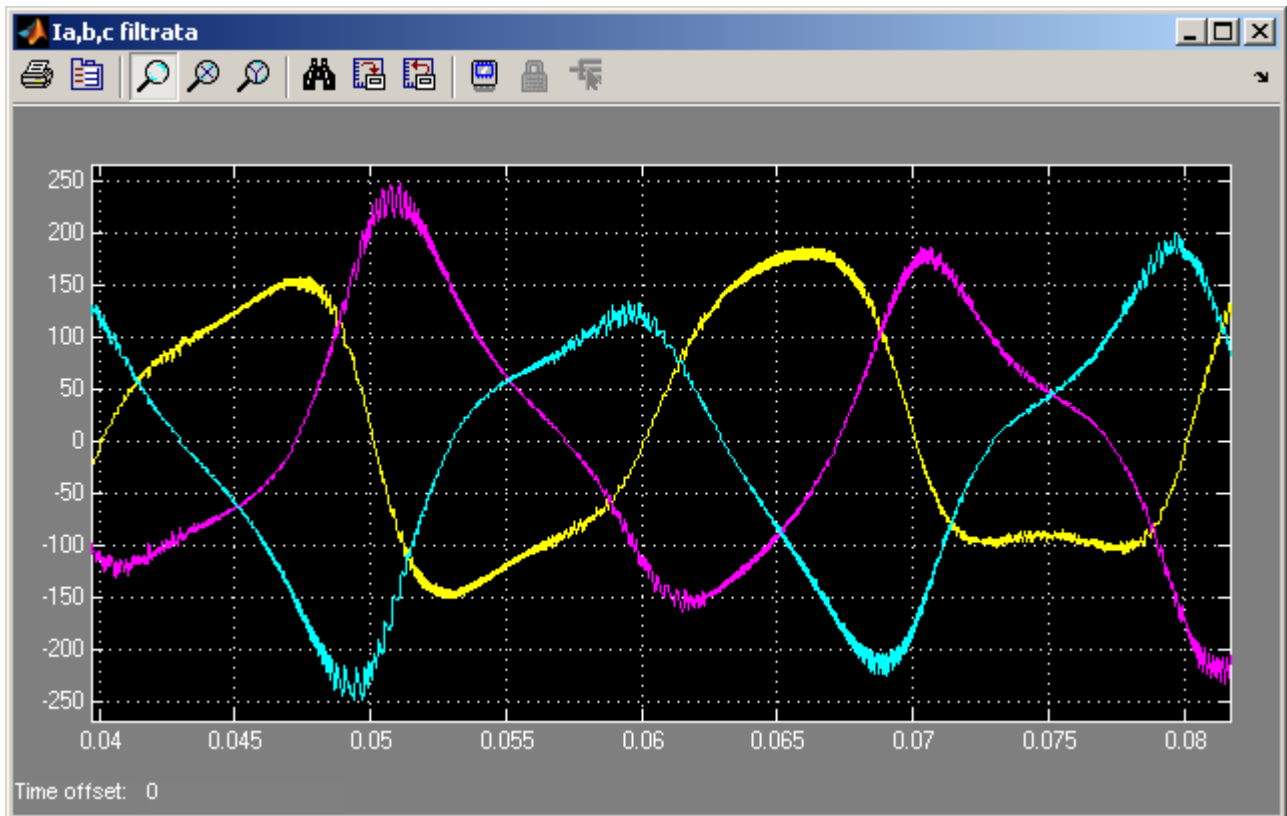


Grafico 5.283 Zoom Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

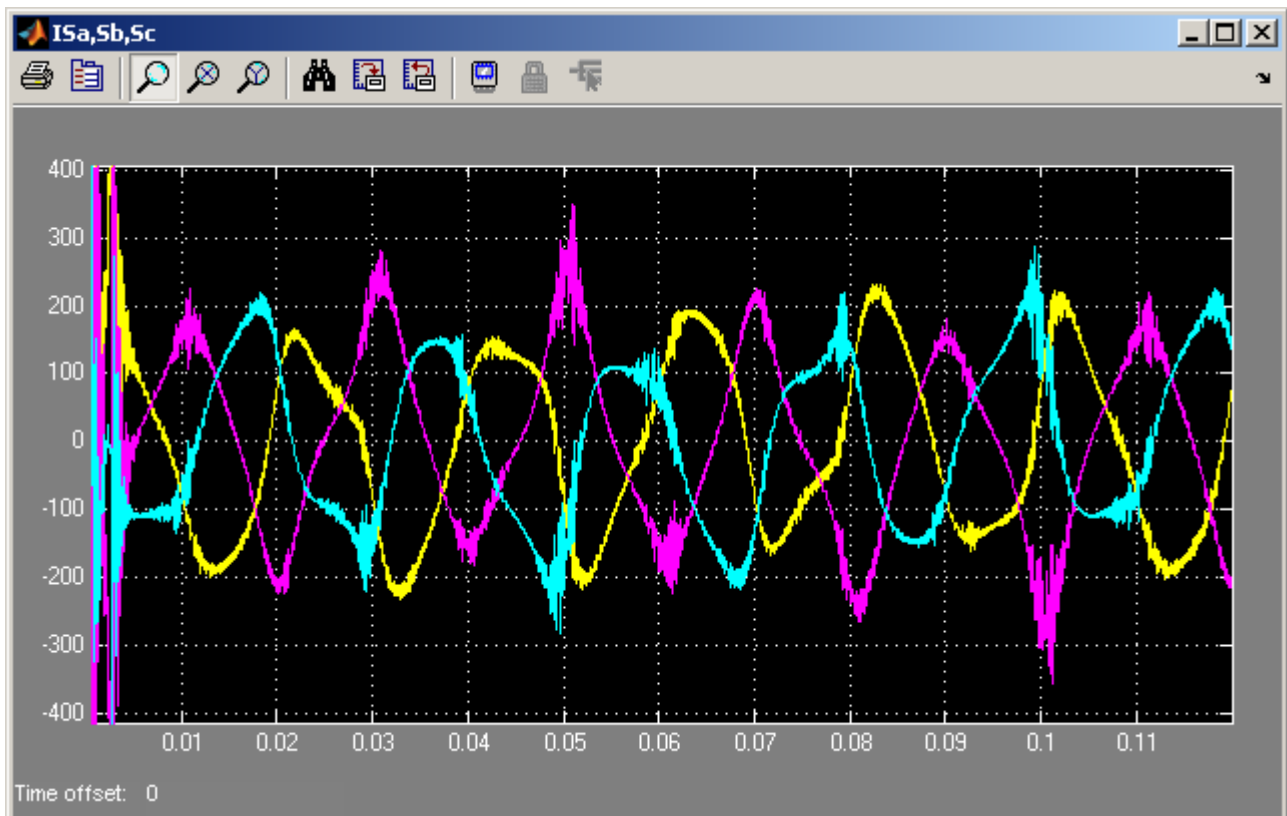


Grafico 5.284 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

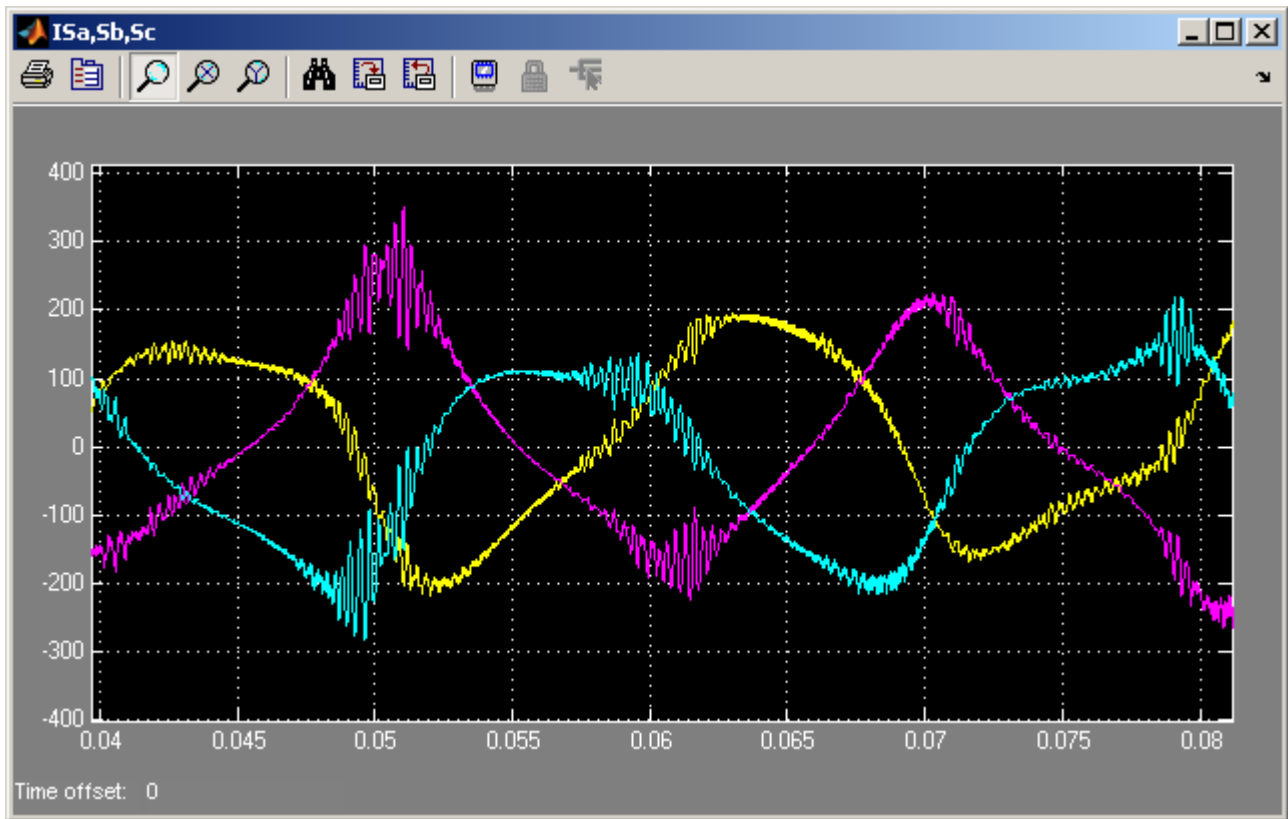


Grafico 5.285 Zoom Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

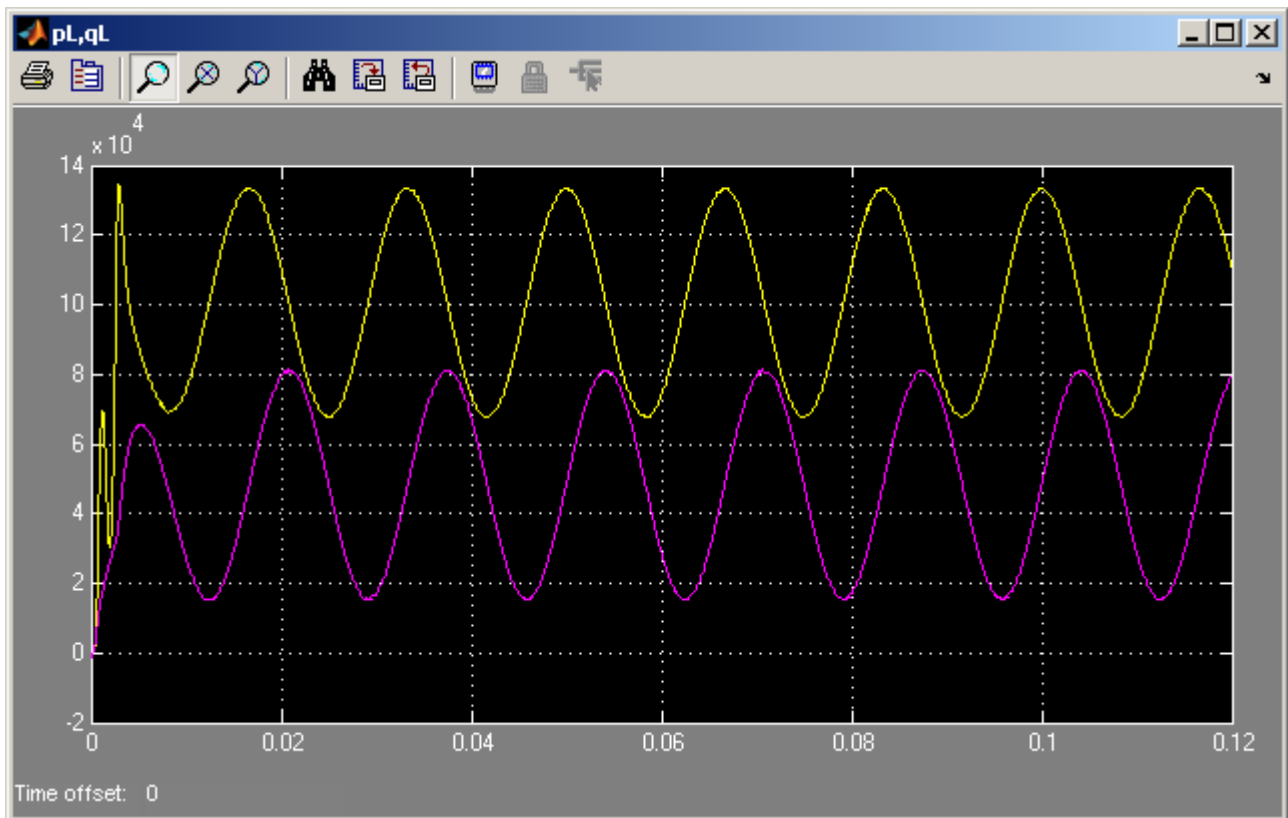


Grafico 5.286 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

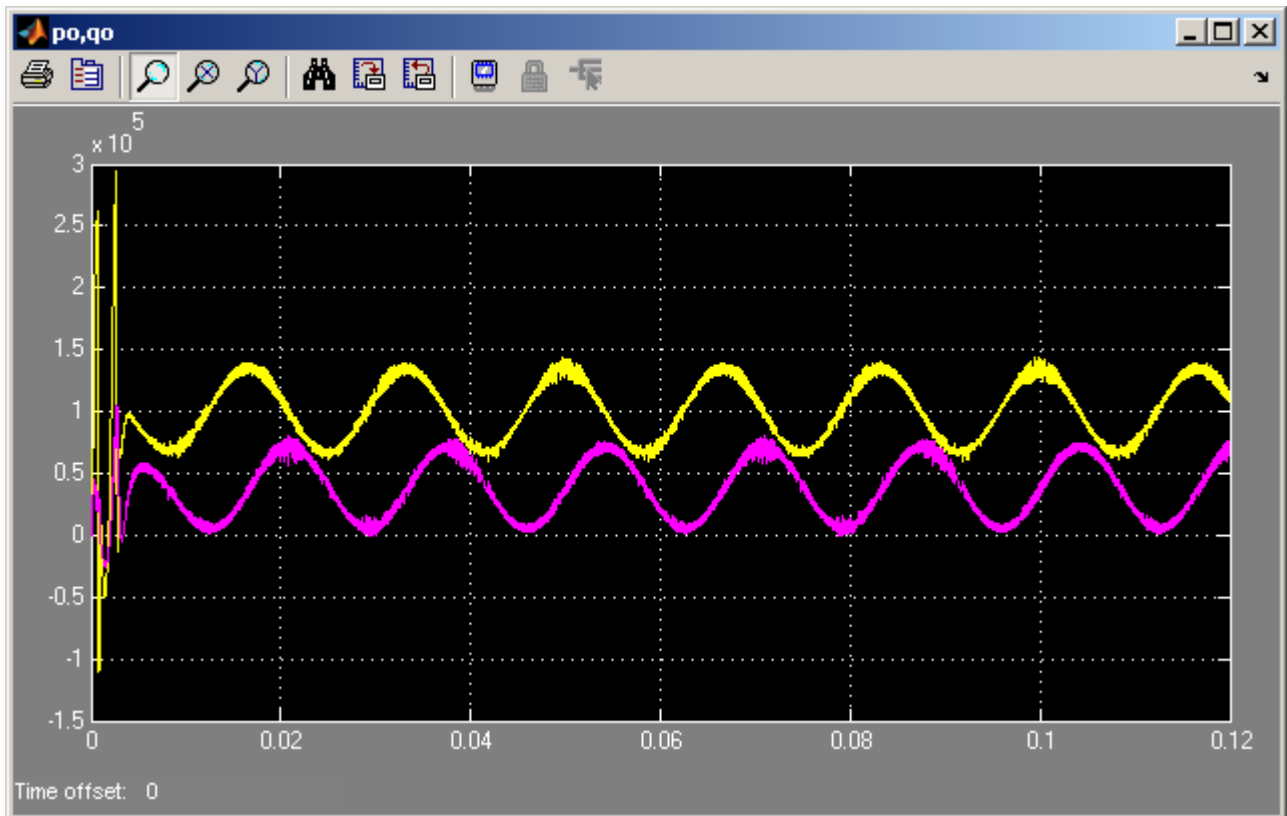


