

POLITECNICO DI TORINO

Corso di Laurea Magistrale in Ingegneria Elettrica



Studio di filtri attivi di potenza per la compensazione di armoniche e interarmoniche

Relatore:
Prof. Angelo Michele Pastorelli
Correlatori:
Ing. Alessandro Crescenzi
Ing. Marco Codrino

Candidato:
Eric Grillo

Aprile 2019

Indice

Lista delle Tabelle	IV
Lista delle Figure	VII
1 Introduzione	1
2 Inquinamento armonico	3
2.1 Le armoniche	3
2.2 Tipi di fonti armoniche	5
2.2.1 Fonte di corrente armonica	5
2.2.2 Fonti di tensione armonica	6
2.3 Effetti negativi delle armoniche	7
2.4 Rifasamento con armoniche	8
2.4.1 Sovraccarichi	8
2.4.2 Risonanza	8
2.5 Effetti degli angoli di fase	10
2.6 Definizioni di potenza con armoniche	11
2.6.1 Fattore di potenza	11
2.6.2 Definizioni di potenza in sistemi con armoniche	11
2.6.3 Definizione del fattore di potenza in un sistema di coordinate spaziali (3D) della corrente	12
2.7 Standard internazionali per le armoniche	13
3 Sistemi di filtraggio delle componenti armoniche	16
3.1 Filtri connessi in serie o in parallelo	16
3.2 Filtri passivi di potenza	19
3.2.1 Filtro passivo tarato a braccio singolo	19
3.2.2 Filtro passivo tarato a bracci multipli	20
3.2.3 Filtro passivo passa basso o alto	22
3.2.4 Vantaggi e svantaggi dei filtri passivi	23
3.3 Filtri attivi di potenza (APF)	24
3.3.1 Tipologie, vantaggi e svantaggi degli APF	26
3.3.2 APF connessione serie	27
3.3.3 APF connessione parallelo	28
3.4 Filtri ibridi	30

4	Tecniche di estrazione della corrente armonica	32
4.1	Tecniche di estrazione nel dominio della frequenza	32
4.1.1	Trasformata di Fourier discreta (DFT)	33
4.1.2	Trasformata di Fourier veloce (FFT)	33
4.1.3	Trasformata di Fourier discreta ricorsiva (RDFT)	34
4.2	Tecniche di estrazione nel dominio del tempo	35
4.2.1	Teoria P-Q	35
4.2.2	Teoria del riferimento d-q sincrono con la fondamentale	38
4.2.3	Teoria del riferimento d-q sincrono con le armoniche	39
4.2.4	Controllo della tensione del condensatore	40
5	Caso studio	44
5.1	Trasformatore AT/MT e rifasamento	44
5.2	Trasformatore MT/BT	47
5.3	Doppio ponte raddrizzatore a 12 impulsi	48
5.3.1	SCR	48
5.3.2	Snubber	48
5.3.3	Raddrizzatore esafase (o a 12 impulsi)	48
5.3.4	Diodo	49
5.4	Bus DC e inverter	51
5.5	Carico risonante	52
5.6	Schema caso studio	54
6	Filtro attivo di potenza	55
6.1	Tecniche di estrazione nel dominio della frequenza	58
6.1.1	Trasformata di Fourier veloce (FFT)	58
6.1.2	Trasformata di Fourier discreta ricorsiva (RDFT)	59
6.2	Tecniche di estrazione nel dominio del tempo	61
6.2.1	Teoria P-Q e teoria del riferimento d-q sincrono con la fondamentale	62
6.2.2	Teoria del riferimento d-q sincrono con le armoniche	63
6.3	Unione dei metodi: il metodo FFT + dq	65
7	Simulazioni	67
7.1	Software utilizzato per le simulazioni	67
7.2	Simulazioni	68
7.3	Commento simulazioni	69
7.3.1	No interarmoniche, 1 forno	69
7.3.2	No interarmoniche, 3 forni	71
7.3.3	Interarmoniche, 3 forni	71
7.4	Confronto risultati ottenuti con la normativa IEEE 519	74
7.5	Sistema simulato senza inverter	77
7.5.1	Sistema senza filtro, un forno di potenza 4 MW, senza rifasamento	77

7.5.2	Sistema senza filtro, un forno di potenza 4 MW, un banco di condensatori di rifasamento	80
7.5.3	Sistema senza filtro, un forno di potenza 4 MW, due banchi di condensatori di rifasamento	84
7.5.4	Sistema senza filtro, tre forni di potenza 4 MW, 4 MW, 3 MW, due banchi di condensatori di rifasamento, angoli di attacco dei raddrizzatori 60° (4 MW), 60° (3 MW), 30° (4 MW)	88
7.5.5	Sistema con filtro FFT, un forno di potenza 4 MW, un banco di condensatori di rifasamento, angolo di attacco del raddrizzatore 60°	90
7.6	Sistema simulato con inverter (interarmoniche)	95
7.6.1	Sistema senza filtro, con filtro FFT, con filtro FFT/d-q, tre forni di potenza 4 MW, 4 MW, 3 MW, due banchi di condensatori di rifasamento, angoli di attacco dei raddrizzatori 60° (4 MW), 60° (3 MW), 30° (4 MW)	95
8	 conclusioni	102
	Bibliografia	104

Lista delle Tabelle

2.1	Limiti di distorsione della corrente per sistemi valutati tra 120 e 69 kV [7]	13
2.2	Limiti di distorsione della corrente per sistemi valutati tra 69 kV e 161 kV [7]	14
2.3	Limiti di distorsione della corrente per sistemi valutati > 161kV [7]	14
2.4	Limiti di distorsione della tensione [7]	14
3.1	Confronto APF con connessione serie e parallelo.	29
5.1	Dati di targa trasformatore AT/MT	44
5.2	Valori parametri equivalenti	45
5.3	Frequenza risonanza sistema MT	45
5.4	Dati di targa trasformatore MT/BT	47
7.1	Confronto risultati simulazioni senza filtro, con filtro FFT (x 1) e con filtro FFT (x 1.8)	71
7.2	Confronto risultati simulazioni tra un forno e tre forni senza filtro	72
7.3	Confronto risultati simulazioni tre forni senza filtro con e senza interarmoniche	72
7.4	Confronto THD senza filtro, con filtro che utilizza la tecnica FFT e con filtro che utilizza le tecniche FFT + d-q	73
7.5	Confronto distorsione armonica/interarmonica della corrente all'ingresso dei trasformatori MT/BT nei vari casi	75
7.6	Confronto distorsione armonica/interarmonica della corrente all'uscita del trasformatore AT/MT nei vari casi con i limiti di distorsione consigliati dello standard IEEE 519[7]	75
7.7	Confronto distorsione armonica/interarmonica della tensione sulla linea MT nei vari casi con i limiti di distorsione consigliati dello standard IEEE 519[7]	76

Lista delle Figure

2.1	Scomposizione di una forma d'onda nelle sue componenti armoniche. . .	4
2.2	Generatore di armoniche di corrente[10].	6
2.3	Forme d'onda di tensione e corrente per un raddrizzatore a tiristori, V_{Sa} generatore di tensione e I_{La} corrente di linea[10].	6
2.4	Generatore di armoniche di tensione[10].	6
2.5	Forme d'onda di corrente e tensione per un raddrizzatore a diodi, I_{La} corrente di linea V_{La} tensione fase-neutro V_{Lab} tensione fase-fase in ingresso al raddrizzatore[10].	7
2.6	Andamento reattanza induttiva, capacitiva e totale di tipo serie.	9
2.7	Forme d'onda di corrente con componenti di terza armonica aventi differenti angoli di fase[6]	10
2.8	Sistema di coordinate di corrente nello spazio 3D [9].	12
3.1	Filtri in parallelo per carichi non lineari alimentati in corrente[10].	17
3.2	Filtri in serie per carichi non lineari alimentati in corrente[10].	18
3.3	Differenti tipi di filtri passivi.	19
3.4	Filtro passivo tarato a braccio singolo.	19
3.5	Filtro passivo tarato a bracci multipli.	21
3.6	Condizione di risonanza parallela [14].	21
3.7	Filtro passivo del secondo ordine.	22
3.8	(a) Segnale portante triangolare e segnale modulante sinusoidale. (b) PWM generato dal confronto dei due segnali.	25
3.9	Metodologia per la scelta della frequenza di commutazione negli APF [9].	26
3.10	Compensazione della corrente armonica attraverso l'iniezione di una corrente generata dal filtro attivo[1].	27
3.11	APF connessione serie.	27
3.12	APF connessione parallelo.	28
3.13	Combinazioni di filtri: (a) filtro attivo e passivo connessi in parallelo, (b) filtro attivo in parallelo con connesso in serie un filtro passivo, (c) filtro attivo connesso in serie e filtro passivo connesso in parallelo, (d) filtro attivo connesso sia in serie che in parallelo (<i>UPQC</i>) [9].	30
4.1	Spiegazione dell'algoritmo di decimazione nel tempo per la trasformata di Fourier veloce (FFT)[3].	34
4.2	Principio della finestra mobile [3].	34
4.3	Diagramma di Bode della RDFS utilizzando l'eq.4.8 con $h=5$ e $N=64$ [3].	35
4.4	Trasformazione di Clarke.	36
4.5	Potenze trasferite tra sorgente e carico [9].	37

4.6	Calcolo delle correnti armoniche di riferimento con il metodo PQ[3].	38
4.7	Calcolo delle correnti armoniche di riferimento con il metodo dq sincrono con la fondamentale[3].	39
4.8	Calcolo delle correnti armoniche di riferimento con il metodo dq sincrono con le armoniche, per diversi ordini armonici[3].	40
4.9	Tecnica di controllo della tensione del condensatore [9].	40
4.10	Diagramma unifilare di un APF connesso in parallelo [9].	41
4.11	Schema a blocchi dell'APF connesso in parallelo che utilizza la teoria della potenza reattiva istantanea [9].	42
4.12	Schema a blocchi dell'APF connesso in parallelo che utilizza la teoria del riferimento sincrono in assi d-q [9].	42
4.13	Schema a blocchi dell'APF connesso in parallelo che utilizza il controllo della tensione del condensatore [9].	43
5.1	Trasformatore AT/MT e sistema di rifasamento.	45
5.2	Frequenza di risonanza della corrente dovuta all'interazione tra l'induttanza del trasformatore AT-MT e la capacità di rifasamento.	46
5.3	Frequenza di risonanza della tensione dovuta all'interazione tra l'induttanza del trasformatore AT-MT e la capacità di rifasamento.	46
5.4	Trasformatore MT/BT.	47
5.5	SCR.	48
5.6	Confronto tra raddrizzatore a 6, a 12 o a 24 impulsi[1].	49
5.7	Diodo.	49
5.8	Doppio ponte raddrizzatore a 12 impulsi.	50
5.9	Bus DC e inverter.	51
5.10	Campana risonanza.	52
5.11	Carico risonante.	53
5.12	Schema caso studio.	54
6.1	Blocco filtro attivo.	55
6.2	Filtro attivo potenza (APF).	56
6.3	Schema completo caso studio con filtro.	57
6.4	Filtro attivo con tecnica di estrazione della corrente armonica nel dominio della frequenza.	60
6.5	Gamba inverter.	61
6.6	Confronto FFT corrente prima e dopo la compensazione armonica con metodo dq.	62
6.7	Filtro attivo con tecnica di estrazione della corrente armonica nel dominio del tempo.	64
6.8	Filtro attivo con tecnica di estrazione della corrente armonica nel dominio del tempo.	66
7.1	Convenzioni correnti usate per i grafici.	68
7.2	Tensione stellata ingresso trasformatore MT.	77
7.3	Analisi FFT tensione stellata ingresso trasformatore MT.	77
7.4	Corrente di linea ingresso al trasformatore MT/BT.	78
7.5	Analisi FFT corrente di linea in ingresso al trasformatore MT/BT.	78
7.6	Corrente di linea in ingresso al ponte raddrizzatore.	79

7.7	Tensione stellata ingresso trasformatore MT.	80
7.8	Analisi FFT tensione stellata ingresso trasformatore MT.	80
7.9	Corrente di linea ingresso al trasformatore MT/BT.	81
7.10	Analisi FFT corrente di linea in ingresso al trasformatore MT/BT.	81
7.11	Corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.	82
7.12	Analisi FFT corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.	82
7.13	Corrente di linea in ingresso ai condensatori di rifasamento.	83
7.14	Corrente di linea in ingresso al ponte raddrizzatore.	83
7.15	Tensione stellata ingresso trasformatore MT.	84
7.16	Analisi FFT tensione stellata ingresso trasformatore MT.	84
7.17	Corrente di linea ingresso al trasformatore MT/BT.	85
7.18	Analisi FFT corrente di linea in ingresso al trasformatore MT/BT.	85
7.19	Corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.	86
7.20	Analisi FFT corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.	86
7.21	Corrente di linea in ingresso ai condensatori di rifasamento.	87
7.22	Corrente di linea in ingresso al ponte raddrizzatore.	87
7.23	Tensione stellata ingresso trasformatore MT.	88
7.24	Analisi FFT tensione stellata ingresso trasformatore MT.	88
7.25	Corrente di linea ingresso al trasformatore MT/BT.	89
7.26	Analisi FFT corrente di linea in ingresso al trasformatore MT/BT.	89
7.27	Tensione stellata ingresso trasformatore MT.	90
7.28	Analisi FFT tensione stellata ingresso trasformatore MT.	90
7.29	Corrente di linea ingresso al trasformatore MT/BT.	91
7.30	Analisi FFT corrente di linea in ingresso al trasformatore MT/BT.	91
7.31	Corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.	92
7.32	Analisi FFT corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.	92
7.33	Corrente di linea in ingresso ai condensatori di rifasamento.	93
7.34	Corrente di linea BT e corrente generata dal filtro compensazione x 1.	93
7.35	Corrente di linea BT e corrente generata dal filtro compensazione x 1.8.	94
7.36	Modulante PWM.	94
7.37	Tensione stellata ingresso trasformatore MT.	95
7.38	Analisi FFT tensione stellata ingresso trasformatore MT.	96
7.39	Analisi FFT con zoom tensione stellata ingresso trasformatore MT.	96
7.40	Corrente di linea ingresso al trasformatore MT/BT.	97
7.41	Analisi FFT corrente di linea in ingresso al trasformatore MT/BT.	97
7.42	Corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.	98
7.43	Analisi FFT corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.	98
7.44	Analisi FFT con zoom corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.	99
7.45	Corrente di linea in ingresso ai condensatori di rifasamento.	99
7.46	Corrente generata dal filtro attivo.	100
7.47	FFT corrente generata dal filtro attivo.	100
7.48	Modulante PWM.	101

Capitolo 1

Introduzione

Nei sistemi elettrici, le armoniche rappresentano una fonte di distorsione della tensione o della corrente rispetto alla componente fondamentale; esse sono generate in presenza di carichi non lineari e devono essere limitate il più possibile per il corretto funzionamento degli impianti elettrici. Una linea guida sul massimo livello di distorsione armonica ammissibile in una rete elettrica è presente nello standard IEEE 519-2014; esso è il riferimento a cui tendere quando si vuole diminuire il contenuto armonico nel sistema elettrico. La mitigazione armonica può essere effettuata attraverso sistemi di filtraggio passivi o attivi. Lo stato dell'arte attuale prevede una compensazione attraverso filtri attivi poiché sono più adattabili e presentano minori problematiche rispetto a quelli passivi. Il caso studio presentato nel lavoro di tesi, è stato sviluppato all'interno dell'azienda Cime S.r.l., la quale si occupa della realizzazione, installazione e manutenzione di forni elettrici per le fonderie. In particolare, si sono affrontati problemi armonici sulla rete di alimentazione della fonderia VDP di Vicenza.