Grafico 5.287 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

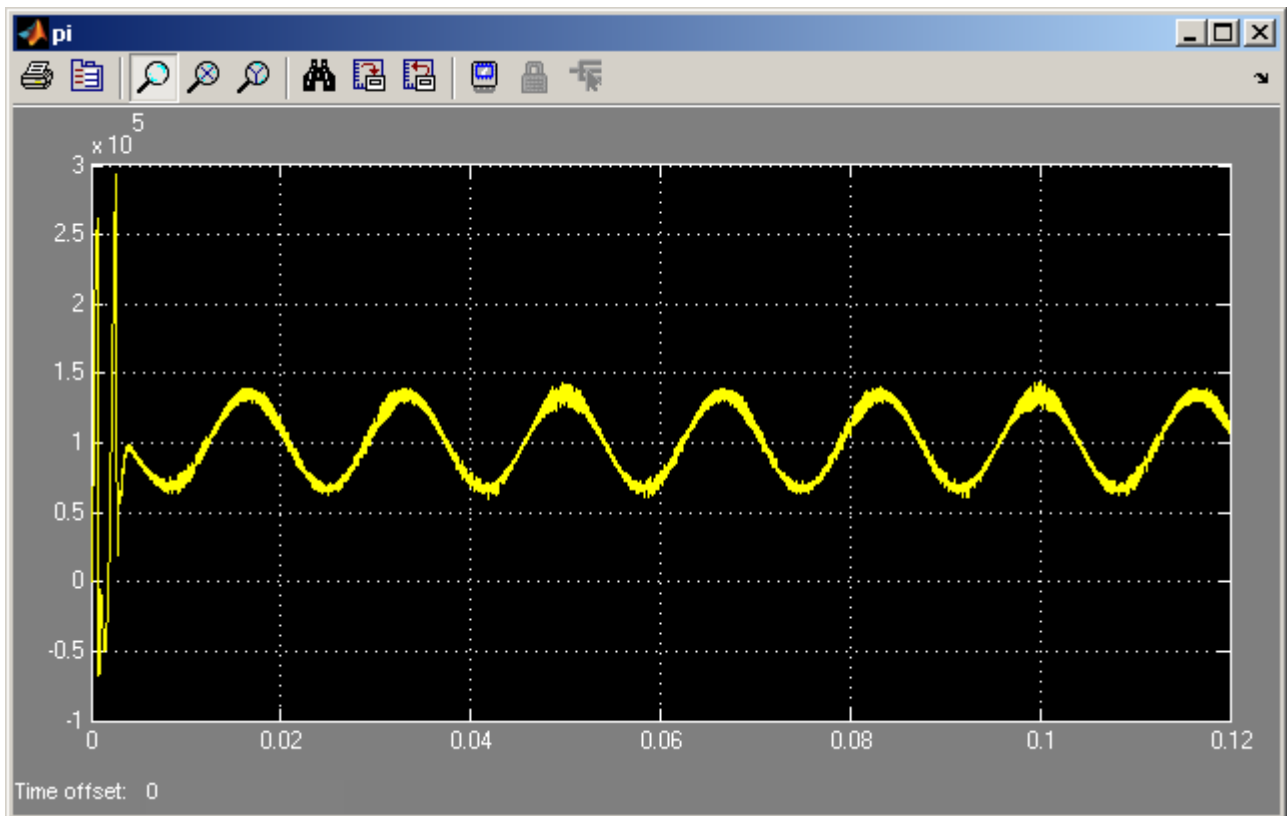


Grafico 5.288 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

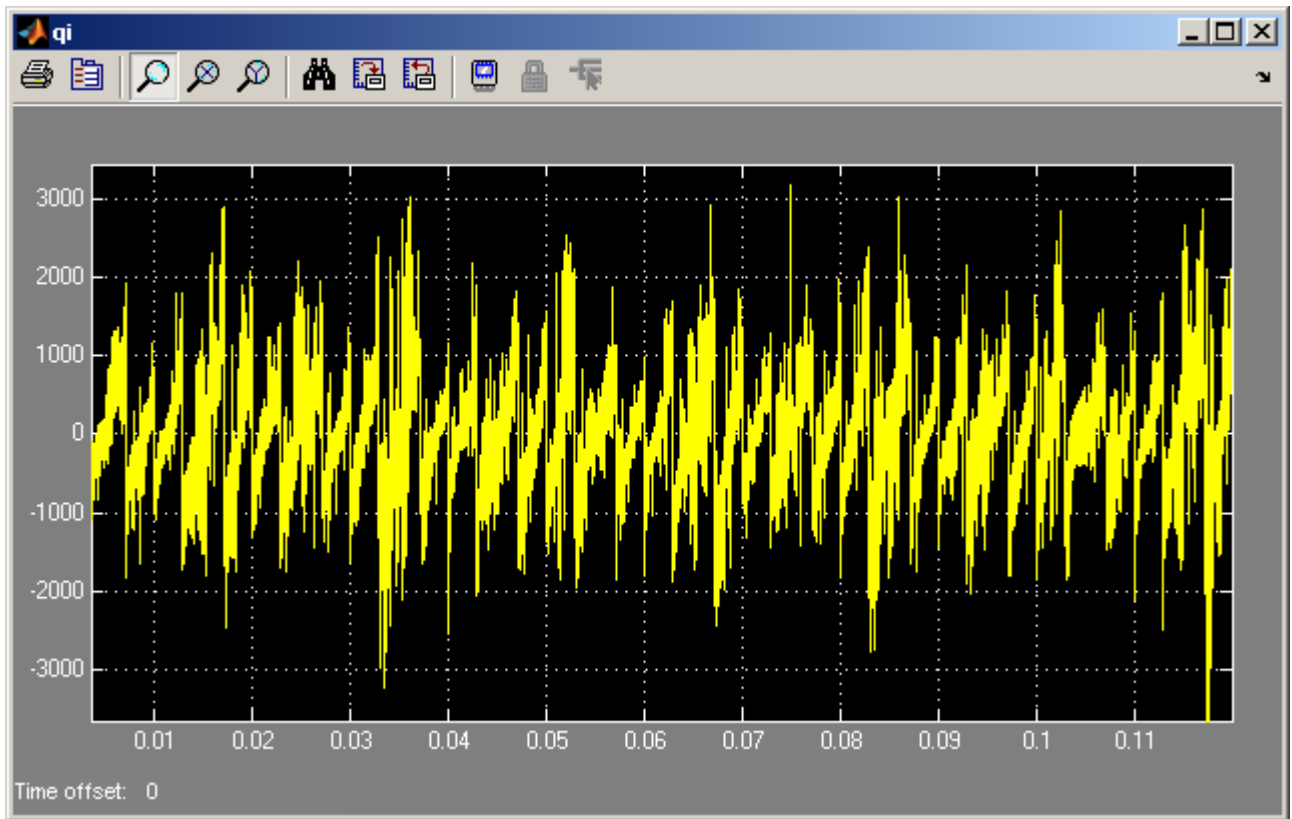


Grafico 5.289 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

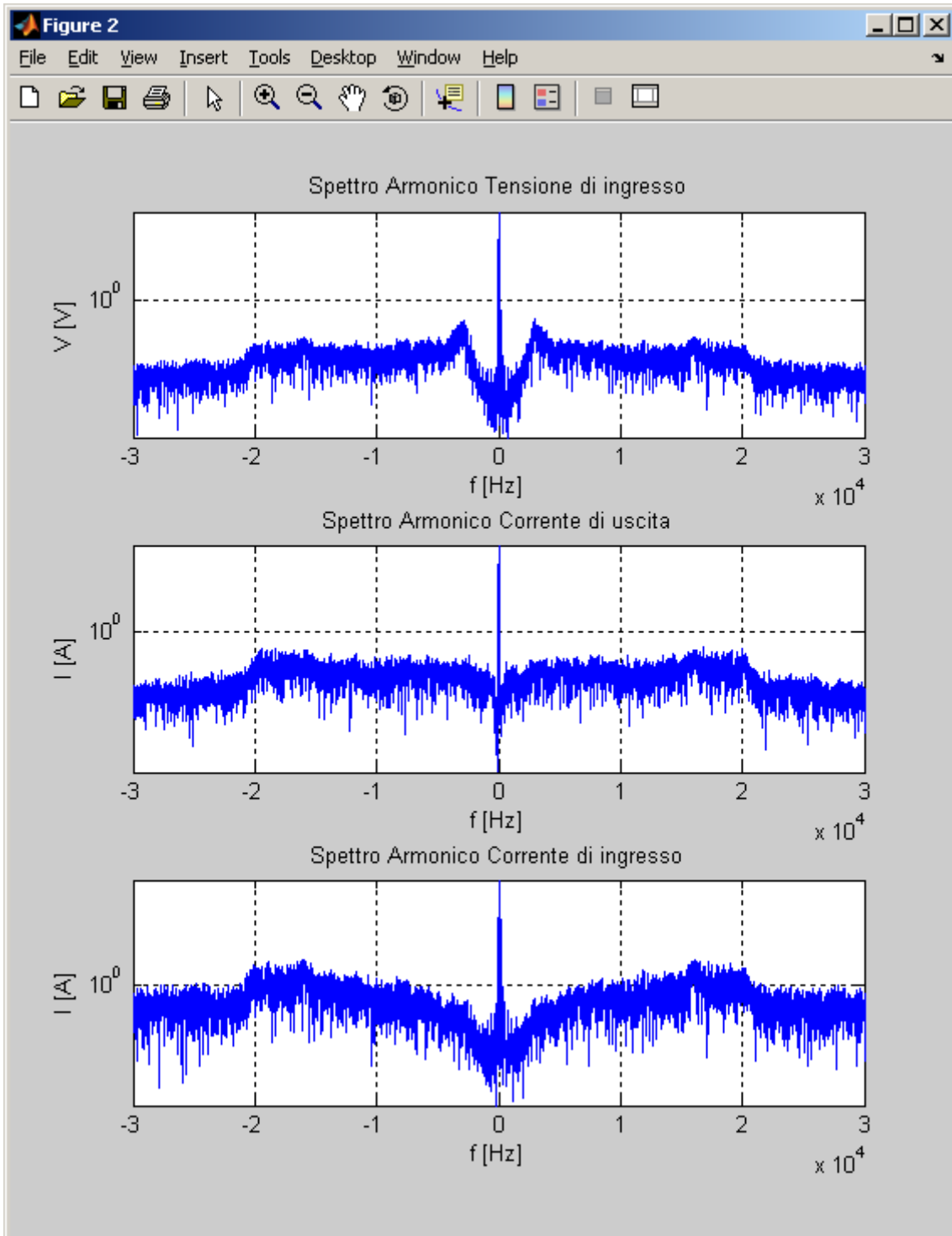


Grafico 5.290 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione di ingresso V_i , delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

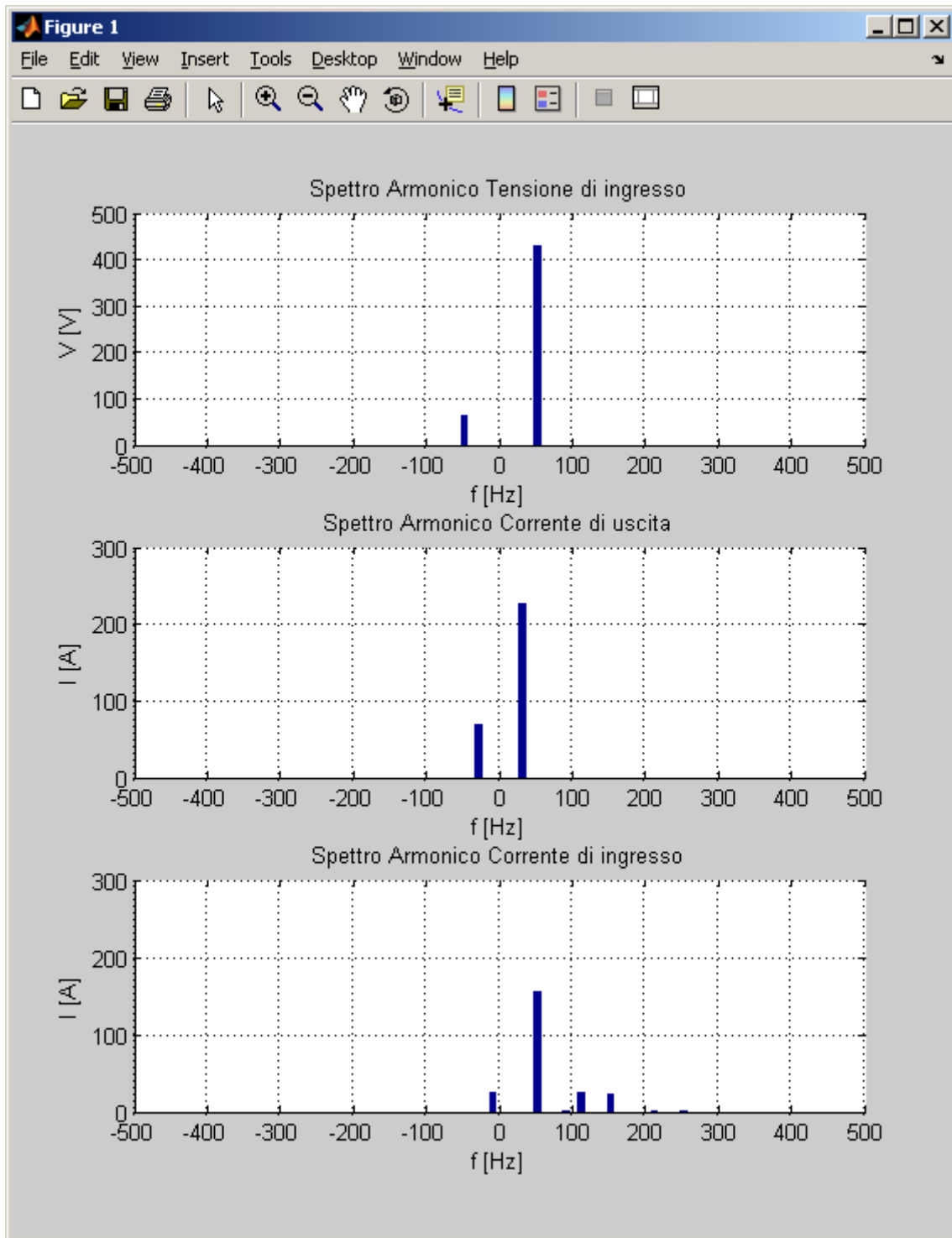


Grafico 5.291 Spettri armonici dei vettori spaziali della tensione di ingresso V_i , delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

5.4.4 Carico deformato che assorbe correnti ad onda quadra

In questo caso si vuole testare il funzionamento del sistema quando il carico assorbe delle correnti fortemente deformate, ovvero ad onda quadra. Di fatto il carico è stato realizzato mediante un ponte raddrizzatore a diodi trifase che assorbe una potenza attiva di circa 40 kW. La frequenza di uscita del Matrix Converter è di 30 Hz.

Nel grafico 2.294 sono mostrate le correnti assorbite dal carico $i_{LA,LB,LC}$ che effettivamente costituiscono un sistema equilibrato ad onda quadra.

Nel grafico 2.293 sono riportate le tensioni sul carico $v_{LA,LB,LC}$, le quali presentano il solito andamento sinusoidale, ma in questo caso, si possono notare delle piccole deformazioni in corrispondenza dei massimi.

Questo perché il forte disturbo presente nelle correnti assorbite dal carico rende difficile l'inseguimento delle correnti di uscita $i_{A,B,C}$ del Matrix Converter, riportate nei grafici 2.295 e 2.296, per cui nelle tensioni sul carico si hanno queste piccole deformazioni. Comunque, complessivamente il sistema presenta un buon funzionamento anche in questo caso.

Come sempre le correnti di uscita $i_{A,B,C}$ del Matrix Converter differiscono da quelle assorbite dal carico per la componente assorbita dai condensatori di uscita C_o .

Seguono i grafici 2.297, 2.298, 2.999, 2.300 e 2.301 che riportano le correnti di ingresso $i_{a,b,c}$ del Matrix Converter effettive e filtrate a livello di segnale e quelle di rete $i_{Sa,Sb,Sc}$.

Gli spettri armonici delle correnti di ingresso e di uscita sono riportate nei grafici 2.306 e 2.307.

Nonostante l'ampio contenuto armonico presente nelle correnti di uscita $i_{A,B,C}$, la correnti di ingresso $i_{a,b,c}$ del Matrix Converter non presentano un contenuto armonico elevato, anzi a giudicare dai grafici 2.998 e 2.999 esse appaiono molto vicine ad essere sinusoidali.

Questo fatto in realtà è normale, poiché la potenza attiva istantanea assorbita dal carico p_L , e quindi quelle in uscita e in ingresso del Matrix Converter, p_o e p_i , riportate nei grafici 2.302, 2.303 e 2.304 sono quasi costanti.

Il forte contenuto armonico presente nelle correnti di uscita del Matrix Converter producono un'ampia oscillazione della potenza immaginaria di uscita q_o la quale, però, viene compensata dal Matrix Converter, come mostrato nel grafico 2.305 dove è riportata la potenza immaginaria di ingresso q_i .

Da un punto di vista matematico è stato detto che ogni armonica presente nelle correnti di uscita produce una coppia di armoniche equidistanti dalla fondamentale nelle correnti di ingresso. Essendo che, le correnti di uscita presentano diverse componenti armoniche, buona parte delle armoniche prodotte nelle correnti di ingresso si compensa.

In particolare, dato che le correnti di uscita costituiscono una terna alternata, deformata ma simmetrica presentano il tipico spettro armonico di queste forme d'onda secondo la nota sequenza di indice $k = 1 + 6m$ con m intero, ossia $k = +1, -5, +7, -11, +13, -17, +19...$

Quindi, ad esempio, le armoniche -5 e +7 presenti nella corrente di uscita producono nella corrente di ingresso la stessa coppia di armoniche -2,6 e +4,6. E così tutte le altre armoniche della corrente di uscita prese a coppie producono le stesse armoniche nella corrente di ingresso. L'ampiezza totale di ogni singola armonica nella corrente di ingresso è data dalla somma vettoriale delle singole componenti ed evidentemente la somma tende a compensarsi.