È stata effettuata una modellazione e simulazione dell'impianto elettrico di alimentazione della fonderia per la mitigazione armonica ed interarmonica attraverso un filtro attivo di potenza (APF) con il software di calcolo SIMetrix. Difatti dai risultati delle prime simulazioni sulla rete elettrica è emersa un'elevata distorsione armonica ed interarmonica derivante dal tipo di carico utilizzato dalla fonderia. È stato quindi individuato il caso che presenta il maggiore livello di distorsione armonica ed interarmonica (angolo comando SCR raddrizzatore = 60°) ed utilizzato come caso studio. Per la mitigazione armonica è stato utilizzato un APF connesso in parallelo ad un ramo del ponte raddrizzatore a 12 impulsi. L'APF introduce nella rete elettrica una corrente capace di compensare le armoniche prodotte nel funzionamento dei ponti raddrizzatori, diminuendo notevolmente la distorsione armonica della tensione e della corrente all'interfaccia con la rete di alimentazione.

Per la generazione dei segnali di comando dell'APF è stata utilizzata la tecnica PWM. Tale tecnica è stata applicata al caso studio implementando i seguenti metodi: un metodo, nel dominio della frequenza attraverso l'uso della trasformata di Fourier veloce (FFT), ed un metodo, nel dominio del tempo attraverso le trasformazioni in assi d-q delle componenti di corrente. Quest'ultimo è risultato non applicabile al caso studio vista la posizione del filtro sulla rete. È stato quindi sviluppato ed introdotto un terzo metodo risultato dalla combinazione dei due metodi precedenti: tale metodo è stato denominato FFT + dq. L'applicazione del metodo FFT + dq ha permesso di compensare le armoniche più rilevanti presenti nel sistema (11esima - 13esima) con l'FFT, le interarmoniche ed i transitori veloci con il dq.

Verranno quindi presentati i risultati numerici in termini di livelli di distorsione armonica totale delle grandezze elettriche per i casi di assenza e presenza di interarmoniche; per il primo caso è stato utilizzato il metodo FFT, mentre per il secondo caso sono stati confrontati i valori ottenuti dai metodi FFT e FFT + dq. I risultati mostrano una notevole riduzione dei livelli di distorsione armonica per entrambi i casi ed in particolare il confronto tra i due metodi rivela un'ulteriore diminuzione dei valori di distorsione utilizzando il metodo FFT + dq. In ultima analisi, tali valori sono stati confrontati con quelli raccomandati dallo standard IEEE 519-2014.

Nel Capitolo 2 verranno quindi introdotti i concetti base dell'inquinamento armonico e lo standard IEEE 519-2014; nel Capitolo 3 verranno descritti i sistemi di filtraggio passivi ed attivi delle componenti armoniche; nel Capitolo 4 verranno introdotte le tecniche di estrazione della corrente armonica nel dominio della frequenza e nel dominio del tempo; nel Capitolo 5 verrà presentato il caso studio con una descrizione delle componenti elettriche del sistema; nel Capitolo 6 verrà introdotto il filtro attivo di potenza utilizzato attraverso la descrizione dei metodi di estrazione della corrente armonica utilizzati (FFT, d-q, FFT + dq); nel Capitolo 7 verranno presentati i risultati numerici ottenuti attraverso il software di calcolo SIMetrix e verranno confrontati i valori di distorsione armonica con lo standard IEEE 519-2014, in ultimo, nel Capitolo 8 verranno esposte le conclusioni e i possibili sviluppi futuri.

Capitolo 2

Inquinamento armonico

2.1 Le armoniche

Le *armoniche* sono componenti di tensione o di corrente di un'onda periodica aventi frequenze che sono multipli interi della frequenza fondamentale della rete di alimentazione (solitamente di 50 Hz o di 60 Hz). Le componenti che non hanno frequenza che è un multiplo intero della frequenza fondamentale vengono invece denominate *interarmoniche*. Armoniche e interarmoniche compongono la *forma d'onda distorta* o risultante. La forma d'onda distorta può essere rappresentata attraverso la serie di Fourier (eq.2.1). Secondo il teorema di Fourier qualsiasi funzione periodica di periodo $T = 1/f_1$ generalmente continua e limitata può essere rappresentata da una serie ($h = 1, \dots, \infty$) di infiniti termini sinusoidali con frequenza uguale a multipli interi della frequenza della funzione originaria (f_1).

L'armonica con frequenza corrispondente al periodo della forma d'onda originaria è detta armonica fondamentale ($h = 1$), mentre l'armonica con frequenza uguale a h volte quella della fondamentale si chiama armonica di ordine h . Secondo il teorema di Fourier, una forma d'onda perfettamente sinusoidale non presenta armoniche di ordine diverso dalla fondamentale. La presenza di armoniche in un sistema elettrico è indice della deformazione della forma d'onda della tensione o della corrente.

$$a(t) = A_0 + \sum_{h=1}^{\infty} \sqrt{2}A_h \sin(h\omega_1 t + \theta_h) \quad (2.1)$$

ove:

- A_0 è la componente continua o DC;
- A_h è il valore efficace dell'armonica h ;
- $\omega_1 = 2\pi f_1$ è la pulsazione fondamentale;
- θ_h è l'angolo di fase dell'armonica h .

Le armoniche sono generalmente generate da carichi non lineari che necessitano dell'ausilio dell'elettronica. Le apparecchiature elettroniche a causa del loro principio di funzionamento, assorbono una corrente non sinusoidale, generando nella rete a monte una caduta di tensione anch'essa non sinusoidale, dovuta all'impedenza equivalente della rete. Essendo la tensione di alimentazione distorta, i carichi lineari connessi

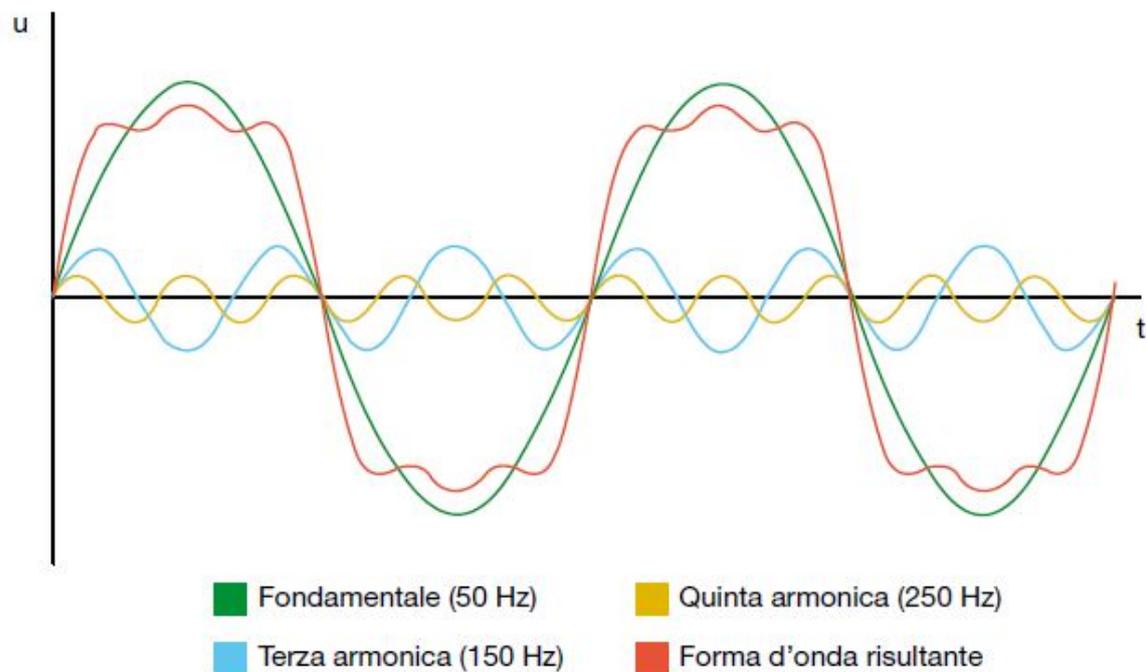


Figure 2.1: Scomposizione di una forma d'onda nelle sue componenti armoniche.

alla rete vengono anch'essi alimentati da una tensione non sinusoidale. Le armoniche sono fenomeni periodici, poiché si ripetono nel tempo, non vanno quindi confuse con fenomeni transitori come i picchi di tensione, i buchi di tensione e le oscillazioni.

Le principali apparecchiature che generano armoniche sono:

- personal computer e dispositivi elettronici (carichi monofase);
- azionamenti a frequenza variabile (AC e DC);
- lampade fluorescenti;
- forni elettrici ad arco e ad induzione;
- saldatrici ad arco;
- trasformatori;
- motori ad induzione saturati;
- qualsiasi apparecchiatura che abbia delle caratteristiche tensione/corrente non lineari (per esempio carichi non lineari).

Lo standard IEEE-519 [7] ha l'obiettivo di limitare l'iniezione di armoniche nella rete in modo da limitare la complessiva distorsione armonica nella tensione di rete. Il processo di limitazione è reciproco tra cliente e distributore: il cliente dovrebbe agire secondo lo standard per limitare l'iniezione di corrente distorta ed il distributore dovrebbe agire limitando la distorsione della tensione sull'energia elettrica fornita.

Il livello armonico è misurato attraverso il *fattore di distorsione armonica totale* (THD) che può essere di tensione (eq.2.2) o di corrente (eq.2.3). Il THD è usato come

riferimento internazionale nelle normative, per determinare il livello ammissibile di distorsione armonica. Il THD_V è espresso in percentuale ed è definito come il rapporto tra la somma del valore efficace di tutte le armoniche di tensione e il valore efficace della componente fondamentale:

$$THD_V(\%) = \frac{100}{V_1} * \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2} \quad (2.2)$$

Il THD_I (%) è definito come nell'eq.2.2 ma per le componenti di corrente I .

$$THD_I(\%) = \frac{100}{I_1} * \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \quad (2.3)$$

Il TDD (%) *fattore di distorsione armonica totale della domanda* ha la stessa definizione del THD_I (%), tranne per la notazione della corrente, ove viene indicata come il valore efficace della componente fondamentale della corrente relativa al picco della domanda:

$$TDD(\%) = \frac{100}{I_R} * \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2} \quad (2.4)$$

Il punto di misurazione in un sistema di alimentazione (rete) è importante per la valutazione delle armoniche, il THD o il TDD si verificano nel *punto di accoppiamento comune* (PCC). Il PCC è il luogo in cui le distorsioni armoniche di tensione/corrente sono misurate o calcolate. Il PCC può essere su entrambi gli avvolgimenti del trasformatore (primario o secondario) o all'ingresso della struttura considerata.

2.2 Tipi di fonti armoniche

2.2.1 Fonte di corrente armonica

Le utenze alimentate in corrente continua hanno generalmente nello stadio d'ingresso un raddrizzatore costituito da tiristori. Il raddrizzatore a causa delle commutazioni dei tiristori produce correnti armoniche.

La figura 2.2(a) mostra un convertitore a tiristori con in serie un'induttanza dimensionata per produrre una corrente continua sul carico. Questo insieme di componenti può essere visto come un carico non lineare. Il carico non lineare alimentato da una tensione sinusoidale assorbe una corrente che non ha la stessa forma, non è cioè sinusoidale, poiché contiene armoniche. Le forme d'onda di tensione del generatore e di corrente del raddrizzatore si possono vedere in figura 2.3. Il carico non lineare si comporta come se fosse un generatore ideale di corrente armonica come mostrato in figura 2.2(b), con questa approssimazione si può così assimilare un raddrizzatore a diodi con una sufficiente induttanza in continua, ad un carico altamente induttivo controllato da tiristori.

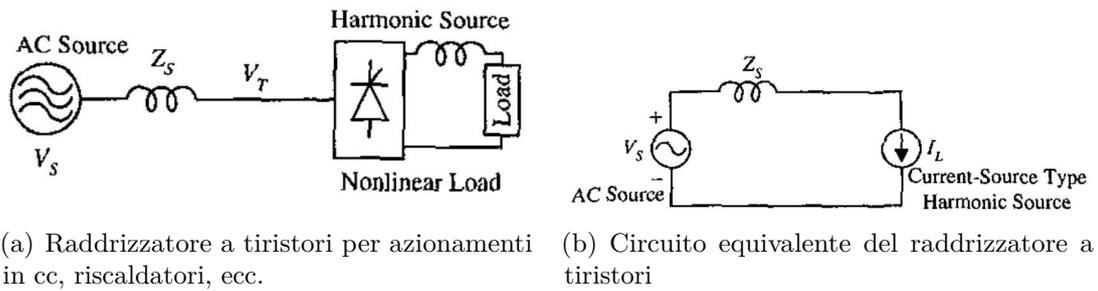
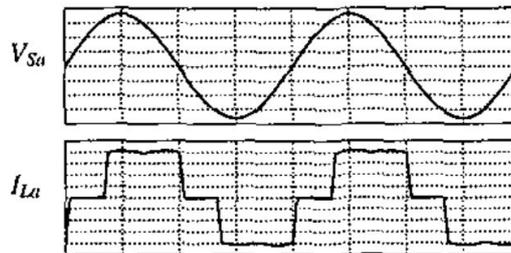


Figure 2.2: Generatore di armoniche di corrente[10].

Figure 2.3: Forme d'onda di tensione e corrente per un raddrizzatore a tiristori, V_{Sa} generatore di tensione e I_{La} corrente di linea[10].

2.2.2 Fonti di tensione armonica

Un tipica sorgente di armoniche di tensione sono invece i raddrizzatori a diodi, con condensatori sul bus in continua, come mostrato in figura 2.4(a). La corrente di linea è altamente distorta (fig.2.5) e la sua ampiezza armonica è fortemente influenzata dall'impedenza del lato AC (Z_s) e dallo sbilanciamento della tensione della sorgente (V_s). La tensione del raddrizzatore è meno dipendente dall'impedenza sul lato AC per cui i raddrizzatori a diodi si comportano più come una sorgente di tensione piuttosto che di corrente. Per questo motivo il circuito equivalente del raddrizzatore a diodi (carico non lineare) può essere rappresentato come una sorgente di tensioni armoniche (fig.2.4(b)).

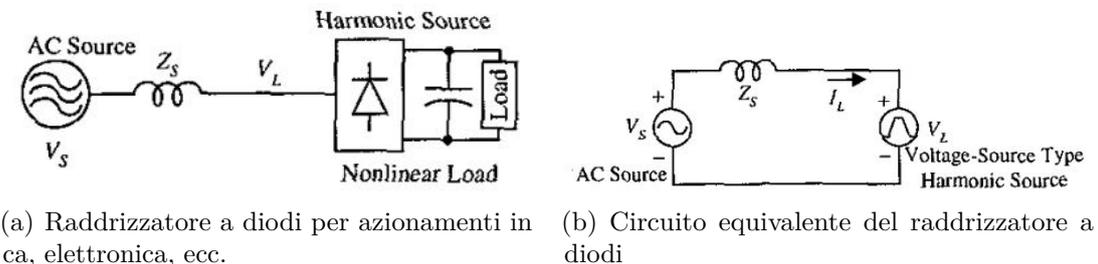


Figure 2.4: Generatore di armoniche di tensione[10].

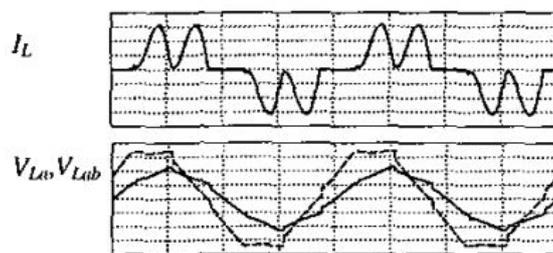


Figure 2.5: Forme d'onda di corrente e tensione per un raddrizzatore a diodi, I_{La} corrente di linea V_{La} tensione fase-neutro V_{Lab} tensione fase-fase in ingresso al raddrizzatore[10].