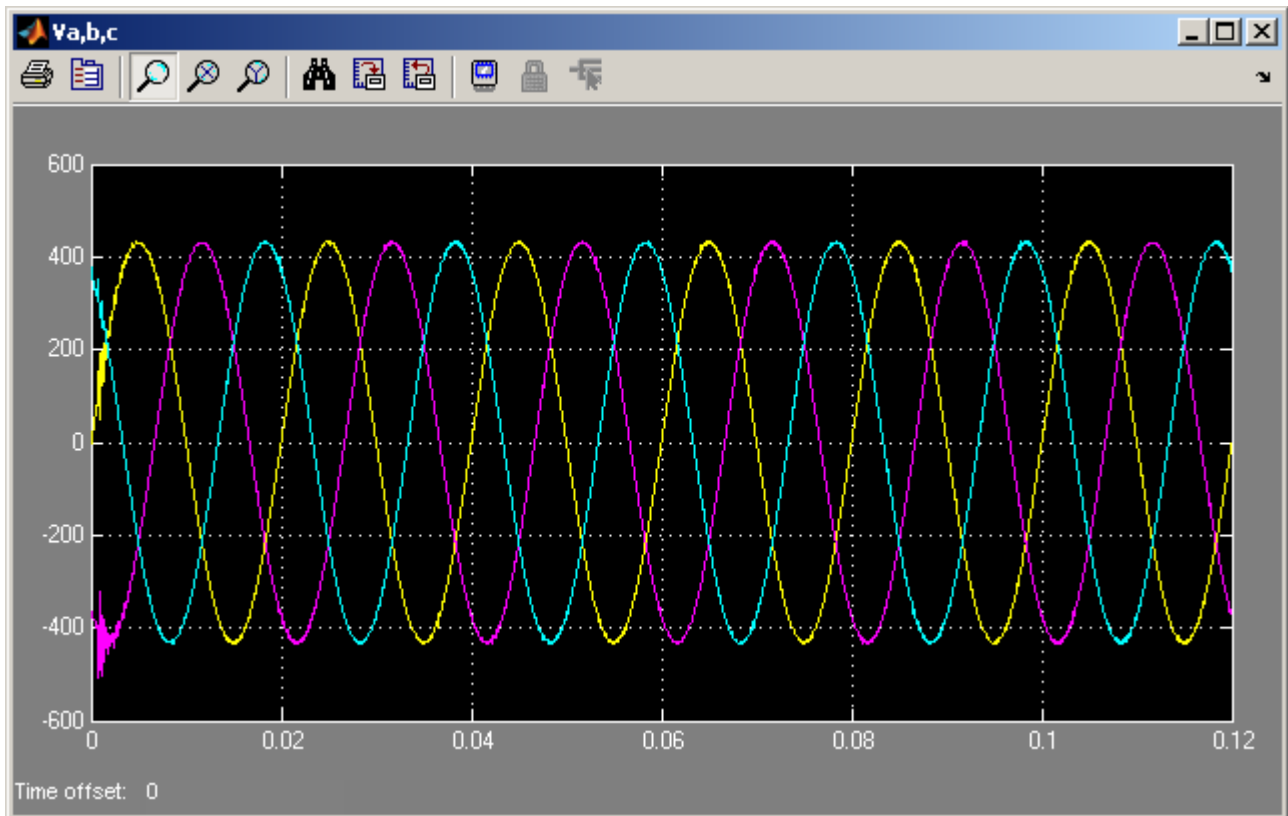


Grafico 5.292 Tensioni di ingresso del MC v_a, v_b, v_c

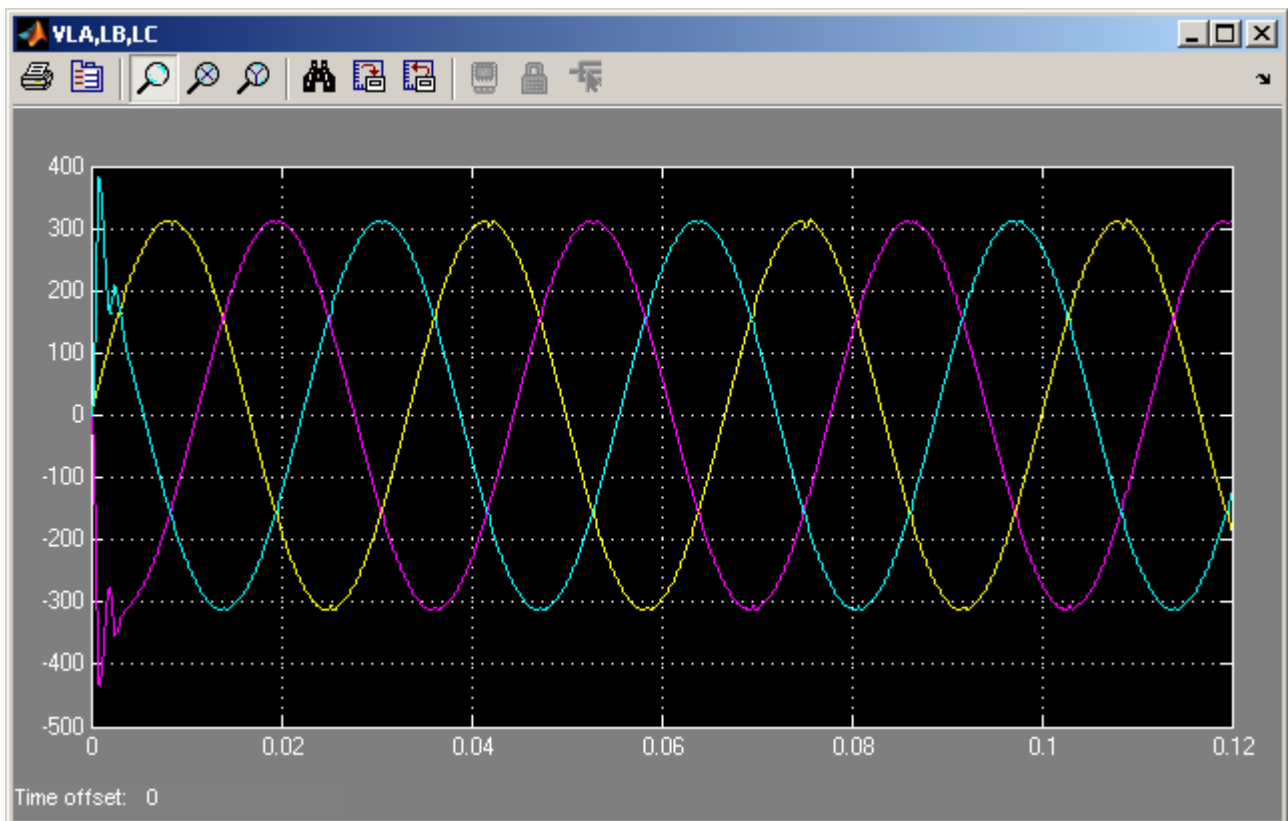


Grafico 5.293 Tensioni sul carico v_{LA}, v_{LB}, v_{LC}

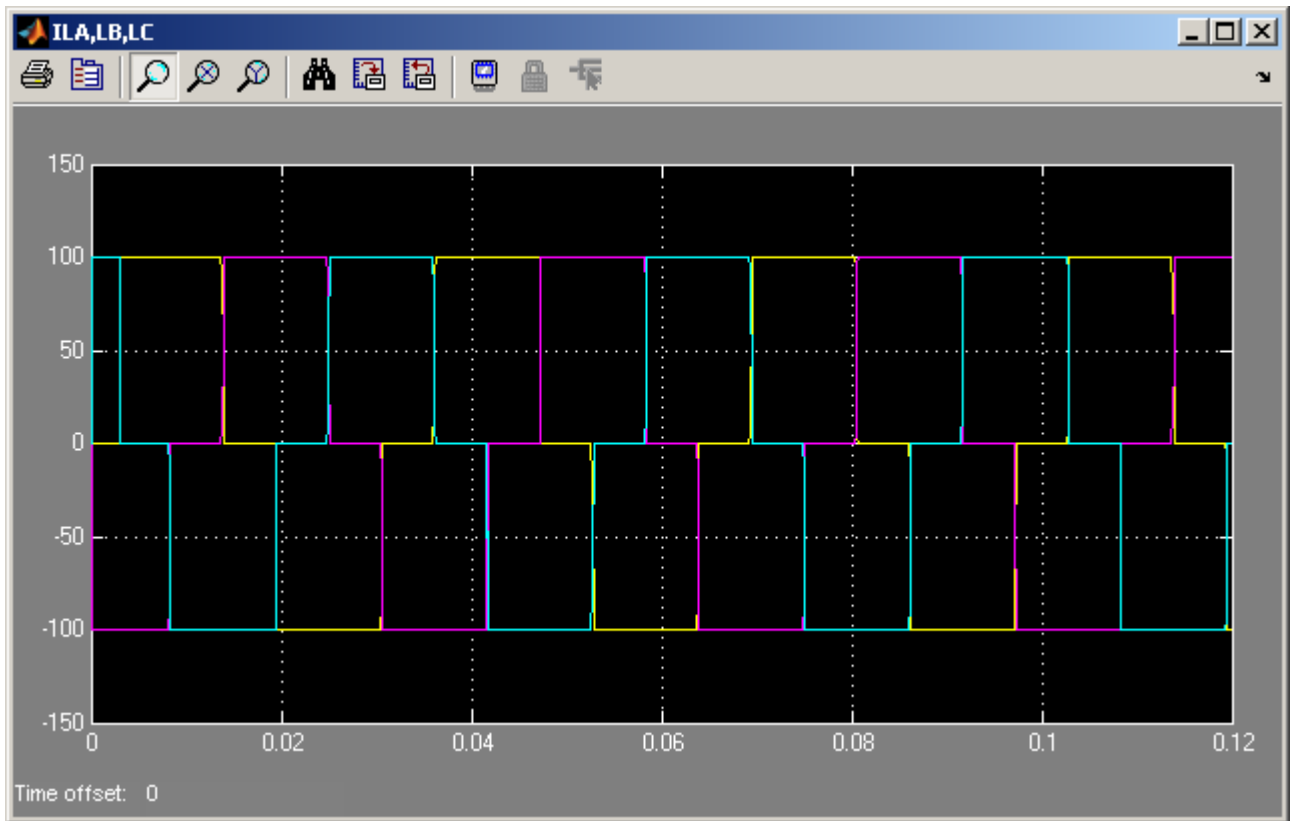


Grafico 5.294 Correnti assorbite dal carico i_{LA} , i_{LB} , i_{LC}

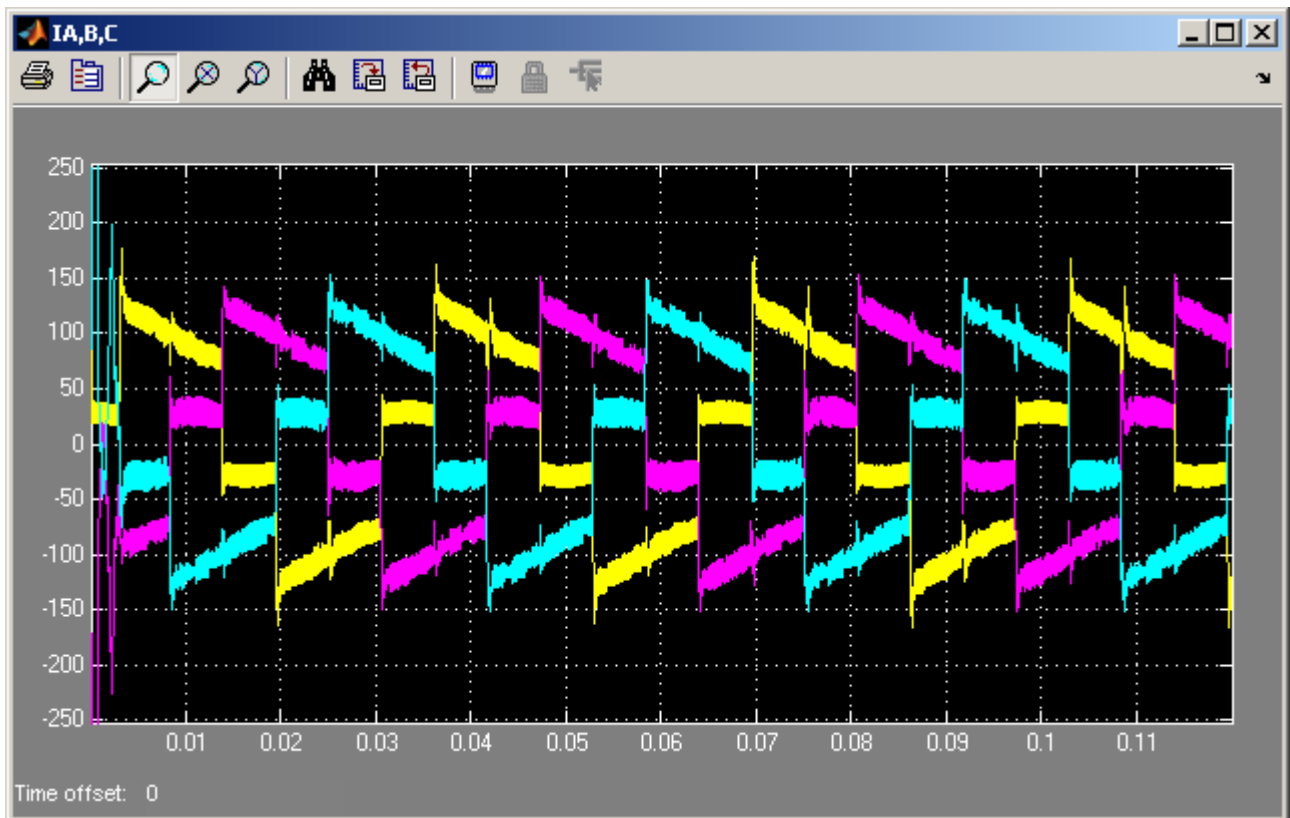


Grafico 5.295 Correnti di uscita del MC i_A , i_B , i_C