2.3 Effetti negativi delle armoniche

Alti livelli di distorsione armonica possono generare problemi al sistema di distribuzione e possono causare l'arresto delle apparecchiature. I problemi di distorsione possono essere gravi nelle piccole/deboli reti di potenza dove l'impedenza di rete equivalente è significativa, con conseguente aumento della distorsione della tensione al PCC. Le armoniche possono influenzare negativamente la maggior parte dei componenti dei sistemi di alimentazione come conduttori, condensatori, trasformatori, motori e generatori poiché producono il surriscaldamento dei componenti.

In particolare, le armoniche:

- nei trasformatori e nei reattori, aumentano le perdite dovute alle correnti parassite e all'isteresi.
- nei cavi, l'*effetto pelle* aumenta con il calore e quindi potrebbe verificarsi la rottura del dielettrico con conseguente perdita dell'isolamento del cavo;
- nei relè i tempi di ritardo caratteristici possono essere disturbati dalle armoniche, potrebbero essere influenzati anche da interferenze, specialmente se il loro funzionamento è basato sull'utilizzo del microprocessore;
- nei generatori, il riscaldamento del rotore aumenta e si produce ripple di coppia, questo si traduce in una maggior manutenzione necessaria o in casi estremi nella rottura del generatore;
- nei motori le perdite aumentano a causa delle armoniche, poiché possono aumentare le correnti parassite e l'effetto pelle;
- influiscono anche sulla protezione dei dispositivi in funzione delle caratteristiche di progetto e ai principi di funzionamento;
- potrebbero causare malfunzionamenti ai dispositivi elettronici (rilevamento dello zero crossing o se sono sensibili alla forma d'onda della tensione) o causare interferenze ai telefoni;
- nei condensatori, all'aumentare della potenza reattiva, aumentano le perdite nel dielettrico, che possono causare la rottura dello stesso. La vita del componente diminuisce mentre aumenta la possibilità di sovratensioni e risonanze;
- possono indurre risonanze serie o parallelo nel sistema di alimentazione della rete.

2.4 Rifasamento con armoniche

2.4.1 Sovraccarichi

Le armoniche rappresentano il fenomeno di cui risentono maggiormente i condensatori di rifasamento.

La reattanza capacitiva X_{Ch} corrispondente all'armonica h-esima è definita dall'eq.2.5 ed è inversamente proporzionale alla frequenza.

L'impedenza Z_{Ch} offerta alle armoniche di tensione, che in questo caso risulta coincidente con X_{Ch} , diminuisce all'aumentare dell'ordine armonico h:

$$X_{Ch} = \frac{1}{\omega h C} = \frac{1}{2\pi f h C} = Z_{Ch} \quad (2.5)$$

La corrente di linea corrispondente all'armonica h-esima, in una batteria di condensatori connessi a triangolo, è possibile ricavarla secondo la seguente relazione:

$$I_{Ch} = \sqrt{3} \frac{1}{X_{Ch}} U_h = \sqrt{3} h \omega C U_h \quad (2.6)$$

ove:

- I_{Ch} è la corrente di linea assorbita dell'armonica h-esima;
- ω è la pulsazione dell'armonica fondamentale;
- C è la capacità del condensatore;
- h è l'ordine armonico;
- U_h è la tensione concatenata corrispondente alla h-esima armonica.

La corrente assorbita totale risulta essere:

$$I_C = \sum_{h=1}^{\infty} I_{Ch} \quad (2.7)$$

Quindi la corrente assorbita in presenza di armoniche di tensione risulta superiore rispetto a quella che si avrebbe in loro assenza, come si evince dall'equazione 2.8.

$$I_C = \sqrt{3} \omega C \sqrt{U_1^2 + \sum_{h=2}^{\infty} (h U_h)^2} \quad (2.8)$$

2.4.2 Risonanza

La risonanza avviene quando la reattanza capacitiva (eq.2.5) e quella induttiva (eq. 2.9) si eguagliano. La risonanza avviene per una specifica frequenza, detta *frequenza di risonanza* f_r :

$$X_L = \omega L = 2\pi f L \quad (2.9)$$

$$X_C = X_L \implies f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C \cdot L}} \quad (2.10)$$

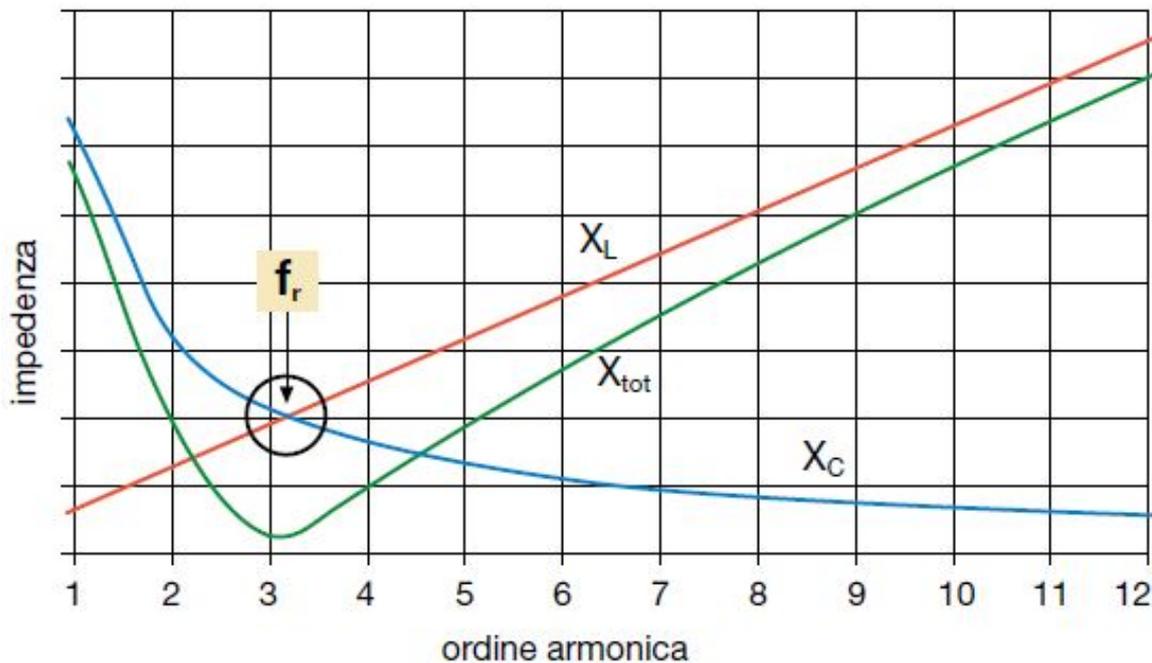


Figure 2.6: Andamento reattanza induttiva, capacitiva e totale di tipo serie.

Il circuito risonante può essere di *tipo serie* se l'induttanza e la capacità sono connesse in serie o di *tipo parallelo* se l'induttanza e la capacità sono connesse in parallelo. Entrambe i tipi possono essere presenti nella stessa rete.

Se si ha risonanza di tipo serie, l'impedenza totale tende ad annullarsi:

$$\bar{Z}_{tot} = j(X_L - X_C) \rightarrow 0 \quad (2.11)$$

Dualmente, in presenza di risonanza di tipo parallelo, l'impedenza totale tende all'infinito:

$$\bar{Z}_{tot} = \frac{(X_L X_C)}{j(X_L - X_C)} \rightarrow \infty \quad (2.12)$$

Se un circuito risonante di tipo serie è alimentato da una tensione alternata con una frequenza prossima alla frequenza di risonanza f_r , può verificarsi un'amplificazione della corrente assorbita. Tale amplificazione può provocare disturbi, sovracorrenti e il danneggiamento dei componenti della rete. Viceversa, qualora un circuito risonante di tipo parallelo fosse alimentato da carichi distorti generanti armoniche di corrente, può verificarsi una sovratensione in corrispondenza dell'armonica di risonanza.

Il grafico 2.6 mostra l'andamento della reattanza induttiva X_L (crescente con l'ordine armonica), capacitiva X_C (decrescente con l'ordine di armonicità) e totale $X_{tot} = X_L + X_C$ di una rete; la reattanza totale di tipo serie assume il valore minimo in corrispondenza della frequenza di risonanza.

La frequenza di risonanza f_r può essere ricavata anche secondo la formula seguente:

$$f_r = f_1 \cdot \sqrt{\frac{X_{C1}}{X_{L1}}} \quad (2.13)$$

ove:

- f_1 è la frequenza fondamentale;
- X_{C1} è la reattanza capacitiva del condensatore alla frequenza fondamentale;
- X_{L1} è la reattanza induttiva della rete a monte del punto di installazione del condensatore, alla frequenza fondamentale.

Nell'ipotesi che la frequenza di risonanza sia sufficientemente diversa dalla frequenza fondamentale del sistema di alimentazione e in assenza di armoniche, non si verificano sovracorrenti nelle linee. Nel caso in cui fossero presenti armoniche, potrebbe verificarsi un aumento della corrente in corrispondenza dell'armonica di ordine prossimo alla frequenza di risonanza. Per evitare il fenomeno della risonanza, e quindi per evitare di ridurre la vita del condensatore, occorre far sì che la rete abbia una frequenza di risonanza il più possibile diversa dalla frequenza delle armoniche presenti. La soluzione più comune, consiste nel connettere opportunamente una reattanza induttiva in serie al condensatore (reattanza di sbarramento); il reattore deve essere dimensionato in modo da ottenere una frequenza di risonanza inferiore alla più bassa frequenza armonica della tensione presente nel circuito.

2.5 Effetti degli angoli di fase

La forma d'onda descritta dall'eq.2.1 a parità di valore efficace (A_h) può cambiare significativamente in funzione dell'angolo di fase (θ_h). In figura 2.7 si evince come la forma d'onda distorta risulti diversa adottando differenti angoli di fase. Nel dettaglio, per $t = 5$ ms e per $t = 15$ ms, in un caso la forma d'onda presenta un tratto concavo e nell'altro presenta un picco di corrente. Il valore efficace della corrente I risulta invece il medesimo, nell'ipotesi di presenza della prima e della terza armonica:

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_3^2} \quad (2.14)$$

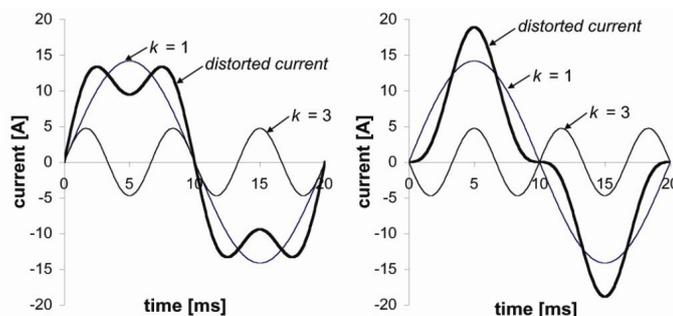


Figure 2.7: Forme d'onda di corrente con componenti di terza armonica aventi differenti angoli di fase[6]

2.6 Definizioni di potenza con armoniche

In caso di armoniche non si possono utilizzare le normali definizioni del fattore di potenza ma bisogna utilizzare una nuova convenzione.

2.6.1 Fattore di potenza

Il *fattore di potenza* è definito come il rapporto tra la potenza attiva (P) e la potenza apparente (S):

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (2.15)$$

ove la potenza apparente è la risultante delle componenti della potenza attiva e potenza reattiva) ed è definita secondo il teorema di Boucherot:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (2.16)$$

Considerando solo forme d'onda sinusoidali, la potenza attiva (P) è definita come la media del prodotto tra tensione e corrente. Essa viene introdotta per definire il reale flusso di energia elettrica tra due sottosistemi.

Al contrario, la potenza reattiva (Q) è definita come il termine ortogonale alla potenza attiva, essa non causa nessun flusso di energia reale ma aumenta la corrente stazionaria in sistemi sinusoidali.

Considerando le armoniche, la definizione del fattore di potenza sarà differente poiché vi sarà l'introduzione di nuovi termini che saranno chiariti nelle sezioni seguenti.

2.6.2 Definizioni di potenza in sistemi con armoniche

La potenza elettrica in un sistema con armoniche può essere divisa in:

- *Potenza attiva* : definita come somma delle potenze attive calcolate singolarmente per ciascuna armonica. Si dovrà studiare separatamente il circuito per ciascuna delle armoniche, come si farebbe per il regime sinusoidale, e solo alla fine si potranno sommare i risultati ottenuti per ciascuna armonica.

$$P = \frac{1}{T} \int_T p(t) dt = \sum_h V_{rms,h} I_{rms,h} \cos(\varphi_h) = \sum_n P_h \quad (2.17)$$

- *Potenza reattiva* : per analogia con la potenza attiva si definisce come somma delle potenze reattive calcolate per ciascuna armonica.

$$Q = \sum_h V_{rms,h} I_{rms,h} \sin(\varphi_h) = \sum_n Q_h \quad (2.18)$$

- *Potenza apparente* : viene invece definita utilizzando i valori efficaci (complessivi) di tensione e corrente. Non è la somma delle potenze apparenti.

$$S = V_{rms} I_{rms} = \sqrt{\sum_h V_{rms,h}^2} \sqrt{\sum_h I_{rms,h}^2} \quad (2.19)$$

- *Potenza deformante* : in presenza di armoniche non è più valido il teorema di Boucherot per cui $S^2 \neq P^2 + Q^2$, bisogna quindi introdurre un nuovo coefficiente (D) chiamato potenza deformante, per poter avere un'equazione che legghi le tre potenze sopra descritte.

$$D^2 = S^2 - (P^2 + Q^2) \quad (2.20)$$

2.6.3 Definizione del fattore di potenza in un sistema di coordinate spaziali (3D) della corrente

Il sistema convenzionale di coordinate di corrente (2D) decompone la corrente di carico in componenti attiva e reattiva, questo però è efficace solo nel caso di carichi lineari. Nel caso di carichi non lineari, la corrente armonica non può essere rappresentata in 2D, sarà quindi necessario un nuovo sistema di coordinate per rappresentare la componente distorta della corrente richiesta del sistema (coordinate 3D). In questa definizione, la corrente è espressa con tre termini aventi componenti reciprocamente ortogonali. Le componenti della corrente sono: attiva, reattiva e distorta, come mostrato in figura 2.8. I loro valori efficaci soddisfano le relazioni seguenti:

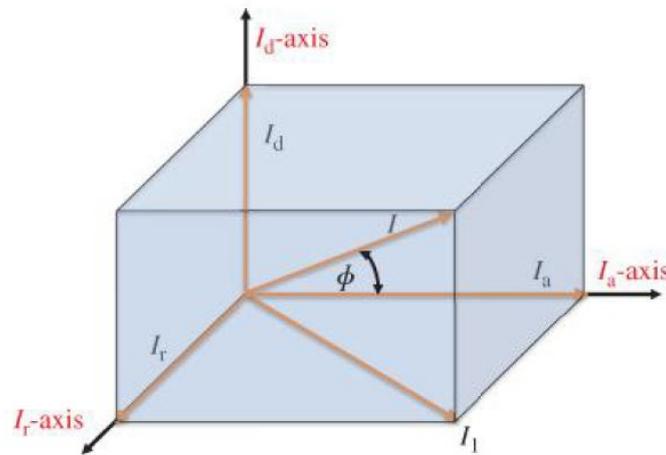


Figure 2.8: Sistema di coordinate di corrente nello spazio 3D [9].

$$I^2 = I_a^2 + I_r^2 + I_d^2 \quad (2.21)$$

$$I^2 = I_1^2 + I_d^2 \quad (2.22)$$

$$I_1^2 = I_a^2 + I_r^2 \quad (2.23)$$

dove:

- I è la corrente efficace nel sistema;
- I_a è la componente efficace attiva della corrente fondamentale di I ;
- I_r è la componente efficace reattiva della corrente fondamentale di I ;
- I_d è la componente efficace distorta della corrente fondamentale di I ;
- I_1 è la componente efficace fondamentale di I .