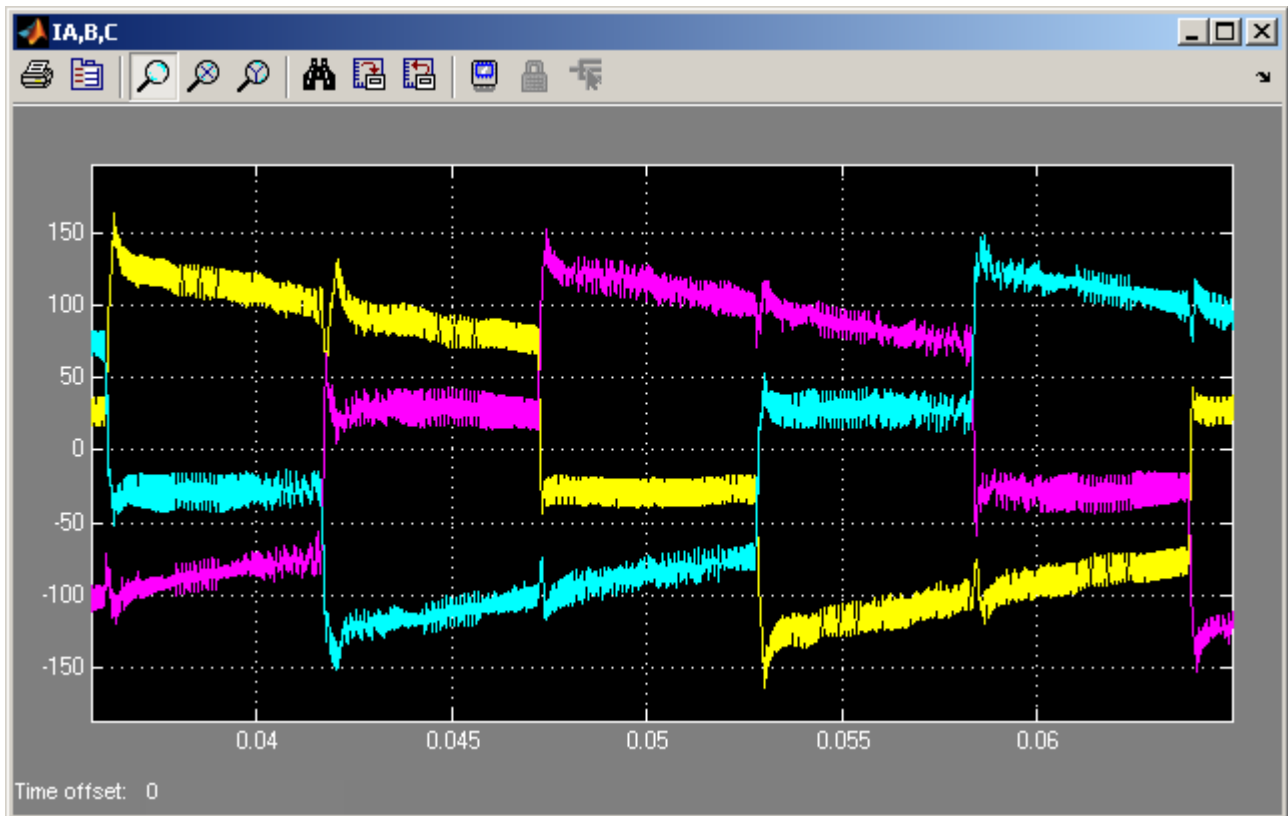


Grafico 5.296 Zoom Correnti di uscita del MC i_A, i_B, i_C

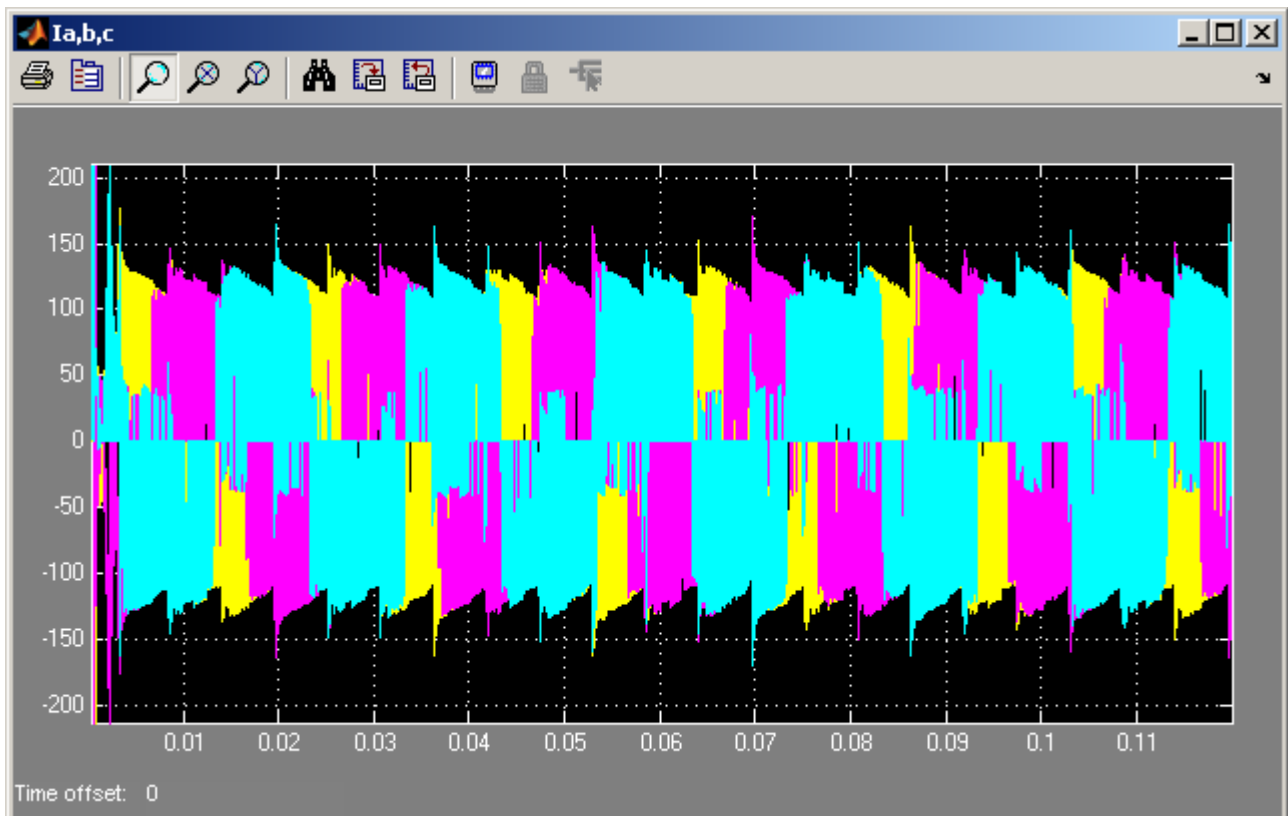


Grafico 5.297 Correnti di ingresso del MC i_a, i_b, i_c

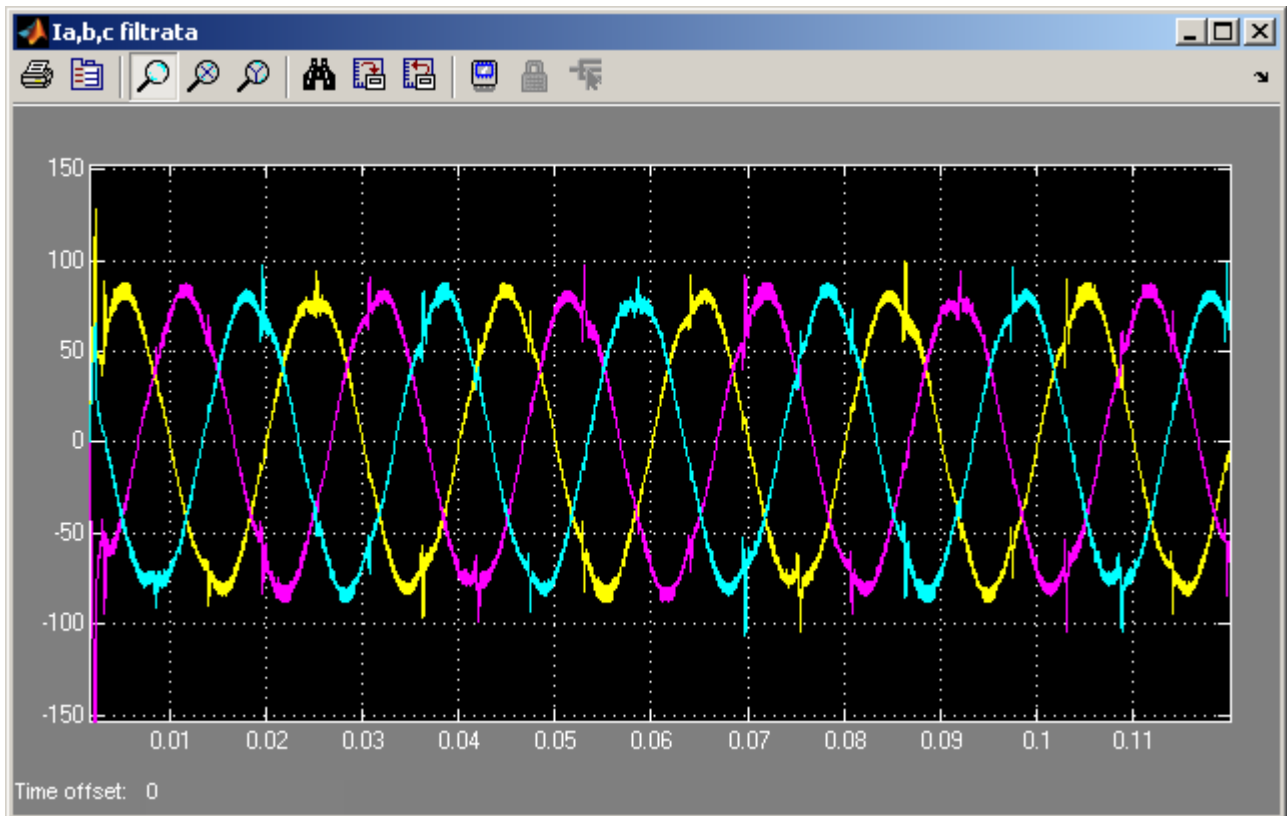


Grafico 5.298 Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

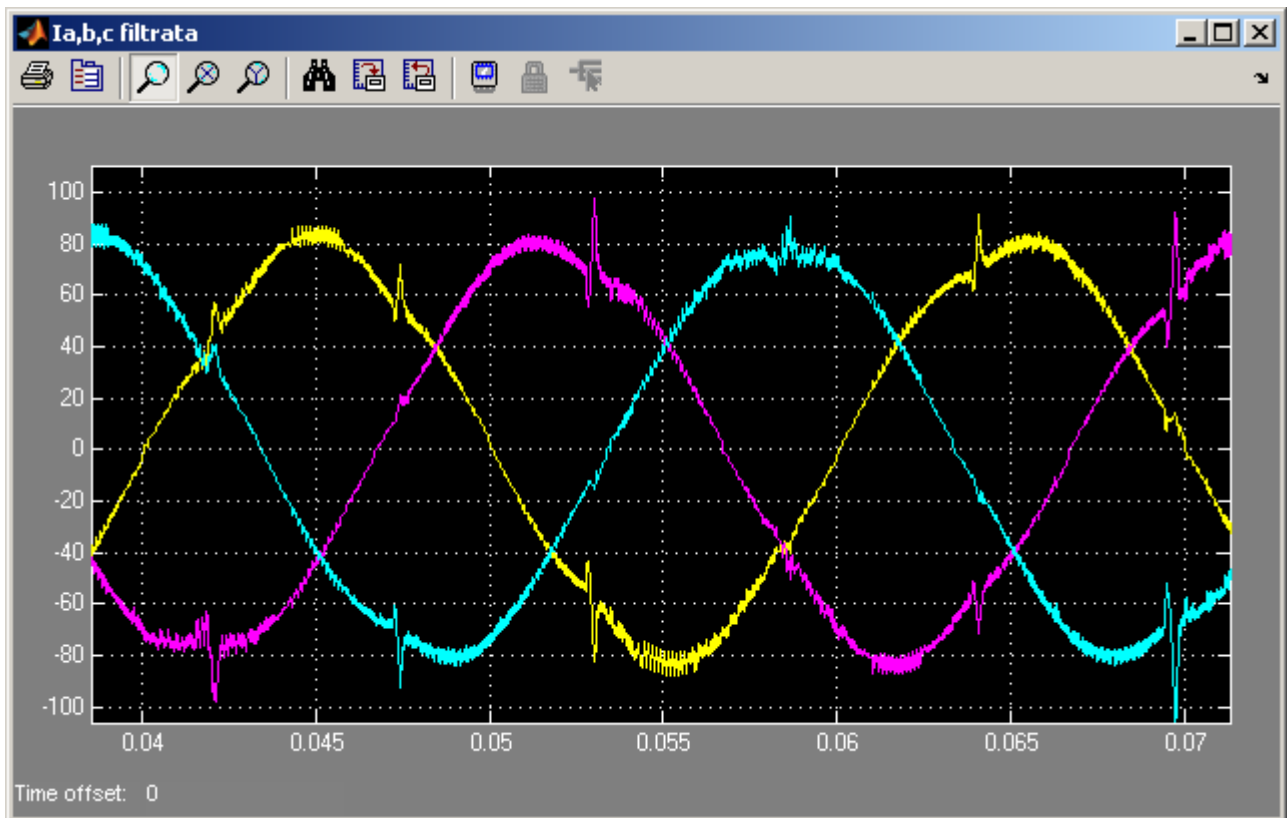


Grafico 5.299 Zoom Correnti di ingresso del MC i_a , i_b , i_c filtrate sul segnale (3000Hz)

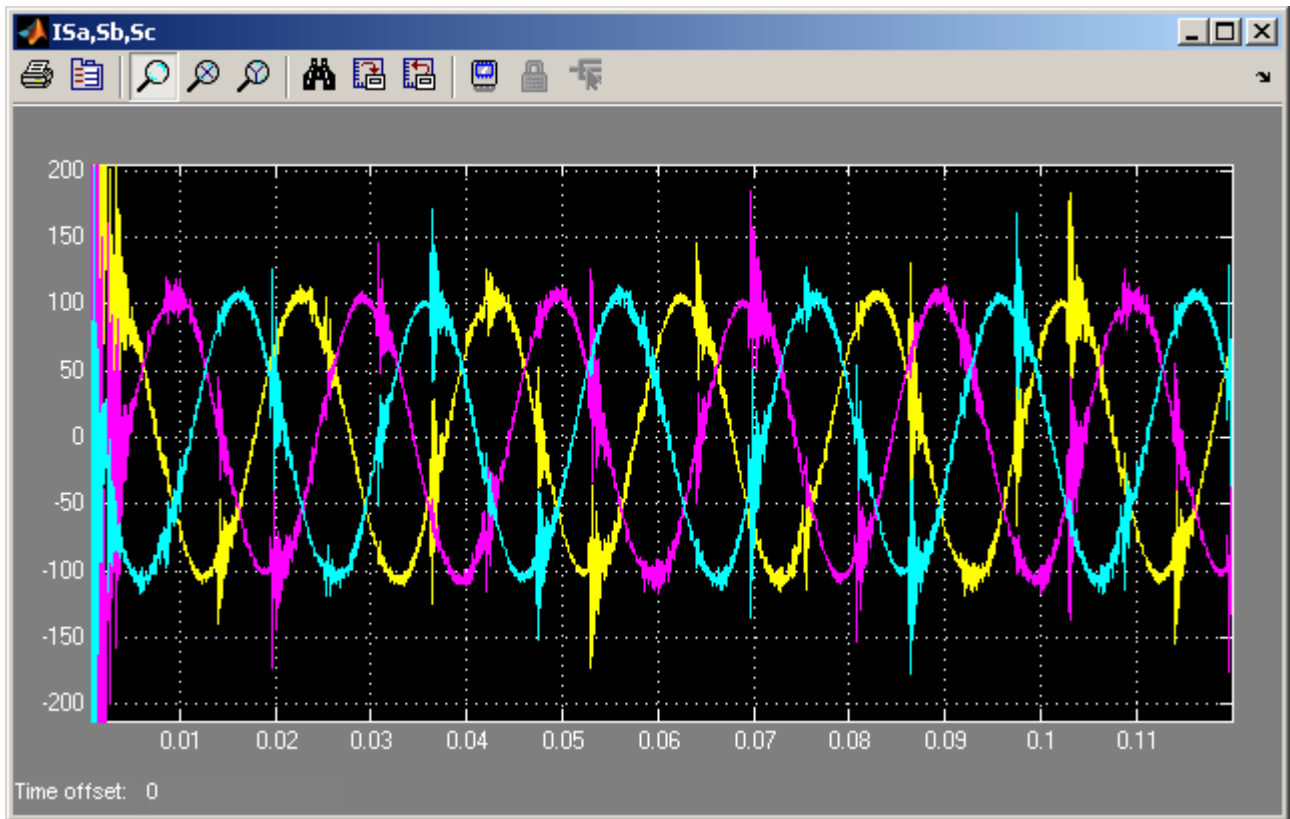


Grafico 5.300 Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

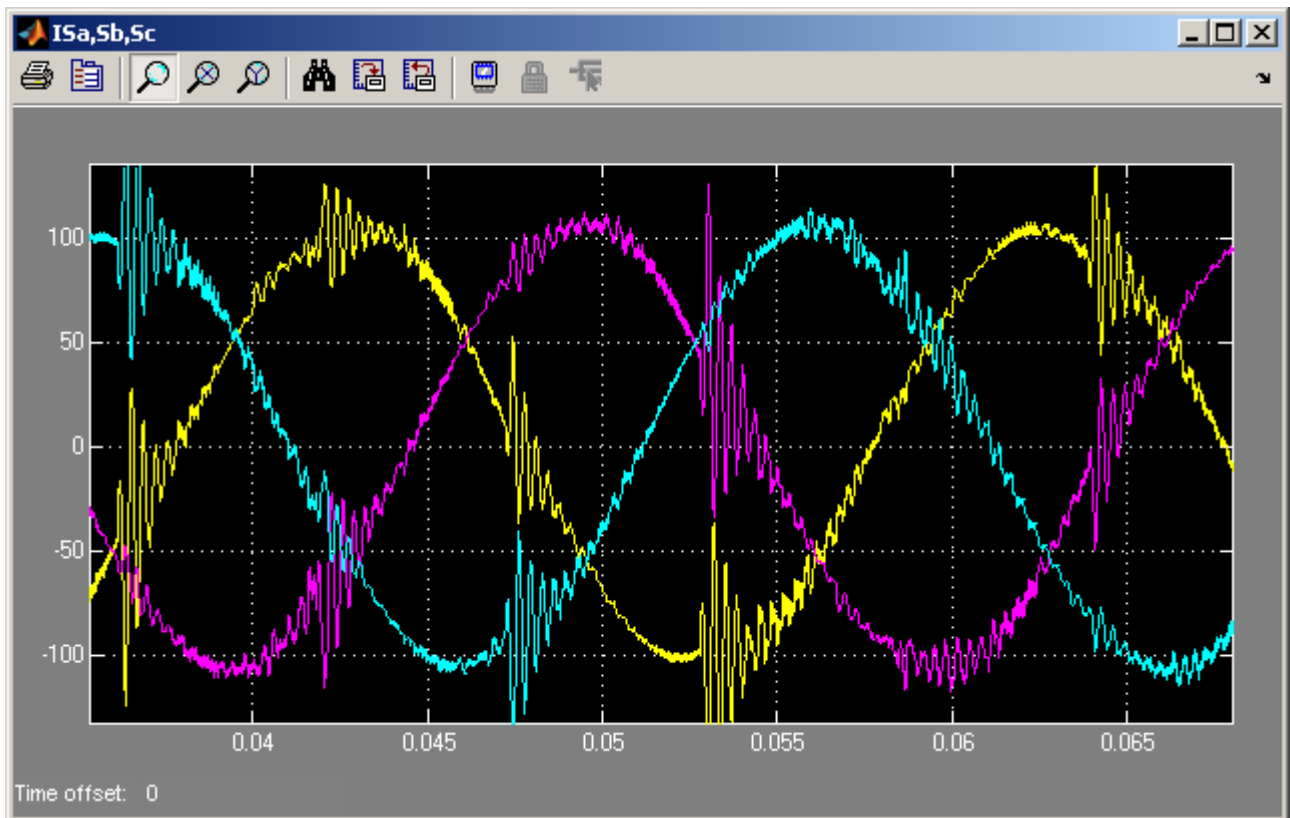


Grafico 5.301 Zoom Correnti di rete i_{sa} , i_{sb} , i_{sc}

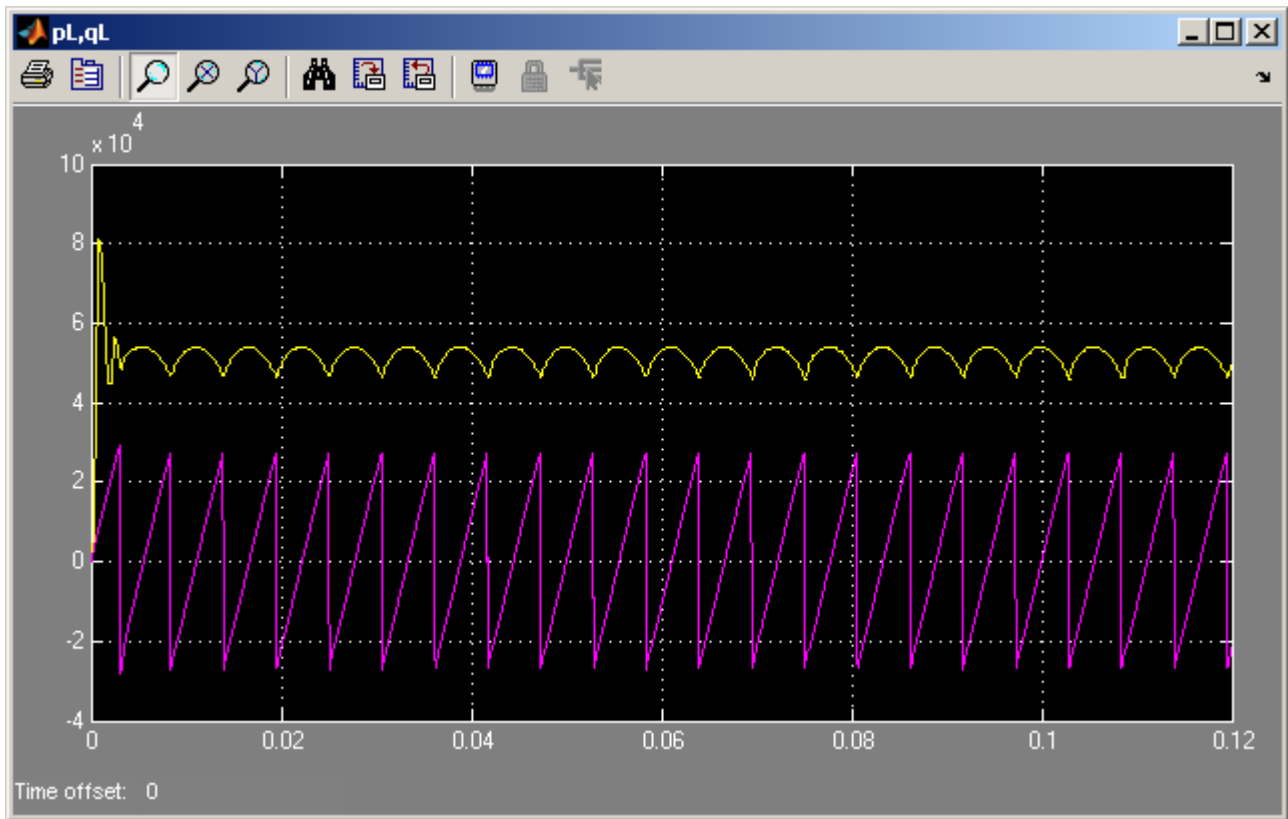


Grafico 5.302 Potenza attiva ed immaginaria istantanee assorbite dal carico p_L e q_L

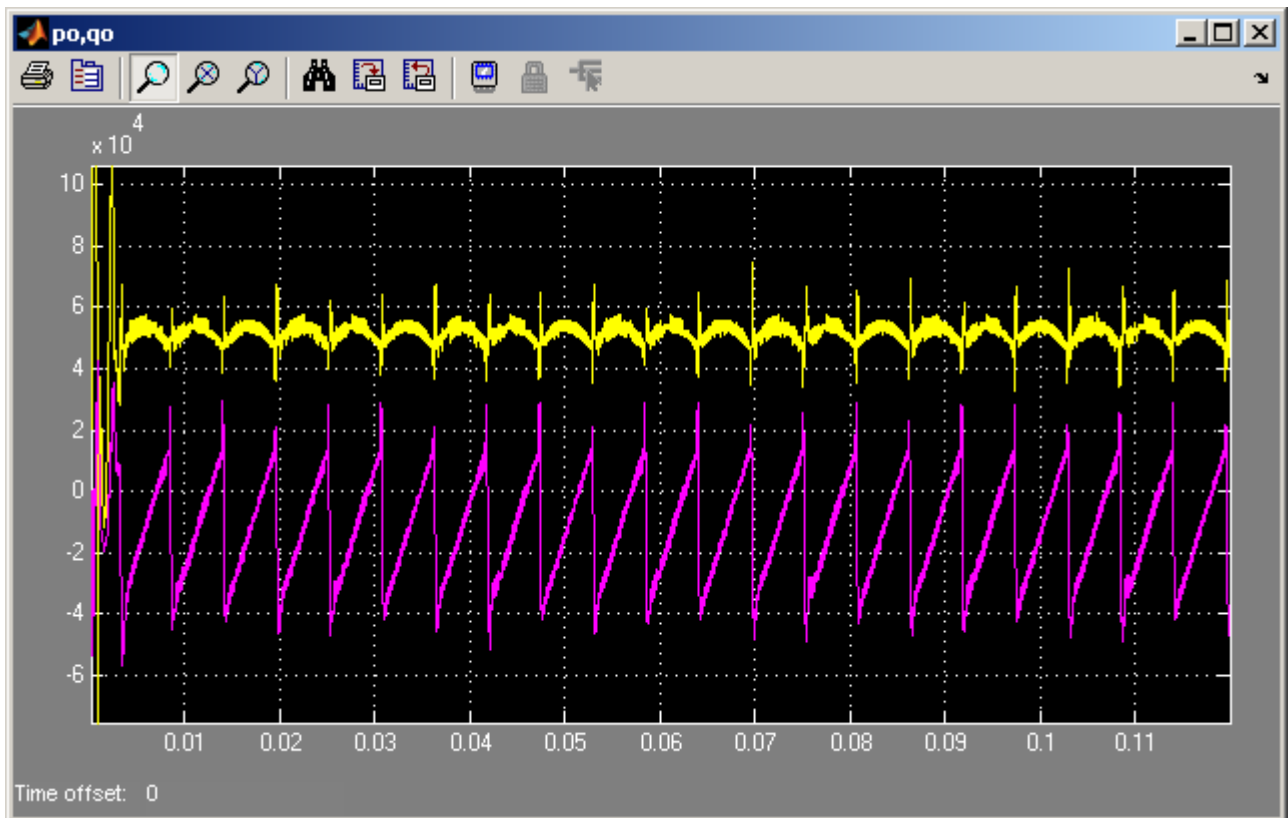


Grafico 5.303 Potenza attiva ed immaginaria istantanee in uscita dal MC p_o e q_o