Se la tensione di alimentazione ha una forma d'onda sinusoidale non distorta, solo la componente fondamentale della corrente (I_1) contribuisce al flusso di energia medio. Si potrà quindi esprimere l'angolo del fattore di potenza (ϕ) mostrato nella figura 2.8 come:

$$\cos \phi = \frac{I_a}{I} \quad (2.24)$$

Se la tensione di alimentazione ha una forma d'onda sinusoidale distorta, solo la componente fondamentale di corrente e la componente armonica di corrente che corrisponde all'armonica della tensione di alimentazione contribuiscono a generare potenza media. Il contributo delle componenti armoniche per la potenza attiva è piccolo e può essere trascurato rispetto alla componente fondamentale. Il fattore di potenza può quindi essere definito come:

$$\cos \phi = \frac{\text{Potenza attiva fondamentale}}{\text{Potenza apparente}} \quad (2.25)$$

La definizione convenzionale del fattore di potenza, definita nel sistema di coordinate 2D, è quindi forviante. Nelle industrie che hanno sorgenti armoniche nel sistema, ridurre la componente distorta della corrente è un fattore chiave per aumentare il fattore di potenza.

2.7 Standard internazionali per le armoniche

Nel 1981 l'IEEE ha introdotto lo standard l'IEEE 519 "IEEE raccomandazioni pratiche e requisiti per il controllo armonico in sistemi elettrici di potenza" per fornire le linee guida per trattare le armoniche generate da carichi non lineari. I limiti IEEE 519-2014 per le armoniche di corrente e tensione sono mostrati nelle tabelle 2.1-2.4: limiti di distorsione della corrente per sistemi di distribuzione (tab.2.1), limiti di distorsione della corrente per sistemi di sotto trasmissione (tab.2.2), limiti di distorsione della corrente per sistemi di trasmissione (tab.2.3), limiti di distorsione della tensione (tab.2.4).

Table 2.1: Limiti di distorsione della corrente per sistemi valutati tra 120 e 69 kV [7]

I_{sc} / I_L	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100<1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

- I_{sc} è la corrente di corto circuito al PCC;
- I_L è la componente fondamentale della corrente massima richiesta al PCC;
- TDD è la distorsione armonica totale della corrente richiesta al PCC e h è l'ordine armonico;
- THD_v è il THD riferito alla tensione (eq. 2.2).

Table 2.2: Limiti di distorsione della corrente per sistemi valutati tra 69 kV e 161 kV [7]

I_{sc} / I_L	$3 \leq h$ <11	$11 \leq h$ <17	$17 \leq h$ <23	$23 \leq h$ <35	$35 \leq h$ ≤ 50	TDD
<20	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20<50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50<100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100<1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

Table 2.3: Limiti di distorsione della corrente per sistemi valutati > 161kV [7]

I_{sc} / I_L	$3 \leq h$ <11	$11 \leq h$ <17	$17 \leq h$ <23	$23 \leq h$ <35	$35 \leq h$ ≤ 50	TDD
<25	1.0	0.5	0.38	0.15	0.1	1.5
25<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
> 50	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

Table 2.4: Limiti di distorsione della tensione [7]

Tensione al PCC	Ampiezza armonica individuale	THD _v (%)
$V \leq 1.0$ kV	5.0	8.0
1kV < V ≤ 69 kV	3.0	5.0
69kV < V ≤ 161 kV	1.5	2.5
161kV < V	1.0	1.5

Un'ulteriore norma significativa è la CEI EN 61000- [4] che è divisa in 6 parti principali:

- Una parte generale che comprende le considerazioni generale (CEI EN 61000-1-x);
- Una seconda parte ambientale che definisce le caratteristiche dell'ambiente in cui viene utilizzata l'attrezzatura per le misure (CEI EN 61000-2-x);
- Una terza parte che definisce i livelli ammissibili di emissioni che possono essere generate (CEI EN 61000-3-x);
- Una quarta parte che fornisce dettagliate linee guida per la misurazione ed i test (CEI EN 61000-4-x);
- Una quinta parte che fornisce le linee guida sull'applicazione delle attrezzature, per garantire la compatibilità tra apparecchiature elettriche ed elettroniche o i sistemi (CEI EN 61000-5-x);
- Un'ultima parte mista con standard generici che definiscono l'immunità ed i livelli di emissione richiesti per attrezzature, in categorie generali o specifiche (CEI EN 61000-6-x).

La CEI EN 61000-3-x è di grande interesse poiché specifica il livello armonico consentito per la fornitura in rete. La CEI EN 61000-3-2 controlla il livello di distorsione della

corrente assorbita da tutte le apparecchiature classificate fino a 16 A mentre la CEI EN 61000-3-3 contiene la limitazione delle variazioni di tensioni, fluttuazioni di tensione e dei flicker in sistemi di alimentazione in bassa tensione per apparecchiature con corrente nominale fino a 16 A per fase e non soggette ad allacciamento su condizione.

Capitolo 3

Sistemi di filtraggio delle componenti armoniche

Come si è visto nel capitolo precedente la distorsione della forma d'onda sinusoidale genera problemi alla rete di alimentazione. Per questa ragione bisogna cercare di ridurre la distorsione armonica o quando possibile eliminarla.

Le possibili soluzioni per ridurre le armoniche sono:

- aumentare il livello di guasto della rete (ridurre l'impedenza di rete);
- limitare il numero o il lavoro contemporaneo di fonti armoniche;
- bilanciare la connessione dei carichi monofase a tutte e tre le fasi del sistema;
- utilizzare raddrizzatori con un più alto numero di impulsi, ad esempio usando raddrizzatori con frequenza a 12 o 24 impulsi invece del tradizionale 6 impulsi;
- utilizzare filtri passivi;
- utilizzare filtri attivi;
- utilizzare soluzioni ibride (combinazione di filtri attivi e passivi).

Le soluzioni più comunemente adottate per ridurre il livello di distorsione armonica, sono quelle che prevedono l'utilizzo di filtri passivi o filtri attivi.

3.1 Filtri connessi in serie o in parallelo

Una prima suddivisione dei sistemi di filtraggio può essere fatta in funzione del tipo di carico che genera le armoniche.

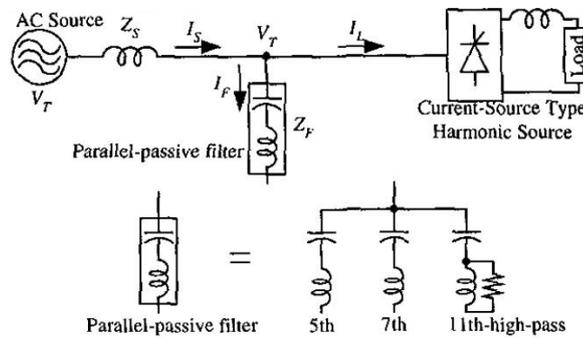
I filtri vengono distinti in:

- filtri connessi in parallelo per la compensazione di sorgenti armoniche di corrente;
- filtri connessi in serie per la compensazione di sorgenti armoniche di tensione.

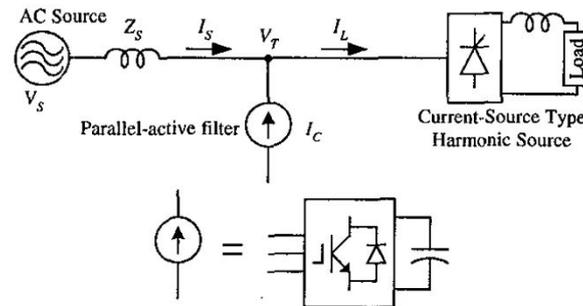
3.1. Filtri connessi in serie o in parallelo

Filtri connessi in parallelo

I carichi non lineari sono rappresentati come generatori di corrente poiché le loro forme d'onda di corrente sono distorte rispetto alla sinusoidale avente frequenza fondamentale. Una sorgente armonica tipica è il raddrizzatore a tiristori con fase controllata, avente un'induttanza in continua sufficiente a produrre una corrente continua pulsata. Per ridurre le armoniche di corrente in carichi non lineari vengono utilizzati filtri passivi (fig.3.1(a)) o attivi (fig.3.1(b)) in parallelo. Il principio del filtro passivo in parallelo è quello di fornire un ramo parallelo a bassa impedenza alla corrente armonica del carico, riducendo così la corrente armonica che scorre nella sorgente. Il principio del filtro attivo parallelo è quello di iniettare corrente armonica con la stessa ampiezza e fase opposta alla corrente armonica del carico nella linea, eliminando così la corrente armonica che fluisce al generatore. I filtri passivi e quelli attivi in parallelo sono efficaci per compensare la corrente non lineare prodotta dai carichi.



(a) Filtro passivo in parallelo per carichi non lineari alimentati in corrente.



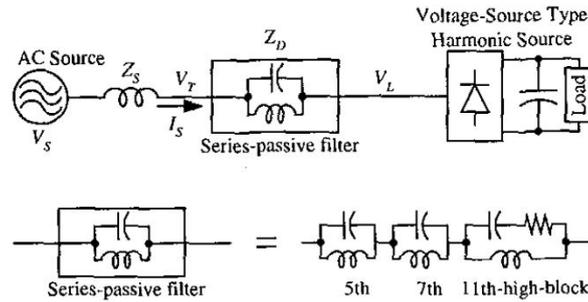
(b) Filtro attivo in parallelo per carichi non lineari alimentati in corrente.

Figure 3.1: Filtri in parallelo per carichi non lineari alimentati in corrente[10].

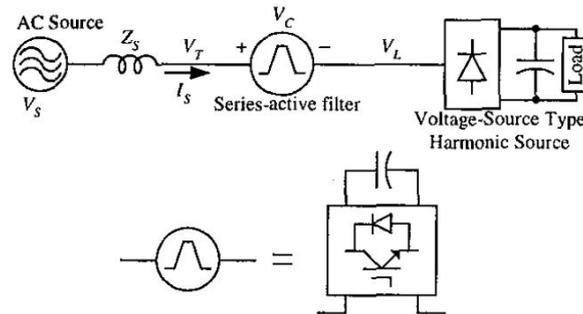
3.1. Filtri connessi in serie o in parallelo

Filtri connessi in serie

Il sistema composto da raddrizzatori a diodi con condensatore sul bus in continua è utilizzato in apparecchiature elettroniche, elettrodomestici e azionamenti in corrente alternata (AC). Il sistema si comporta come una fonte di armoniche di tensione piuttosto che una di corrente. Di conseguenza, questo tipo di carico non lineare deve essere caratterizzato da una fonte di tensione. I filtri passivi e attivi in parallelo non sono efficaci per compensare le armoniche di tensione nei carichi non lineari. Sono necessari filtri passivi (fig.3.2(a)) o attivi (fig.3.2(b)) in serie per compensare questo tipo di carichi.



(a) Filtro passivo in serie per carichi non lineari alimentati in tensione.



(b) Filtro attivo in serie per carichi non lineari alimentati in tensione.

Figure 3.2: Filtri in serie per carichi non lineari alimentati in corrente[10].

3.2 Filtri passivi di potenza

I filtri passivi [2] sfruttano la combinazione di elementi passivi che sono condensatori (C), induttanze (L) e resistenze (R) per mitigare le armoniche. In funzione della combinazione e del numero di questi elementi si hanno differenti tipologie di filtri passivi (fig.3.3):

- filtro passivo tarato a braccio singolo;
- filtro passivo tarato a bracci multipli;
- filtro passa alto o basso.

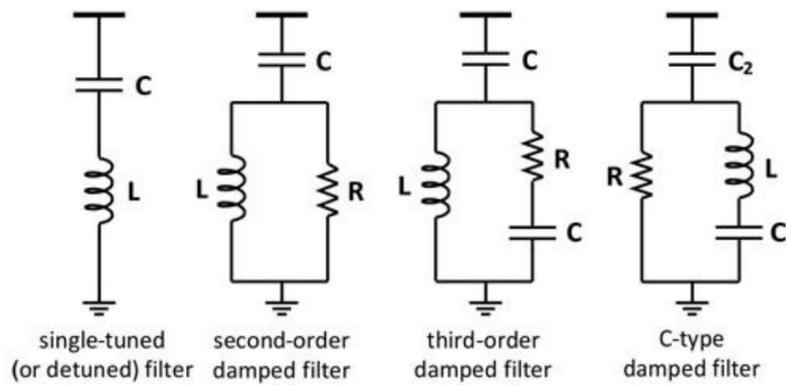


Figure 3.3: Differenti tipi di filtri passivi.

3.2.1 Filtro passivo tarato a braccio singolo

I filtri tarati a singolo braccio (fig.3.4) compensano una sola frequenza armonica presente nel sistema in funzione di come sono realizzati. Il principio base è quello di offrire un percorso a bassa impedenza alla corrente armonica al fine di confluirla nel filtro e poterla ridurre. Lo schema di collegamento del filtro singolo prevede una connessione in serie di componenti R-L-C o componenti L-C, in funzione del tipo di filtro che si vuole realizzare [11]. La posizione ideale del filtro passivo è in prossimità dei carichi che generano le armoniche poiché in questo modo vengono compensate, evitando la propagazione nella rete.

La frequenza di risonanza per il filtro singolo può essere descritta come segue:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{C \cdot L}} \quad (3.1)$$

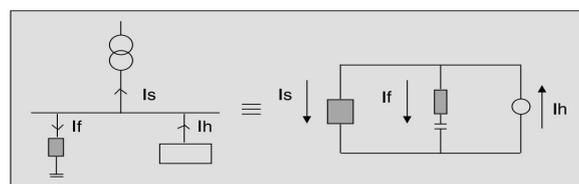


Figure 3.4: Filtro passivo tarato a braccio singolo.

3.2. Filtri passivi di potenza

ove:

- f_r è la frequenza di risonanza;
- C è la capacità del filtro;
- L è l'induttanza del filtro.

L'impedenza (Z) nel ramo del filtro si calcola attraverso l'equazione 3.2.

$$Z = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) = R + (X_L - X_C) \quad (3.2)$$

ove:

- ω è la pulsazione angolare pari a $2\pi f$;
- X_L è la generica reattanza induttiva;
- X_C è la generica reattanza capacitiva.

Definito h come l'ordine armonico, si ricava la reattanza capacitiva (eq.3.3) e quella induttiva (eq.3.4) per l'armonica h .

$$X_{Ch} = \frac{1}{h\omega_1 C} = \frac{X_{C1}}{h} \quad (3.3)$$

$$X_{Lh} = h\omega_1 L = hX_{L1} \quad (3.4)$$

ove ω_1 è la pulsazione angolare alla frequenza fondamentale pari a $2\pi f_1$.

Come detto precedentemente, il valore dell'impedenza del filtro (eq.3.2) deve essere minimizzato; bisogna annullare le due reattanze presenti nell'eq. 3.2 imponendo la condizione di risonanza per cui:

$$X_{Ch} = X_{Lh} \rightarrow h = \sqrt{\frac{X_{C1}}{X_{L1}}} = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (3.5)$$

L'equazione appena trovata permette di trovare l'ordine armonico (h) che è possibile compensare progettando opportunamente i valori di C ed L .

3.2.2 Filtro passivo tarato a bracci multipli

Il filtro passivo tarato a bracci multipli [5](fig.3.5) è l'evoluzione del filtro a braccio singolo poiché possono essere tarati su diverse componenti armoniche invece che su una sola. Le armoniche più significative che devono essere filtrate sono quelle che corrispondono a frequenze più basse nel sistema. Ad esempio in un sistema trifase che funziona a 50 Hz le armoniche più significative sono la quinta (250 Hz), la settima (350 Hz), l'undicesima (550 Hz), la tredicesima (650 Hz) e così via. Ogni frequenza armonica deve essere compensata da un singolo braccio del filtro accordato su una determinata frequenza, come visto nel paragrafo precedente.

La composizione di questi bracci forma il filtro passivo tarato a bracci multipli. Questo tipo di filtro viene spesso utilizzato per installazioni di azionamenti in corrente continua di grandi dimensioni, dove un trasformatore dedicato alimenta l'intera installazione.

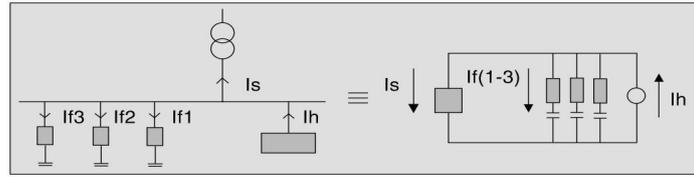


Figure 3.5: Filtro passivo tarato a bracci multipli.

Risonanza parallela

Quando a un filtro progettato per compensare una sola frequenza armonica è collegato ad un carico non lineare ed è presente una induttanza L_S prima del filtro, quest'ultima influenzerà la condizione di risonanza nel filtro.

Se ci sono più filtri armonici collegati al circuito, l'induttanza L_S influenzerà la

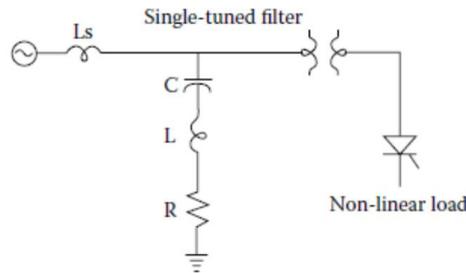


Figure 3.6: Condizione di risonanza parallela [14].

frequenza di risonanza di tutti i filtri. La nuova frequenza di risonanza sarà data da:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_s + L)C}} \quad (3.6)$$

Fattore di bontà

Un altro termine importante durante la progettazione del filtro è il *fattore di bontà* (eq.3.7). Rappresenta la capacità di un circuito di immagazzinare energia rispetto alla possibilità di dissiparla nella resistenza. Tale fattore di bontà è dato dal rapporto tra la reattanza in condizione di risonanza X_{Lh} o X_{Ch} e la resistenza del circuito R .

$$Q_f = \frac{X_{Lh}}{R} = \frac{X_{Ch}}{R} \quad (3.7)$$

Per un normale sistema di distribuzione il valore del fattore di bontà oscilla tra 15 e 80.

Banda del filtro

La banda del filtro (B) è data dal rapporto tra la frequenza armonica per la quale il filtro è stato progettato e il fattore di bontà del sistema calcolato alla frequenza fondamentale.

$$B = \frac{f_h}{Q_f} \quad (3.8)$$

3.2.3 Filtro passivo passa basso o alto

Il filtro passivo tarato a braccio singolo è utilizzato per la riduzione delle correnti armoniche presenti nel sistema elettrico è studiato per la compensazione di una sola frequenza armonica. Se si vogliono filtrare più frequenze armoniche sarà necessario utilizzare più filtri passivi di questo tipo in parallelo.

L'utilizzo di più filtri presenta uno svantaggio di natura economica nonché di ingombro volumetrico e questo costringe a considerare una categoria alternativa di sistemi di filtraggio delle correnti armoniche, *filtri passa basso o alto*.

Si usano in configurazione passa alto quando sono collegati in parallelo al sistema mentre si configurano come passa basso se sono collegati in serie. Questi filtri sono composti da una combinazione di resistenze (R), induttori (L) e condensatori (C). In funzione del numero di componenti R,L,C presenti nel sistema si hanno diverse tipologie di filtro. Si classificano in filtri di (1°, 2°, 3°, ...) ordine in funzione del numero di L,C presenti (ad esempio se è presente solo C o solo L sono filtri del 1° ordine, se presenti entrambi sono filtri del 2° ordine ecc.). Questa tipologia di filtri permette il passaggio di frequenze al di sotto (passa-basso) o al di sopra (passa-alto) di un dato valore detto *frequenza di taglio* (f_t), cancellando le altre frequenze:

$$f_t = hf_1 \quad (3.9)$$

Ove h è l'ordine armonico da cui si vuole iniziare a filtrare e f_1 è la frequenza fondamentale.

In figura 3.7 è portato un filtro passa alto del secondo ordine (fig.3.7).

L'impedenza totale di tale filtro (Z_F), calcolata all'armonica (h) di taglio è descrivibile

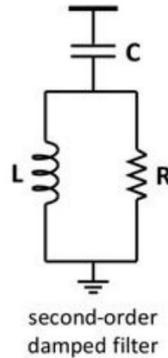


Figure 3.7: Filtro passivo del secondo ordine.

con la seguente equazione:

$$Z_F(h) = \frac{j h \omega_1 L R}{R + j h \omega_1 L} - \frac{j}{h \omega_1 C} \quad (3.10)$$

Razionalizzando l'equazione 3.10 si ottiene:

$$Z_F(h) = \frac{h^2 \omega_1^2 L^2 R}{h^2 \omega_1^2 L^2 + R^2} + j \left(-\frac{h \omega_1 L^2}{C(h^2 \omega_1^2 L^2 + R^2)} - \frac{R^2}{h \omega_1 C(h^2 \omega_1^2 L^2 + R^2)} + \frac{h \omega_1 L R^2}{h^2 \omega_1^2 L^2 + R^2} \right) \quad (3.11)$$

ove:

- h è l'ordine armonico;
- ω_1 è la pulsazione angolare alla frequenza fondamentale;
- R è la resistenza del filtro;
- L è l'induttanza del filtro;
- C è la capacità del filtro;

3.2.4 Vantaggi e svantaggi dei filtri passivi

I metodi sopra discussi sono i più largamente utilizzati nella progettazione di filtri passivi per la mitigazione armonica ed hanno i seguenti vantaggi e svantaggi.

I *vantaggi* dei filtri passivi sono:

- semplice manutenzione;
- costi inferiori rispetto a quelli attivi;
- possibilità di poter compensare in parte la potenza reattiva;
- minore complessità.

Tuttavia, questi filtri hanno molti *svantaggi* che si possono elencare come segue.

- Se le armoniche di corrente e la componente fondamentale fluiscono nel filtro, esso dovrebbe essere progettato per sostenere entrambe le componenti.
- Se sovraccaricato, le armoniche di corrente aumentano.
- La risonanza parallela tra la sorgente in AC e il filtro passivo causa sovratensione.
- La frequenza armonica filtrata varia con l'invecchiamento dei componenti passivi.
- Le caratteristiche del filtro dipendono dall'impedenza della sorgente che non è conosciuta con accuratezza e può variare con la configurazione della rete.
- Il filtro passivo può causare risonanza con la fonte AC e questo può portare a elevate correnti che arrivano al filtro.
- La frequenza operativa del sistema in AC varia attorno al suo valore nominale se le condizioni del carico nel sistema cambiano, bisognerebbe quindi considerarlo nel progetto del filtro.
- I filtri passivi attenuano solo le frequenze su cui sono accordati.
- Ci sono dei vincoli sulla scelta delle componenti del filtro per raggiungere un compromesso tra i requisiti armonici di corrente e la potenza reattiva fornita per il rifasamento.
- I filtri passivi hanno dimensioni e peso molto rilevanti.

3.3 Filtri attivi di potenza (APF)

I filtri attivi di potenza, come i filtri passivi, possono essere divisi in filtri alimentati in corrente alternata (AC) o in corrente continua (DC). Quelli alimentati in DC sono progettati per compensare le armoniche di corrente/tensione sul lato DC del convertitore a tiristori. Vengono usati per applicazioni ad alta potenza come ad esempio nei sistemi ad alta tensione continua (HVDC) e negli azionamenti elettrici di alta potenza. Il filtro attivo di potenza in DC può essere considerato come un caso speciale di quello in AC. I filtri attivi di potenza in AC sono generalmente noti come *APF*.

Gli APF possono essere impiegati nel sistema di alimentazione per fornire la compensazione: armonica, della potenza reattiva o della corrente omopolare. L'APF può anche essere utilizzato per eliminare le armoniche di tensione, per regolare la tensione ai terminali, per sopprimere i flicker di tensione e per migliorare il bilanciamento della tensione in sistemi trifase. Gli APF, rispetto ai filtri passivi, hanno una compensazione della caratteristica armonica migliore se vi è variazione dell'impedenza della linea elettrica in AC e quando vi è una variazione della frequenza delle correnti armoniche.

L'inverter alimentato in tensione (VSI) con tecnica di modulazione pulse-width modulation (PWM) è comunemente usato come APF e come compensatore di potenza reattiva.

Modulazione a larghezza di impulso (PWM)

La tecnica di modulazione a larghezza d'impulso (PWM) è una tecnica di comando degli switch a semiconduttori presenti negli inverter. All'inverter viene fornita una tensione continua in ingresso per ottenere una tensione alternata in uscita controllata. Per regolare la tensione in uscita si devono variare i periodi di accensione e spegnimento degli switch dell'inverter. I periodi di accensione e spegnimento dell'inverter sono controllati dai diversi segnali generati attraverso la modulazione PWM. I segnali PWM sono impulsi che hanno frequenza e ampiezza fissa ma larghezza dell'impulso variabile. Gli impulsi si possono generare principalmente attraverso da due tecniche: PWM ottenuto attraverso il confronto con una funzione triangolare e PWM ottenuto attraverso la Space Vector Modulation. In questo paragrafo si analizzerà la prima tecnica ovvero la generazione del PWM attraverso il confronto tra un'onda triangolare detta portante ed un'onda di frequenza fondamentale detta modulante. La larghezza degli impulsi del PWM cambia da impulso a impulso in funzione dell'onda modulante. La frequenza del segnale portante deve essere molto più elevata rispetto a quella del segnale modulante.

Vantaggi delle tecniche di modulazione PWM:

- facilità di implementazione e controllo;
- riduzione della potenza dissipata;
- riduzione delle armoniche di ordine inferiore;
- requisiti di filtraggio delle armoniche generate dalla modulazione PWM ridotti al minimo poiché solo le armoniche di ordine superiore vengono generate;

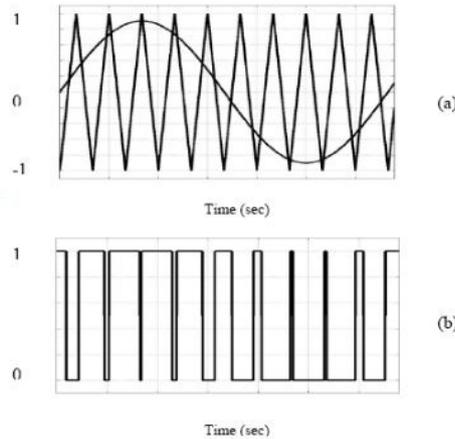


Figure 3.8: (a) Segnale portante triangolare e segnale modulante sinusoidale. (b) PWM generato dal confronto dei due segnali.

- implementazione dell'hardware semplice in quanto è compatibile con i microprocessori digitali.

Svantaggi delle tecniche PWM:

- attenuazione della componente fondamentale richiesta;
- generazione di componenti ad alta frequenza.

Frequenza di commutazione degli APF

Un parametro importante nel progetto dei APF è il coefficiente " m_h ". Esso rappresenta l'ordine armonico superiore massimo che può essere ridotto dal filtro.

La capacità di filtraggio richiesta all'APF può essere definita come segue:

$$f_{af} = m_h f_s \quad (3.12)$$

ove f_s è la frequenza fondamentale della rete elettrica mentre f_{af} è la frequenza massima che si vuole filtrare.

La frequenza f_{af} viene scelta in funzione della massima frequenza di commutazione dell'APF (f_{maxAPF}), essa è determinata dalla frequenza della portante nella modulazione PWM. Se la f_{af} richiesta è maggiore rispetto alla frequenza massima di commutazione consentita all'APF, sarà impossibile controllare le correnti di linea dell'APF e quindi le armoniche non potranno essere completamente compensate.

La massima frequenza di commutazione (fig.3.9) dell'APF determina la capacità di filtraggio del filtro attivo e si può valutare attraverso la seguente relazione:

$$2f_{af} < f_{maxAPF} < 10f_{af} \quad (3.13)$$

Si dovrà usare un fattore minore quando i semiconduttori sono l'aspetto limitante, ad esempio utilizzando i tiristori, poiché essi possono funzionare solo a una bassa frequenza di commutazione; si potrà avere un fattore più elevato invece negli APF a bassa potenza, poiché in questi filtri si utilizzano semiconduttori ad alta frequenza di commutazione, come ad esempio i MOSFET o gli IGBT.

Se il filtraggio con l'APF non basta, si può aggiungere un filtro passa-alto per ridurre le armoniche oltre le capacità dell'APF.

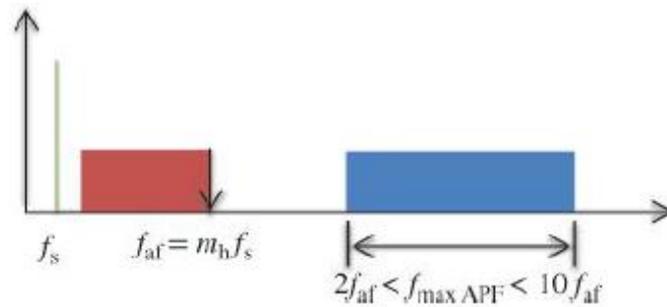


Figure 3.9: Metodologia per la scelta della frequenza di commutazione negli APF [9].

3.3.1 Tipologie, vantaggi e svantaggi degli APF

Esistono due differenti tipologie di APF:

- APF alimentati in tensione, hanno un condensatore sul DC link e permettono di regolare la tensione continua;
- APF alimentati in corrente, hanno un induttore sul DC link e permettono di regolare la corrente continua.

La tipologia di APF alimentata in tensione è migliore in termini di perdite e capacità di filtraggio delle armoniche generate dalla modulazione PWM, mentre la tipologia alimentata in corrente è migliore in termini di compensazione dinamica della corrente, affidabilità e protezione.

In funzione del tipo di connessione alla rete, l'APF può essere classificato come:

- APF connesso in serie;
- APF connesso in parallelo;
- APF connesso con una combinazione di serie/parallelo (*UPQC*).

L'ordine armonico massimo (h) che può essere compensato dall'APF non ha limiti teorici ed è in funzione dalla frequenza di commutazione scelta per l'APF. Teoricamente, la corrente generata dal filtro attivo (fig.3.10) consente solamente la compensazione armonica di componenti con ordini armonici non superiori al numero di impulsi generati in mezzo periodo.

Se le componenti armoniche cambiano ampiezza o frequenza, l'APF non necessita alcun cambiamento dell'hardware e questo è considerato un *vantaggio* rispetto al filtro passivo. Generalmente gli APF hanno pochi *svantaggi*:

- costi iniziali e di esercizio, perdite e complessità degli APF sono superiori rispetto a quelli dei filtri passivi.
- compromesso nella progettazione degli APF tra la produzione di grandi potenze e la risposta dinamica veloce della corrente.