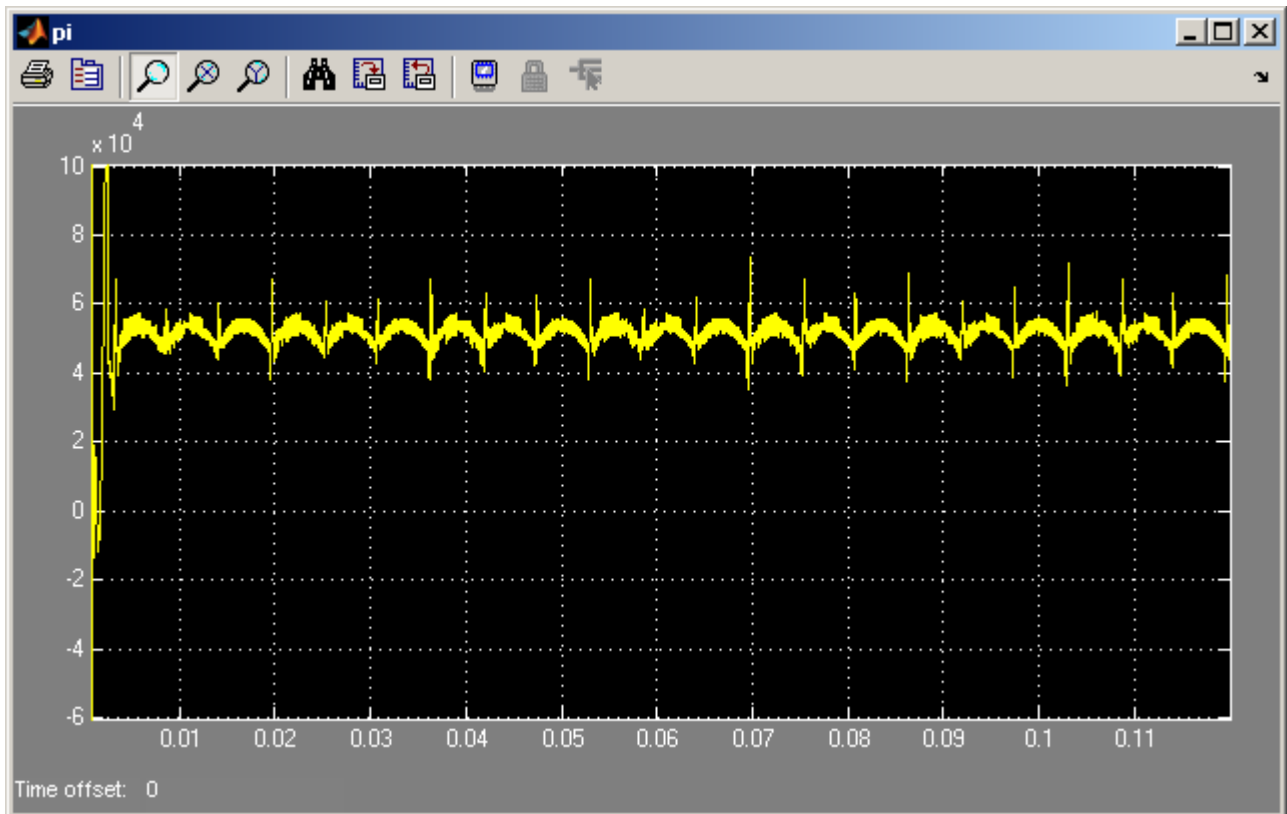


Grafico 5.304 Potenza attiva istantanea in ingresso al MC p_i

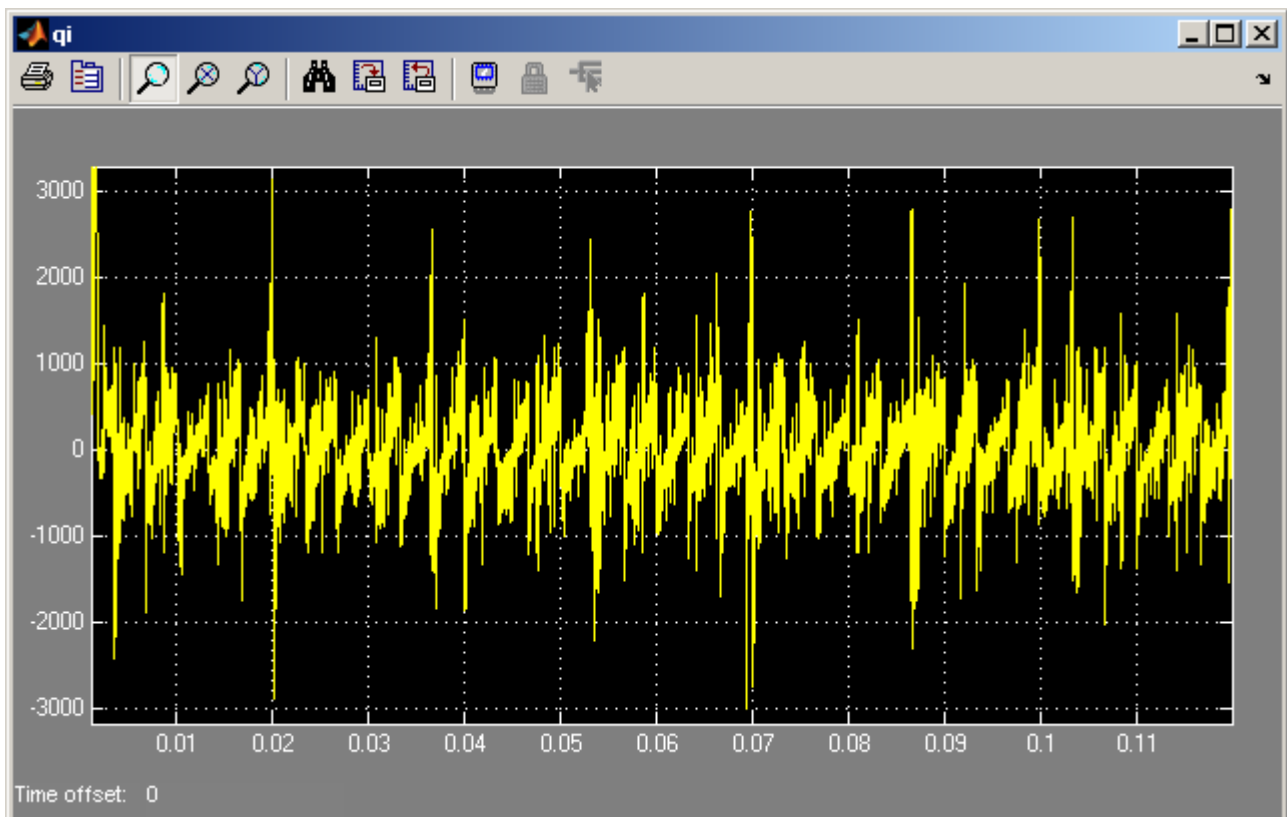


Grafico 5.305 Potenza immaginaria istantanea in ingresso al MC q_i

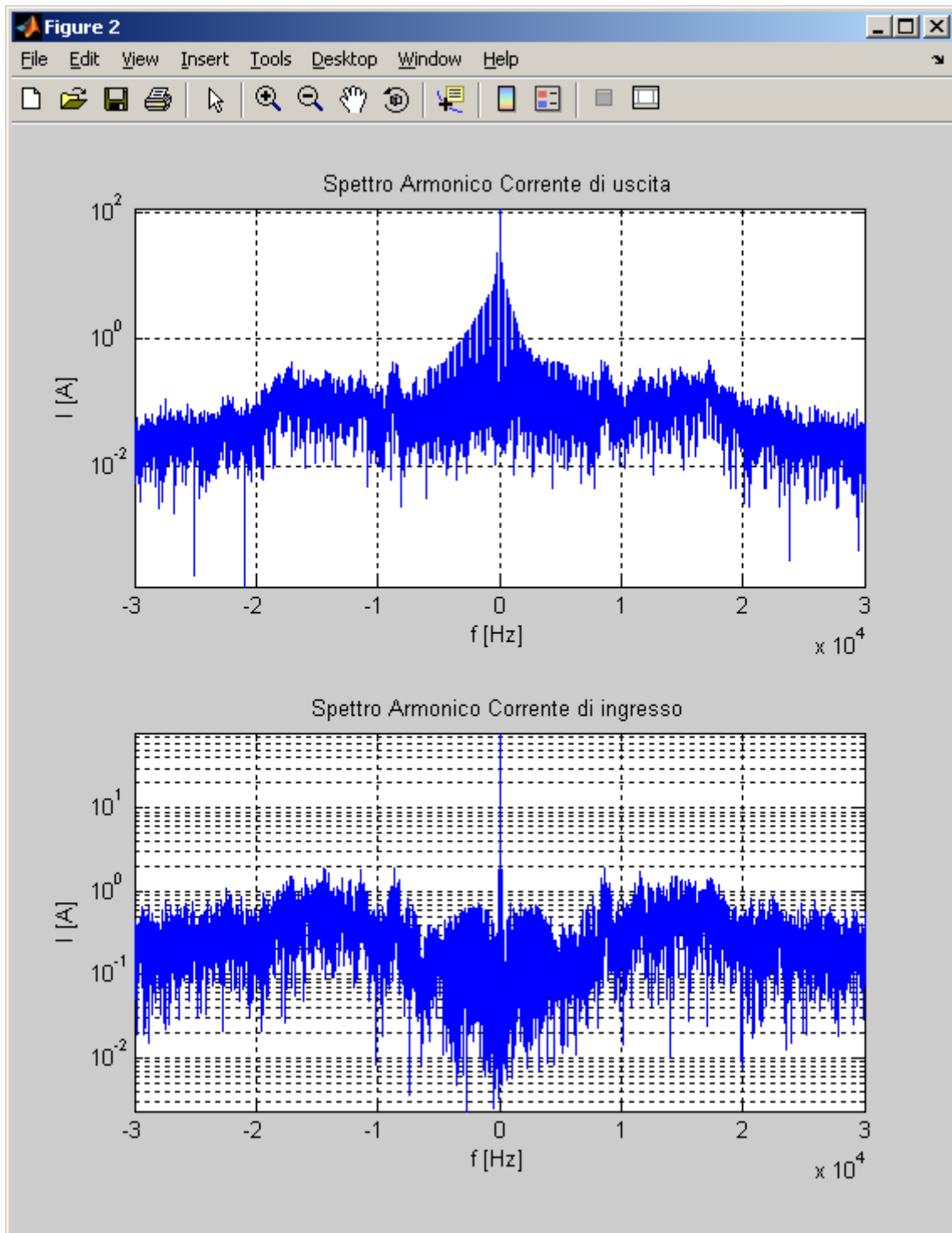


Grafico 5.306 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala semilogaritmica alle alte frequenze

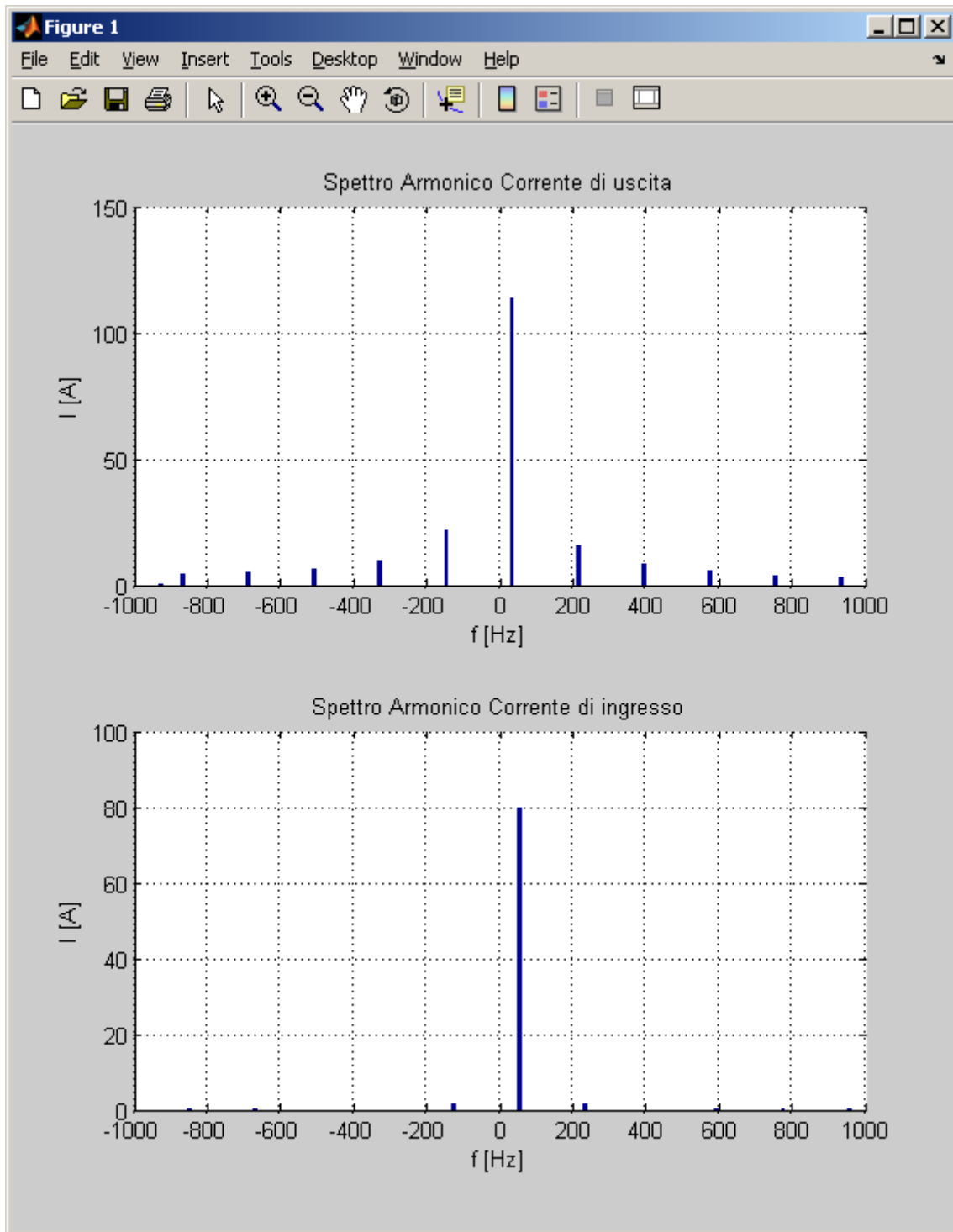


Grafico 5.307 Spettri armonici dei vettori spaziali delle correnti di uscita e di ingresso I_o e I_i del MC in scala lineare alle basse frequenze

Conclusioni

I due obiettivi principali di questo lavoro che sono stati prefissati si possono dire essere raggiunti. Infatti, il primo di questi, ossia l'analisi e la seguente simulazione del sistema di controllo in corrente HCC-SVM, ripreso da altri articoli in letteratura e qui migliorato e sviluppato, mostra un buon funzionamento anche nelle diverse condizioni di lavoro.