3.3. Filtri attivi di potenza (APF)

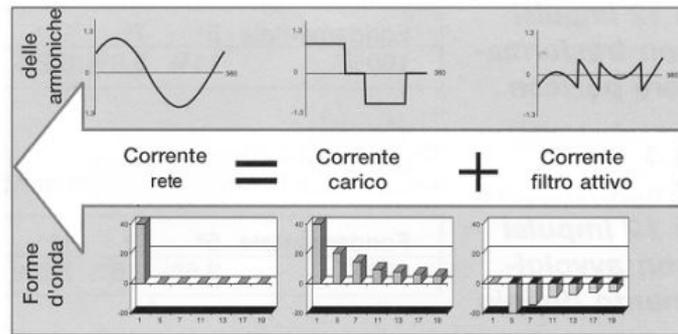


Figure 3.10: Compensazione della corrente armonica attraverso l'iniezione di una corrente generata dal filtro attivo[1].

3.3.2 APF connessione serie

Gli APF connessi in serie non compensano la corrente armonica prodotta dal carico non lineare ma agiscono come un'impedenza avente un elevato valore, per le correnti armoniche nel lato sorgente. Gli APF serie sono meno comuni a livello industriale della loro controparte APF parallelo poiché devono gestire la corrente di pieno carico invece della sola corrente armonica e questo aumenta considerevolmente il loro costo. Questo effetto potrebbe essere peggiore nel lato secondario del trasformatore di accoppiamento poiché aumentano le perdite $I^2 - R$ e la dimensione fisica del filtro.

I principali *vantaggi* dei filtri connessi in serie rispetto a quelli connessi in parallelo sono:

- poter eliminare le armoniche di tensione;
- bilanciare le tensioni trifase nel PCC.

Gli approcci disponibili per il rilevamento della tensione armonica sono simili a quelli per il rilevamento della corrente armonica nell'APF parallelo.

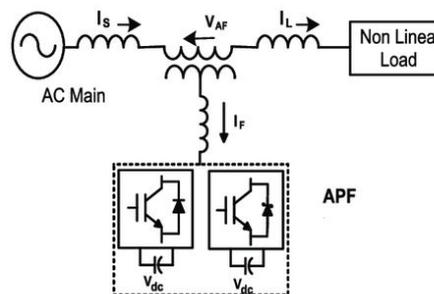


Figure 3.11: APF connessione serie.

3.3.3 APF connessione parallelo

Gli APF connessi in parallelo al sistema hanno il vantaggio di condurre solo la corrente da compensare in aggiunta a una piccola componente di corrente fondamentale necessaria per compensare le perdite del sistema e mantenere la tensione costante sul condensatore. L'APF connesso in parallelo può essere impiegato anche per la compensazione della potenza reattiva oltre che per la compensazione di armoniche prodotte da sorgenti di correnti armoniche. Questa tipologia di filtri presenta un problema: l'impedenza alle armoniche del raddrizzatore a diodi non è molto più alta di quello del lato sorgente e quindi la corrente di compensazione iniettata dal filtro attivo parallelo scorre sia nella sorgente che nel diodo raddrizzatore. Per questa ragione, la tipologia di filtri attivi con connessione in parallelo non può cancellare completamente le armoniche e potrebbe causare problemi come l'aumento del ripple DC e della corrente di picco AC nel raddrizzatore a diodi. Per evitare questi problemi negli APF connessi in parallelo è necessaria l'aggiunta di un'induttanza in serie all'ingresso del filtro.

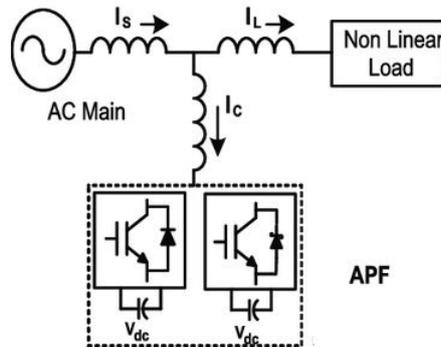


Figure 3.12: APF connessione parallelo.

Confronto APF connessione serie o parallelo

La tabella 3.1 riassume le caratteristiche salienti dei filtri APF connessi in serie o in parallelo.

Table 3.1: Confronto APF con connessione serie e parallelo.

	APF serie	APF parallelo
Connessione	È connesso in serie alla rete di distribuzione	È connesso alla rete di distribuzione come derivazione
L'APF agisce come:	generatore di corrente	generatore di tensione
Funzioni	Riduce le armoniche di tensione Riduce i buchi di tensione Riduce lo sbilanciamento di tensione Filtra la corrente armonica Compensa la corrente reattiva Riduce la corrente sbilanciata	Filtra la corrente armonica Compensa la corrente reattiva Riduce la corrente sbilanciata
Compensazione caratteristica	Le caratteristiche di compensazione dell'APF serie sono indipendenti dall'impedenza della sorgente e dall'impedenza del carico per i carichi alimentati in tensione	Le caratteristiche di compensazione dell'APF parallelo sono indipendenti dall'impedenza della sorgente per i carichi alimentati in corrente
Considerazioni sull'applicazione	Hanno una bassa impedenza sul ramo parallelo che è necessaria per essere applicati a un carico alimentato in corrente (filtro passivo parallelo omiglioramento del fattore di potenza nei banchi di condensatori)	Possono iniettare fluss di corrente nel lato del carico in carichi alimentati in corrente e possono causare sovracorrenti se vengono applicati a un carico alimentato in tensione
Carichi considerati	Capacitivo o carichi alimentati in tensione o sorgenti di tensioni armoniche	Induttivo o carichi alimentati in corrente o sorgenti di correnti armoniche

3.4 Filtri ibridi

La combinazione di un filtro passivo e un filtro attivo (APF) viene chiamata *filtro ibrido* [12]. In funzione del tipo di collegamento tra queste due tipologie di filtri e la rete elettrica (fig. 3.13) sono possibili quattro diverse configurazioni del sistema.

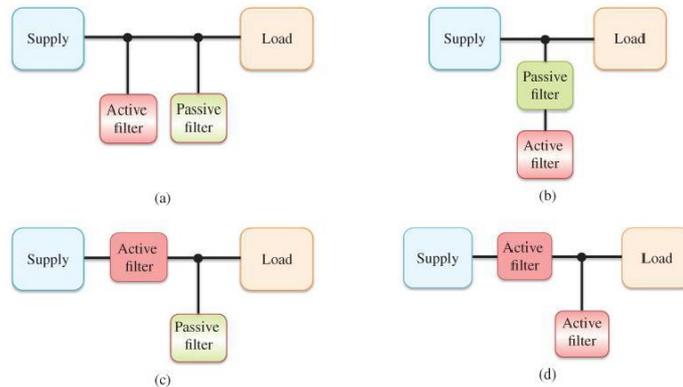


Figure 3.13: Combinazioni di filtri: (a) filtro attivo e passivo connessi in parallelo, (b) filtro attivo in parallelo con connesso in serie un filtro passivo, (c) filtro attivo connesso in serie e filtro passivo connesso in parallelo, (d) filtro attivo connesso sia in serie che in parallelo (*UPQC*) [9].

- Gli APF connessi in parallelo possono essere progettati per eliminare solo la corrente armonica avente un basso ordine armonico (h) mentre le armoniche di ordine superiore vengono filtrate aggiungendo in parallelo un filtro passivo, come mostrato nella figura 3.13 (a). Lo svantaggio principale di questo filtro è nel necessitare di molti componenti di potenza per il funzionamento, in particolare nel filtro passivo. Visto che i filtri sono permanentemente collegati al sistema, questo approccio è adatto solo per un singolo carico avente una sorgente armonica predefinita.
- Un APF connesso in parallelo con connesso in serie un filtro passivo è mostrato nella figura 3.13 (b). Questa soluzione è adatta per applicazioni che necessitano di un'alta tensione di alimentazione poiché il filtro passivo riduce la tensione sugli interruttori dell'APF.
- Gli APF connessi in serie, costituiscono una grande impedenza per le armoniche aventi alta frequenza e possono essere utilizzati insieme ad un filtro passivo, connesso in parallelo, per fornire un percorso alternativo alle correnti armoniche del carico come mostrato nella figura 3.13 (c). Questa configurazione elimina i problemi di interazione tra l'impedenza della sorgente e il filtro passivo.
- L'*UPQC* (Unified Power Quality Conditioner) mostrato in figura 3.13 (d) viene utilizzato nei sistemi di distribuzione dell'energia elettrica.

Il filtro attivo in serie ha lo scopo:

- di isolamento armonico tra il sistema di subtrasmissione e il sistema di distribuzione;
- di regolare la tensione;
- di ridurre i flicker;
- di compensare gli squilibri di tensione nel PCC.

Il filtro attivo in parallelo ha lo scopo:

- di compensare la corrente armonica;
- di regolare la tensione nel circuito intermedio tra i due filtri attivi.

Capitolo 4

Tecniche di estrazione della corrente armonica

In questa sezione, l'attenzione è prestata all'APF connesso in parallelo e alle tecniche di estrazione delle armoniche di corrente [15]. Tuttavia, analogamente quanto trovato potrà essere esteso anche per l'APF connesso in serie e alle tecniche di estrazione delle armoniche di tensione.

Diverse teorie e tecniche, nel corso degli anni, sono state sviluppate per realizzare le tecniche di estrazione armonica della corrente.

Le diverse tecniche possono essere classificate in due macro-gruppi:

- tecniche di estrazione della corrente armonica nel dominio della *frequenza*;
- tecniche di estrazione della corrente armonica nel dominio del *tempo*.

4.1 Tecniche di estrazione della corrente armonica nel dominio della frequenza

La stima del segnale di riferimento nel dominio della frequenza è adatta sia per sistemi monofase che trifase. Lo studio si basa sul principio dell'analisi di Fourier. Si possono utilizzare diverse tecniche per estrarre le armoniche nel dominio della frequenza[3]:

- trasformata di Fourier discreta (DFT);
- trasformata di Fourier veloce (FFT);
- trasformata di Fourier discreta ricorsiva (RDFT).

Il principio base è comune per tutte le tecniche: le componenti armoniche del segnale sono separate dalla componente fondamentale, viene poi applicata la trasformata di Fourier inversa per stimare la compensazione del segnale di riferimento nel dominio del tempo. Lo *svantaggio* principale di questa tecnica è il tempo di ritardo nel campionamento delle variabili di sistema e nel calcolo di coefficienti di Fourier. Questo la rende poco pratica nel caso di carichi variabili velocemente, ovvero quando è necessaria la compensazione in tempo reale delle armoniche oppure per compensare le interarmoniche.

Per rendere il calcolo molto più veloce, sono state applicate alcune modifiche a queste tecniche. Ad esempio, uno schema modificato della serie di Fourier, prevede il calcolo

della sola componente fondamentale della corrente che viene poi utilizzata per separare il segnale armonico totale dalla forma d'onda della corrente di carico campionata.

4.1.1 Trasformata di Fourier discreta (DFT)

La trasformata di Fourier discreta è una trasformazione matematica per segnali discreti che dà come risultato dell'elaborazione l'ampiezza e la fase dell'armonica che si vuole compensare.

$$\bar{X}_h = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cos \frac{2\pi hn}{N} - j \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \sin \frac{2\pi hn}{N} \quad (4.1)$$

$$\bar{X}_h = X_{hr} + jX_{hi} \quad (4.2)$$

$$|\bar{X}_h| = \sqrt{X_{hr}^2 + X_{hi}^2} \quad (4.3)$$

$$\varphi_h = \arctan \frac{X_{hi}}{X_{hr}} \quad (4.4)$$

ove:

- N è il numero di campioni per periodo fondamentale;
- $x(n)$ è il segnale di ingresso (tensione o corrente) nel punto n ;
- X_h è il vettore complesso di Fourier all'armonica h del segnale di ingresso;
- X_{hr} è la parte reale di X_h ;
- X_{hi} è la parte immaginaria di X_h ;
- $|\bar{X}_h|$ è il modulo del vettore;
- φ_h è la fase del vettore.

Rilevate e isolate le armoniche attraverso le precedenti equazioni, si deve ricostruire nel dominio del tempo il segnale da compensare e fornirlo al controllore per la generazione del PWM.

4.1.2 Trasformata di Fourier veloce (FFT)

La trasformata di Fourier veloce (FFT) segue la stessa rappresentazione matematica presentata per la DFT ma applicata in una forma diversa, essa è necessaria per ridurre il numero di calcoli e quindi il tempo richiesto per l'elaborazione dei dati. Gli algoritmi di calcolo per poter ridurre in numero di calcoli utilizzano un'operazione chiamata decimazione (che può essere nel dominio del tempo o della frequenza). La decimazione si basa sulla decomposizione ricorsiva di una trasformazione con N punti in 2 trasformazioni con $N/2$ punti (Fig. 4.1). Questo processo può essere applicato a qualsiasi segnale N campionato se N è una potenza regolare di 2. La decomposizione può essere applicata ripetutamente fino a quando viene raggiunta e calcolata la trasformazione a "1 punto". Il numero totale di calcoli è quindi ridotto da N^2 a $N \log_2(N)$.

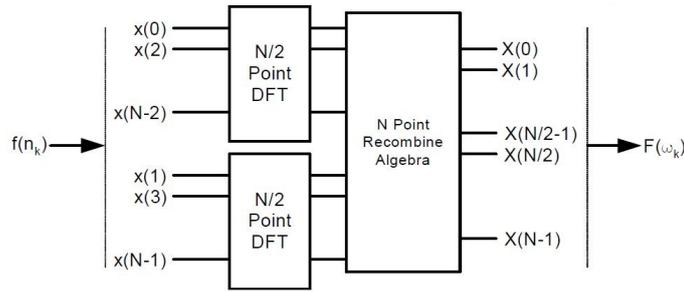


Figure 4.1: Spiegazione dell'algoritmo di decimazione nel tempo per la trasformata di Fourier veloce (FFT)[3].

4.1.3 Trasformata di Fourier discreta ricorsiva (RDFT)

La trasformata di Fourier discreta ricorsiva (RDFT) viene impiegata quando è necessario conoscere solamente alcune frequenze specifiche nell'analisi di Fourier e non tutto lo spettro. Essa utilizza lo stesso principio matematico della DFT ma i calcoli vengono eseguiti su una finestra temporale che scorre nel periodo (fig.4.2) al posto che nel periodo intero. La finestra scorrevole si muove ad ogni periodo di campionamento,

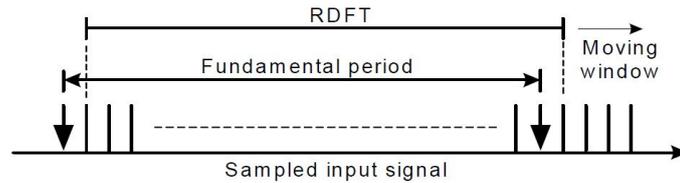


Figure 4.2: Principio della finestra mobile [3].

spostandosi in avanti nel tempo con il numero di campioni. L'analisi DFT viene eseguita ad ogni nuovo set di campioni, ovvero ad ogni nuova finestra. Le uniche differenze tra la vecchia e la nuova finestra sono il primo e l'ultimo campione. Il risultato della DFT per la vecchia finestra resterà quindi valido in parte e ad ogni nuova finestra si troverà un'espressione analoga alla precedente e ricorsiva (eq.4.7). Si potrà quindi evitare lo stesso calcolo per la nuova finestra.

$$\bar{X}_h = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(i)W^{-hi} \quad (4.5)$$

$$W = \exp(j\frac{2\pi}{N}) \quad (4.6)$$

$$X_h(k) = \frac{1}{N}(x(k) - x(k - N)) + W^h X_h(k - 1) \quad (4.7)$$

L'eq.4.7 può essere riorganizzata come funzione di trasferimento (eq.4.8) sotto forma di filtro a risposta impulsiva finita. Si può dimostrare che tale funzione di trasferimento ha l'attenuazione pari a zero (dB) sulla frequenza rilevata dall'analisi.

$$H_h(z) = \frac{X_h(z)}{x_h(z)} = \frac{1}{N} \frac{1 - z^{-N}}{1 - w^h z^{-1}} \quad (4.8)$$

Ad esempio in fig.4.3 si può vedere il diagramma di Bode per l'armonica di 5° ordine (h = 5).

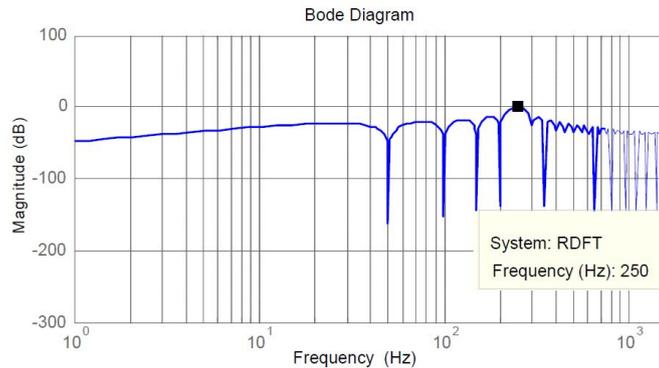


Figure 4.3: Diagramma di Bode della RDFT utilizzando l'eq.4.8 con $h=5$ e $N=64$ [3].

Requisiti per l'analisi nel dominio della frequenza

Per utilizzare correttamente la teoria di Fourier e delle sue varianti bisogna tenere in considerazione i seguenti requisiti:

- corretto utilizzo del teorema di Shannon;
- corretta progettazione del filtro anti-aliasing;
- attenta sincronizzazione tra il campionamento e la frequenza fondamentale;
- attenta applicazione della funzione di windowing;
- abbondante memoria per memorizzare i campioni dell'ultimo periodo fondamentale;
- grande potenza di calcolo per l'elaborazione dei dati.

4.2 Tecniche di estrazione della corrente armonica nel dominio del tempo

Gli approcci nel dominio del tempo sono basati sulla stima istantanea della corrente o della tensione da generare, a partire da segnali di corrente o di tensione distorti e quindi aventi contenuti armonici non voluti.

Questi approcci sono applicabili sia per sistemi monofase che trifase ad eccezione della teoria del riferimento d-q sincrono che può essere adottata solo per sistemi trifase.

4.2.1 Teoria P-Q

La teoria P-Q [13] (teoria della potenza istantanea o teoria della potenza reattiva istantanea) utilizza le trasformazioni di Clarke, per calcolare le tensioni trifase e le correnti. Le trasformazioni di Clarke permettono di riportare il sistema trifase a 3 assi (1,2,3 o a,b,c) in quello bifase a 2 assi (α, β) (fig.4.4), semplificandone la trattazione matematica.

Le trasformazioni possono essere espresse come:

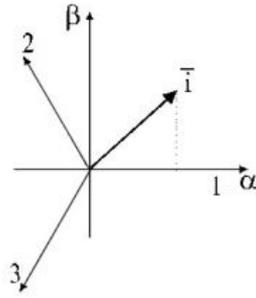


Figure 4.4: Trasformazione di Clarke.

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{pmatrix} \quad e \quad \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

Se il sistema trifase è a tre fili, le componenti di corrente a sequenza zero (i_0) non possono esistere, poiché non vi è la componente omopolare ($i_a + i_b + i_c = 0$). Il contributo quindi sarà dato solo dalle componenti i_α e i_β .

La potenza attiva istantanea per il circuito trifase può essere definito in coordinate $\alpha - \beta$ come:

$$p = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta = \bar{p} + \tilde{p} \quad (4.10)$$

ove:

- \bar{p} è la potenza istantanea attiva media, è la potenza attiva trasferita dalla sorgente al carico attraverso le tre fasi ovvero quella richiesta al sistema di alimentazione;
- \tilde{p} è la potenza istantanea attiva alternata, è la potenza attiva scambiata tra la sorgente ed il carico.

La potenza reattiva istantanea è definita come:

$$q = v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta = \bar{q} + \tilde{q} \quad (4.11)$$

ove:

- \bar{q} è la potenza istantanea reattiva media;
- \tilde{q} è la potenza istantanea reattiva alternata.

La potenza istantanea della sequenza zero è definita come:

$$p_0 = v_0 i_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (4.12)$$

ove:

- \bar{p}_0 è il valore medio della potenza attiva istantanea alla sequenza zero, questo valore è correlato alla potenza attiva trasferita dalla sorgente al carico attraverso le componenti di tensione e corrente alla sequenza zero;
- \tilde{p}_0 è il termine alternativo istantaneo della potenza attiva alla sequenza zero e rappresenta la potenza scambiata tra la sorgente ed il carico.

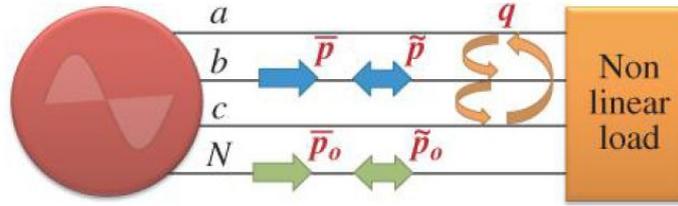


Figure 4.5: Potenze trasferite tra sorgente e carico [9].

Le potenze attive e reattive oscillanti (\tilde{p} e \tilde{q}) non sono volute poiché sono la conseguenza delle armoniche; se non ci fossero armoniche i termini \tilde{p} e \tilde{q} sarebbero nulli poiché è la componente distorta della corrente o della tensione a produrle. La potenza attiva e reattiva oscillante può essere estratta filtrando la potenza attiva e reattiva totale con un filtro passa alto.

In un carico trifase non lineare, le correnti armoniche devono essere compensate per poter ridurre la distorsione della corrente o della tensione.

La corrente di compensazione, espressa nelle componenti (α e β) può essere ricavata attraverso le seguenti equazioni:

$$\begin{vmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{vmatrix}^{-1} \begin{vmatrix} \tilde{p} \\ \tilde{q} \end{vmatrix} \quad (4.13)$$

Se si volesse compensare anche la potenza reattiva media ovvero rifasare aumento così il fattore di potenza, bisognerebbe calcolare la corrente di compensazione utilizzando la potenza reattiva istantanea (q) invece della potenza reattiva alternata (\tilde{q}).

Usando le trasformazioni inverse di Clarke è possibile calcolare le correnti trifase fornite al sistema dal filtro attivo ($\tilde{i}_{h(a,b,c)}$).

$$\begin{vmatrix} \tilde{i}_{ha} \\ \tilde{i}_{hb} \\ \tilde{i}_{hc} \end{vmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{vmatrix} \quad (4.14)$$

Se la tensione al PCC non è equilibrata e/o sinusoidale, le correnti compensate non saranno più sinusoidali. Le componenti armoniche della tensione al PCC dovranno quindi essere eliminate filtrandole. Questo approccio è da utilizzare quando si sovrappongono componenti armoniche di tensione ad alta frequenza alla tensione fondamentale. Per estrarre la sequenza positiva della componente di tensione nel PCC si può utilizzare il ciclo ad aggancio di fase (*PLL*). Il ciclo ad aggancio di fase permette la sincronizzazione del filtro con la rete elettrica. Viene calcolato l'angolo θ per cui si ha il sincronismo tra la frequenza fondamentale della rete e la frequenza fondamentale del filtro così che la tensione generata dal filtro sia agganciata alla frequenza del sistema.

In un sistema trifase a quattro fili, la corrente di compensazione in componenti α e β può essere espressa come segue:

$$\begin{vmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \\ \tilde{i}_0 \end{vmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha\beta}^2 v_0} \begin{vmatrix} v_0 v_\alpha & -v_0 v_\beta & 0 \\ v_0 v_\beta & v_0 v_\alpha & 0 \\ 0 & 0 & v_{\alpha\beta}^2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \tilde{p} \\ q \text{ or } \tilde{q} \\ p_0 \end{vmatrix} \quad (4.15)$$

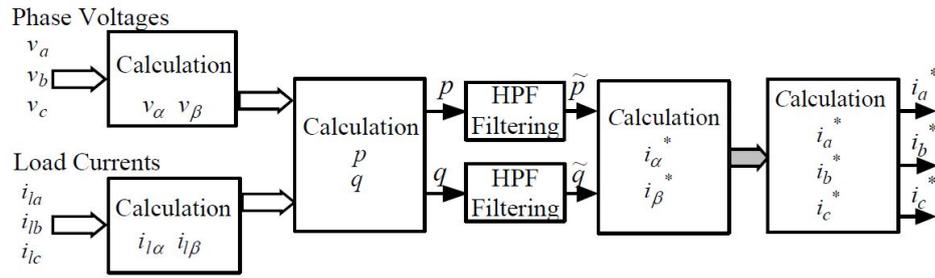


Figure 4.6: Calcolo delle correnti armoniche di riferimento con il metodo PQ[3].

ove $v_{\alpha\beta}^2 = v_\alpha^2 + v_\beta^2$

La trasformazione nelle componenti trifase si ottiene invece attraverso l'equazione:

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{ha} \\ \tilde{i}_{hb} \\ \tilde{i}_{hc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \\ \tilde{i}_0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

4.2.2 Teoria del riferimento d-q sincrono con la fondamentale

La teoria del riferimento d-q sincrono con la fondamentale si basa sulle trasformazione nello spazio vettoriale delle correnti del carico [16]. Le componenti stazionarie di riferimento $a-b-c$ misurate sul carico vengono trasformate attraverso le trasformazioni di Park nelle componenti bifase $d-q$ sincrone con il riferimento rotante (eq.4.17).

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

ove θ è l'angolo di rotazione del sistema di coordinate $d-q$ ed è uguale a ωt . ω è la frequenza angolare dell'alimentazione. Per calcolare θ si può utilizzare il ciclo ad aggancio di fase (PLL).

Le componenti della corrente d e q rappresentano rispettivamente le componenti di potenza attiva e reattiva della corrente.

Le correnti trovate possono essere decomposte in:

$$i_d = \bar{i}_d + \tilde{i}_d \quad (4.18)$$

$$i_q = \bar{i}_q + \tilde{i}_q \quad (4.19)$$

ove:

- \bar{i}_d e \bar{i}_q sono rispettivamente le componenti fondamentali della corrente attiva e reattiva;
- \tilde{i}_d e \tilde{i}_q sono rispettivamente le componenti armoniche della corrente attiva e reattiva.

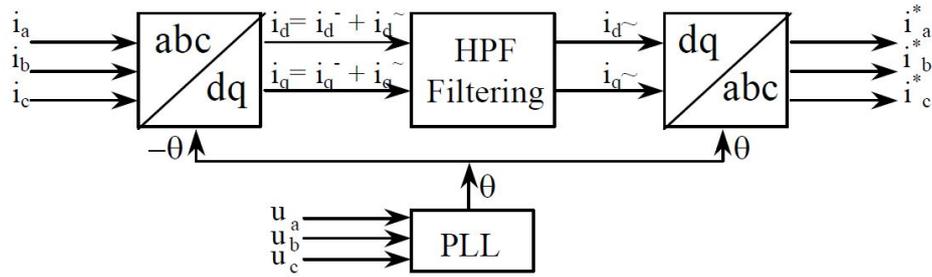


Figure 4.7: Calcolo delle correnti armoniche di riferimento con il metodo dq sincrono con la fondamentale[3].

Viene utilizzato un filtro passa-alto per estrarre le componenti armoniche della corrente \tilde{i}_d e \tilde{i}_q in assi α e β .

Queste devono poi essere riportate in assi trifase attraverso la trasformazione inversa di Clarke (eq.4.20) per trovare i riferimenti da compensare.

$$\begin{bmatrix} \tilde{i}_{ha} \\ \tilde{i}_{hb} \\ \tilde{i}_{hc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha \\ \tilde{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

4.2.3 Teoria del riferimento d-q sincrono con le armoniche

La teoria del riferimento d-q sincrono con le armoniche è simile alla teoria del riferimento d-q sincrono con la fondamentale. La differenza tra i due metodi è che il riferimento d-q sincrono con le armoniche ruota con una frequenza pari a quella dell'armonica selezionata invece che con la frequenza della fondamentale come per l'altro metodo. Col metodo del riferimento dq armonico, solo la rispettiva armonica sarà un segnale DC mentre tutte le altre frequenze, compresa la fondamentale saranno componenti AC. Per trovare la rispettiva armonica bisogna quindi utilizzare un filtro passa-basso (LPF in Fig.4.8) così da eliminare la componente AC e poter così isolare l'armonica desiderata. Una volta trovata l'armonica desiderata si dovrà procedere all'antitrasformata di Clarke per il calcolo delle correnti di riferimento come descritto nel metodo precedente.

Svantaggi delle teorie che utilizzano il riferimento d-q

Gli svantaggi principali delle teorie che utilizzano il riferimento d-q sono:

- necessità di conoscere la posizione angolare con precisione (ottenibile utilizzando un PLL);
- difficoltà nell'implementazione numerica di filtri passa alto o basso (HPF o LPF). I filtri influenzano la dinamica e l'accuratezza dell'APF poiché a causa della non idealità del filtro e della variazione della fase introdotta dai filtri numerici, il segnale di riferimento potrà non avere esattamente la fase necessaria per eliminare le armoniche presenti nel sistema;
- se le correnti del carico sono sbilanciate e quindi, il sistema deve includere anche le componenti a sequenza zero, aumenta il numero di calcoli necessari per il calcolo delle correnti di riferimento ed è più difficile sintonizzare di ogni controller.

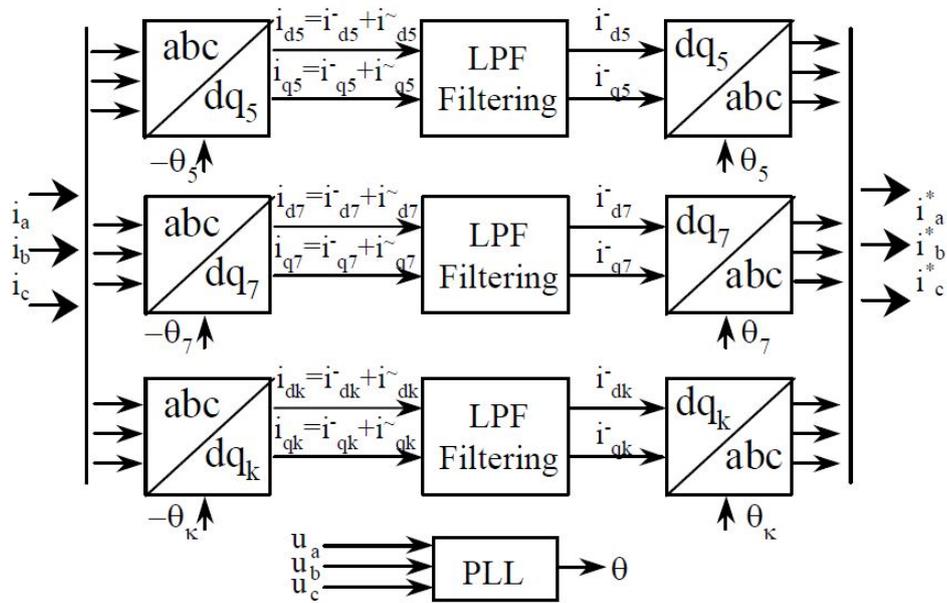


Figure 4.8: Calcolo delle correnti armoniche di riferimento con il metodo dq sincrono con le armoniche, per diversi ordini armonici[3].