Si vuole sottolineare che il sistema è stato progettato principalmente per lavorare in condizioni sinusoidali sia di ingresso che di uscita del Matrix Converter, ma si è mostrato robusto anche nel funzionare in condizioni deformate. Ovviamente entro certi limiti, poiché all'aumentare dei disturbi in ingresso e/o in uscita le grandezze elettriche insegue possono risentirne e se i disturbi diventassero troppo elevati il sistema potrebbe divergere.

Il secondo obiettivo è stato quello di condurre l'analisi matematica in condizioni deformate al fine di verificare la correttezza dei risultati matematici ottenuti nel Capitolo 3 nelle diverse condizioni di lavoro.

Tre grossi casi sono stati analizzati, ovvero, il caso in cui si ha tensione di ingresso sinusoidale, simmetrica e carico generalmente squilibrato o deformato, il caso in cui, al contrario, il carico è equilibrato e non deformato e la tensione di ingresso è generalmente dissimmetrica o deformata, e, infine, il caso in cui sia il carico sia la tensione di ingresso presentano contemporaneamente dei disturbi armonici. In proposito sono state riportate svariate simulazioni che, appunto, mostrando le varie grandezze in gioco, in particolare mediante lo spettro armonico delle tre grandezze principali di interesse, e cioè, le tensioni e le correnti di ingresso e le correnti di uscita del Matrix Converter, hanno confermato la correttezza dei risultati matematici circa il contenuto armonico della corrente di ingresso in funzione dei vari disturbi armonici introdotti nella corrente di uscita, nella tensione di ingresso o in entrambe.

Questi sono risultati per lo più di interesse teorico-matematico al fine di indagare il funzionamento del Matrix Converter nelle diverse condizioni di lavoro.

Non essendo, invece, uno degli scopi di questo lavoro, non è stata condotta un'analisi sugli aspetti di mercato al fine di poter capire se questo convertitore possa effettivamente avere un futuro sviluppo di produzione, ma si è accennato nel Capitolo 1 ai vantaggi e svantaggi di questo convertitore e si è fatto un breve confronto con il suo maggior concorrente, quale è, il convertitore Back-To-Back.

Si possono, comunque, effettuare altri confronti con altri convertitori per provare a capire se in certi casi possa il Matrix Converter effettivamente convenire, almeno a riguardo degli aspetti tecnici più che economici.

Avendo analizzato il comportamento del Matrix Converter si vuole ora fare un confronto rispetto alle più comuni soluzioni nell'ambito degli azionamenti elettrici:

Matrix Converter vs Convertitore a doppio stadio con ponte raddrizzatore ed inverter a tensione impressa

Rispetto ad un classico azionamento a doppio stadio costituito, per quanto riguarda la conversione AC-DC da un semplice ponte a diodi oppure da un ponte controllato a tiristori e per lo stadio DC-AC da un classico inverter a tensione impressa VSI, e supponendo di essere in condizioni sinusoidali, ovvero, che la tensione di ingresso sia sinusoidale e simmetrica e il carico, generalmente un motore, equilibrato e non deformato, con la soluzione classica in ingresso si avrebbe un forte contenuto armonico, in quanto il ponte raddrizzatore controllato o meno produce in ingresso in condizioni ideali delle correnti a onde quadre e quindi si ha bisogno di un filtro di ingresso passa basso di grosse dimensioni.

Con il Matrix Converter, opportunamente controllato, in ingresso si hanno già correnti sinusoidali ed equilibrate con l'utilizzo di un piccolo filtro ad alta frequenza per eliminare il ripple nelle correnti di ingresso.

Quindi sembrerebbe che la soluzione classica, avendo bisogno di un filtro di grosse dimensioni, comporta l'aver componenti più ingombranti, più pesanti e un costo maggiore rispetto al filtro richiesto dal Matrix Converter. Per contro il Matrix Converter richiede un numero di interruttori unidirezionali maggiore rispetto a quelli della soluzione classica.

Matrix Converter vs Convertitore Back-To-Back

Rispetto invece ad un convertitore Back-To-Back, in condizioni sempre sinusoidali per quanto riguarda la corrente di uscita e la tensione di ingresso, i due convertitori forniscono una corrente di ingresso sinusoidale ed equilibrata. Quindi si dovranno guardare ai vantaggi e svantaggi dell'uno dell'altro per capire quale dei due possa convenire a livello economico caso per caso.

In condizioni, invece, non più sinusoidali per quanto riguarda il carico e/o la tensione di ingresso, il Matrix Converter si è visto che produce nella corrente di ingresso un contenuto armonico secondo l'analisi matematica condotta nei vari casi, mentre il convertitore Back-To-Back può, in ogni caso, produrre in ingresso una corrente sinusoidale ed equilibrata, grazie all'elemento di accumulo del D.C. link.

Quindi se in ingresso si vogliono avere delle correnti, comunque, sinusoidali ed equilibrate il Matrix Converter non va bene, a meno che non si metta in ingresso un filtro passa basso a bassa frequenza che renda le correnti al più sinusoidali ma non equilibrate, ma a questo punto è preferibile un convertitore Back-To-Back.

Bibliografia

- [1] P.W. Wheeler, J.C. Clare, L. Empringharn, M. Bland, M. Apap "Gate drive level intelligence and current sensing for matrix converter current commutation", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 49 , No. 2 , April 2002, p. 382-389.
- [2] S. Bernet, S. Ponnaluri, R. Teichmann, "Design and loss comparison of matrix converters and voltage-source converters for modern AC drives," *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 2, April, 2002, p. 304-314.
- [3] D.Casadei, G.Grandi, C.Rossi, A.Trentin, L.Zarri, "Comparison between back-to-back converter and matrix converter based on the thermal stress of the switches", in *Proc. IEEE ISIE, May 4-7 2004, Ajaccio, France, (on cd-rom, file sf-001304.pdf)*.
- [4] L. Huber, D. Borojevic, "Space vector modulator for forced commutated cycloconverters," *Proc. IEEE PESC Conf., San Diego, (USA), 1989, p. 871-876*.
- [5] Alesina, M. Venturini, "Solid-state power conversion: a fourier analysis approach to generalized transformer synthesis," *IEEE Trans. Circuits and Systems*, Vol. 28, No. 4, April 1981, p. 319-330.
- [6] A. Alesina, M. G. B. Venturini, "Analysis and design of optimum-amplitude nine-switch direct ac-ac converters," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 4, January 1989, p. 101-112.
- [7] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, F. Blaabjerg, "New solutions for a lowcost power electronic building block for matrix converters," *IEEE Trans. On Industrial Electronics*, Vol. 49 , No. 2, Apr. 2002, p. 336-344.
- [8] L. Huber, D. Borojevic: "Space vector modulation with unity input power factor for forced commutated cycloconverters," in *Proc. IEEE IAS Conf., 1991, p. 1032-1041*.
- [9] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, and A. Tani, "Analysis of space vector modulated matrix converter under unbalanced supply voltages," in *Proc. SPEEDAM'94, Taormina, Italy, June 8-10, 1994, p. 39-44*.
- [10] P. Nielsen, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "Space vector modulated matrix converter with minimized number of switching and feedforward compensation of input voltage unbalance," in *Proc. PEDES'96, vol. II, New Delhi, India, Jan. 8-11, 1996, p. 833-839*.
- [11] P. Salmeron and R. S. Herrera, "Distorted and unbalanced systems compensation within instantaneous reactive power framework," *IEEE Trans. Power Del., Vol. PD-21, No. 3, Jul. 2006, p. 1655-1662*.

- [12] M. I. M. Montero, E. R. Cardaval, and F. B. Gonzales, "Comparison of control strategies for shunt active power filters in three-phase four-wire systems", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 22, No. 1, Jan. 2007, p. 229-236.
- [13] R. S. Herrera and P. Salmeron, "Instantaneous reactive power theory: A comparative evaluation of different formulations", *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 22, no. 1, Jan. 2007, p. 595-604.
- [14] R. S. Herrera, P. Salmeron, and H. Kim, "Instantaneous reactive power theory applied to active power filter compensation: Different approaches, assessment, and experimental results", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 1, Jan. 2008, p. 184-196.
- [15] G. W. Chang and T. Shee, "A novel reference compensation current strategy for shunt active power filter control", *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 19, No. 4, Jul. 2004, p. 1751-1758.
- [16] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-20, No. 3, May/Jun. 1984, p. 625-630.
- [17] H. Akagi, A. Nabae, and S. Atoh, "Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-22, No. 3, May/Jun. 1986, p. 460-465.
- [18] A. Ferrero and G. Superti-Furga, "A unified approach to unbalanced three-phase systems under nonsinusoidal conditions: Some definitions", in *Proc. 4th Int. Conf. Harmon. Power Syst.*, Budapest, Hungary, Oct. 4-6, 1990, p. 32-37.
- [19] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning", *New York: IEEE Press*, 2007, ch. 3, p. 64-68.
- [20] Blaabjerg, F.; Casadei, D.; Klumpner, C.; Matteini, M., "Comparison of Two Current Modulation Strategies for Matrix Converters Under Unbalanced Input Voltage Conditions", *IEEE Trans. On Ind. Electron.*, Vol. 49, No. 2, April 2002, p. 289-296.
- [21] M.S. Carmeli, F. Castelli Dezza, G. Superti-Furga: "Sliding Mode Control for an Innovative Universal Power Conditioner with UPS Function", *IEEE Int. Symposium on Industrial Electronics 2005, Dubrovnik, Croatia, 20-23 June 2005*, p. 651-656.
- [22] X. Wang, K.J. Tseng "Novel Space Vector Based Hysteresis Current Control Strategies (HCC) for Matrix Converter", In *Proceedings of European Conference on Power Electronics and Application EPE'05*, Sept. 2005, p. 1-10.

- [23] M.P. Kazmierkowski, M.A. Dzieciakowski, W. Sulkowski, "Novel space vector based current controllers for Pwm-inverter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 6, No. 1, Jan. 1991, p 158-166.
- [24] Domenico Casadei, Giovanni Serra, Angelo Tani, and Luca Zarri "Matrix Converter Modulation Strategies: A New General Approach Based on Space-Vector Representation of the Switch State", *IEEE Trans. On Ind. Electron*, Vol. 49, No. 2, April 2002 p. 370-381.
- [25] Hossein Hojabri, Hossein Mokhtari and Liuchen Chang, "A Generalized Technique of Modeling, Analysis, and Control of a Matrix Converter Using SVD", *Trans. On Ind. Electron*, Vol. 58, No. 3, March 2011 p. 949-959.
- [26] Shuyun Jia and K.J.Tseng, "A Rule-Based Control Strategy for Matrix Converters", *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06, Twenty-First Annual*.
- [27] Rao, A.K.; Chatterjee, J.K.; Subramanian, S.; Rajasekhar, V.; "Improved Operation of a Three Phase Matrix Converter using Simple Modulation Strategy", *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) & 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on, Publication Year: 2010*, p. 1-8.
- [28] Gabrio Superti-Furga and Grazia Todeschini, "Discussion on instantaneous p-q Strategies for Control of Active Filters", *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol. 23, no. 4, July 2008, p. 1945-1955.
- [29] Domenico Casadei, Giovanni Serra and Angelo Tani "Reduction of the Input Current Harmonic Content in Matrix Converters Under Input/Output Unbalance", *IEEE Trans. On Ind. Electron*, Vol. 45, No. 3, June 1998, p. 401-411.
- [30] Qu Xiaodong; Xu Yanchun; Wang Yuye, "Indirect matrix converter based on investigations of field-oriented control for induction motor", *Industrial Electronics and Applications, 2009. ICIEA 2009. 4th IEEE Conference on, Publication Year: 2009*, p. 709-714.
- [31] Gruson F., Le Moigne P., Delarue P., Arpillière M., Cimetiere X., "Comparison of losses between matrix and indirect matrix converters with an improved modulation", *Industrial Electronics (ISIE), 2010 IEEE International Symposium on, Publication Year: 2010*, p. 718-723.