4.2.4 Controllo della tensione del condensatore

Questa tecnica si pone l'obiettivo di regolare la tensione del bus in continua dell'inverter utilizzato come filtro attivo. L'estrazione armonica viene eseguita attraverso il controllo della tensione sul condensatore. La tecnica è basata sul bilanciamento della potenza nel sistema, la potenza della sorgente dovrebbe uguale alla potenza reale del carico più le perdite dell'inverter. Per mantenere il bilanciamento di potenza, il condensatore deve compensare istantaneamente la differenza di potenza tra la sorgente ed il carico. Controllare la tensione del condensatore utilizzando un controllo proporzionale integrale (*PI*) fa sì che si abbia l'uscita proporzionale alla variazione del bilanciamento della potenza istantanea. Moltiplicando l'uscita per la tensione in per-unit al PCC si ottiene il riferimento della corrente di alimentazione. Così facendo, il circuito di controllo può essere semplificato significativamente.

Pertanto, u_a , u_b , e u_c possono essere definite come segue:

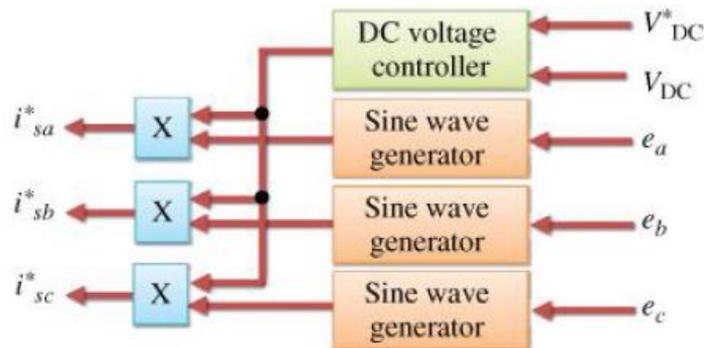


Figure 4.9: Tecnica di controllo della tensione del condensatore [9].

$$u_a = \frac{e_a}{V_{sm}}, \quad u_b = \frac{e_b}{V_{sm}} \quad e \quad u_c = \frac{e_c}{V_{sm}} \quad (4.21)$$

ove: e_a , e_b , ed e_c sono le tre tensioni di fase misurate.

La corrente di riferimento dell'alimentazione può quindi essere espressa come:

$$i_{sa}^* = I_{sm}u_a, \quad i_{sb}^* = I_{sm}u_b \quad e \quad i_{sc}^* = I_{sm}u_c \quad (4.22)$$

Schemi a blocchi dell'APF connesso in parallelo con controllo in anello chiuso

L'APF connesso in parallelo, agisce come una sorgente di corrente armonica che inietta la stessa grandezza di corrente in antifase per eliminare il carico armonico e le componenti reattive della corrente. La figura 4.10 mostra lo schema unifilare APF connesso in parallelo.

Nella progettazione dell'APF connesso in parallelo si deve tenere in considerazione sia

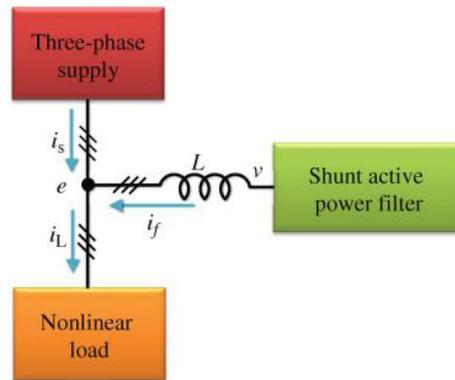


Figure 4.10: Diagramma unifilare di un APF connesso in parallelo [9].

la tecnica di estrazione armonica, sia la tecnica di controllo della corrente.

La tecnica di controllo della corrente può essere realizzata o anello aperto o anello chiuso.

Se viene realizzata in anello aperto il riferimento calcolato verrà utilizzato direttamente per la generazione del PWM.

Mentre se si utilizza un controllo in anello chiuso il riferimento deve essere confrontato con la corrente generata nel filtro attivo per trovare l'errore tra la corrente voluta e quella generata; l'errore viene poi mandato a un regolatore proporzionale integrale (PI) che permette di trovare la modulante necessaria alla generazione del PWM. La figura 4.11 mostra lo schema a blocchi per l'APF connesso in parallelo che utilizza come tecnica di estrazione armonica la teoria P-Q e un controllo in anello chiuso. La Figura 4.12 mostra lo schema a blocchi per l'APF connesso in parallelo che utilizza come tecnica di estrazione armonica la teoria del controllo con riferimento d-q sincrono e un controllo in anello chiuso. La figura 4.13 mostra lo schema a blocchi per l'APF connesso in parallelo che utilizza come tecnica di estrazione armonica la teoria del controllo della tensione del condensatore e un controllo in anello chiuso.

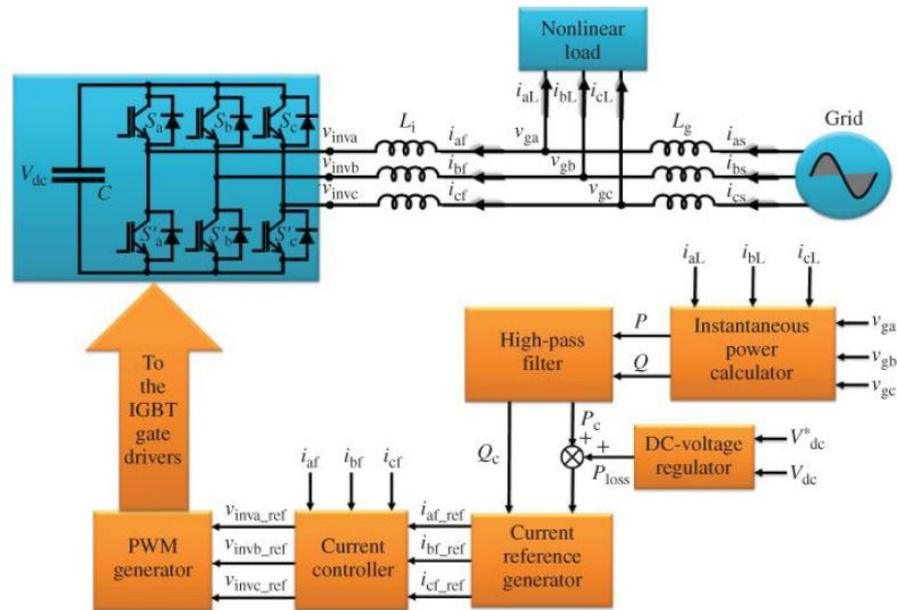


Figure 4.11: Schema a blocchi dell'APF connesso in parallelo che utilizza la teoria della potenza reattiva istantanea [9].

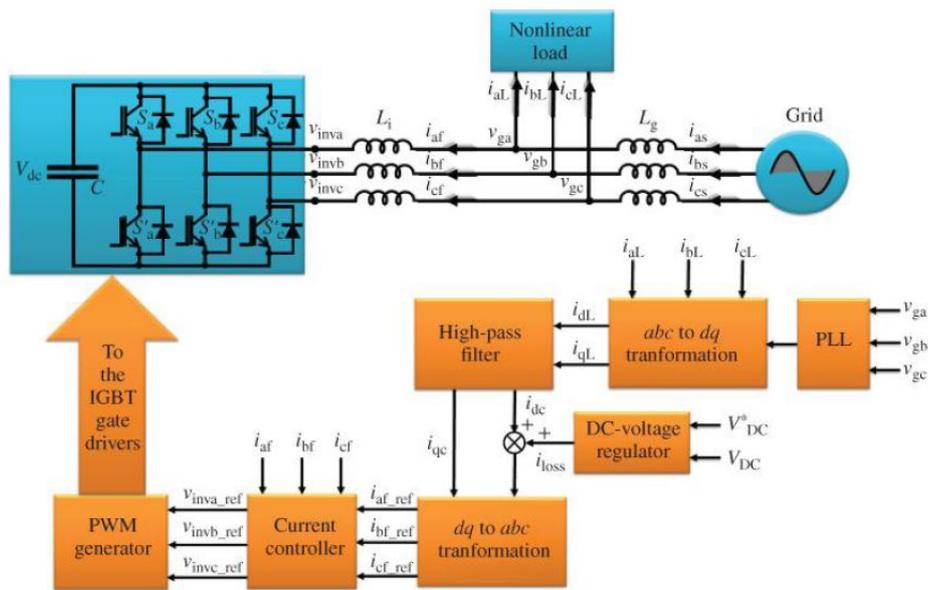


Figure 4.12: Schema a blocchi dell'APF connesso in parallelo che utilizza la teoria del riferimento sincrono in assi d-q [9].

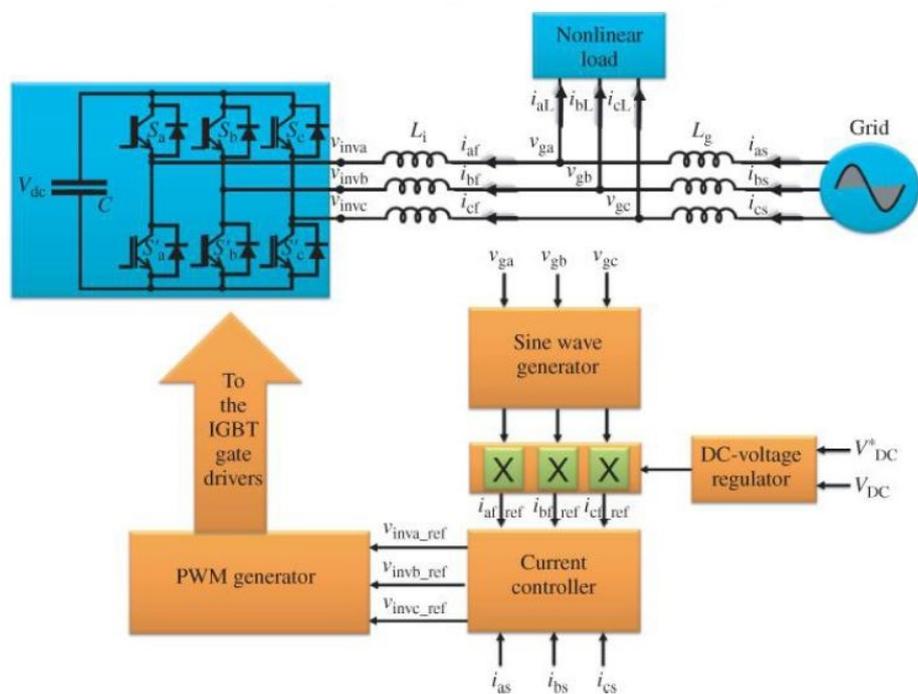


Figure 4.13: Schema a blocchi dell'APF connesso in parallelo che utilizza il controllo della tensione del condensatore [9].

Capitolo 5

Caso studio

Il presente lavoro di tesi è stato sviluppato all'interno dell'azienda Crescenzi induction melting (Cime) S.r.l., Torino. La Cime S.r.l. si occupa della realizzazione, dell'installazione e della manutenzione di forni elettrici a induzione per le fonderie.

Il caso studio coinvolge la fonderia VDP di Vicenza, cliente dell'azienda e avente problemi armonici sulla rete di alimentazione. Nei paragrafi seguenti verranno analizzati i componenti necessari all'alimentazione e al controllo di un forno a induzione, partendo dai generatori in alta tensione (AT) per arrivare al carico risonante in BT.

5.1 Trasformatore AT/MT e rifasamento

Inizialmente la fonderia era alimentata in media tensione (MT) dal fornitore di energia elettrica. Per ridurre il prezzo d'acquisto dell'energia ha deciso di comprarla direttamente in alta tensione (AT). L'energia acquistata in alta tensione deve però essere trasformata in MT per poter essere utilizzata dall'azienda. Si è reso necessario quindi installare una sottostazione privata di conversione da alta tensione (AT) a media tensione (MT).

La sottostazione AT/MT è provvista di un trasformatore AT/MT. Per l'analisi è stato modellizzato attraverso un'induttanza equivalente ($L_{1,2,3}$) e una resistenza equivalente ($R_{1,2,3}$) poste a secondario (fig.5.1).

Sul lato MT è connesso in parallelo il sistema di rifasamento della fonderia; esso è necessario per aumentare il fattore di potenza, poiché il tipo di carico della fonderia è prevalentemente di tipo induttivo/capacitivo. Questo tipo di carico genera un fattore di potenza molto basso ($\cos \varphi \approx 0.4$) e per questa ragione è necessario rifasare, aumentando

Table 5.1: Dati di targa trasformatore AT/MT

Potenza apparente nominale (S_n)	25000	kVA
Numero di fasi	3	
Tipo di connessione	Y/y	
Frequenza nominale	50	Hz
Tensione primaria a vuoto (v_1)	132000	V
Tensione secondaria a vuoto (v_2)	20800	V
Potenza di cortocircuito % a $75^\circ C$ e S_n ($P_{cc}\%$)	0.488	%
Tensione di cortocircuito % a $75^\circ C$ e S_n ($v_{cc}\%$)	14.6	%

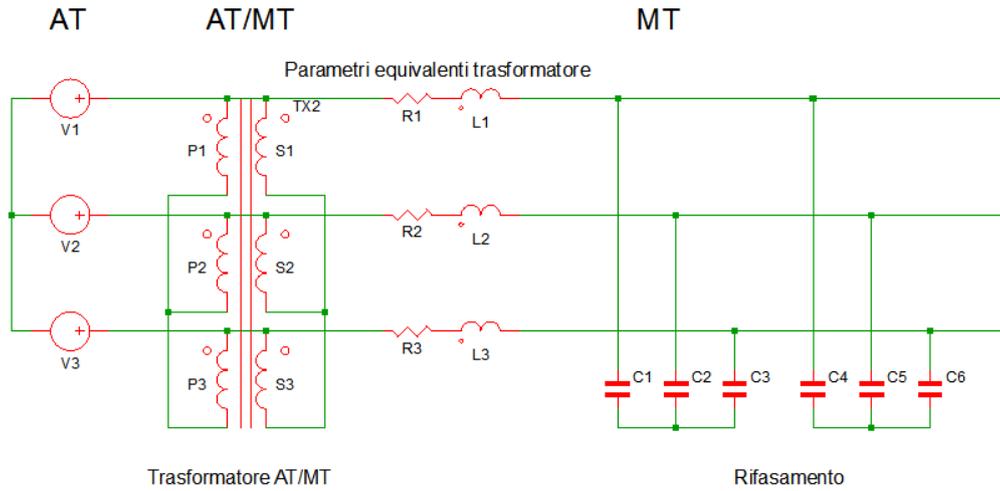


Figure 5.1: Trasformatore AT/MT e sistema di rifasamento.

Table 5.2: Valori parametri equivalenti

Induttanza equivalente vista al secondario del trasformatore ($L_1 = L_2 = L_3$)	8,042	mH
Resistenza equivalente vista al secondario del trasformatore ($R_1 = R_2 = R_3$)	84,45	m Ω
Capacità primo banco di rifasamento ($C_1 = C_2 = C_3$)	9.5	μF
Capacità secondo banco di rifasamento ($C_4 = C_5 = C_6$)	9.5	μF

così il fattore di potenza ($\cos \varphi \approx 0.95$). Il sistema di rifasamento è composto da due batterie distinte di condensatori, ognuna modellizzata attraverso 3 capacità ($C_{1,2,3}$) chiuse a stella. In funzione della quantità di carico reattivo connesso alla rete possono essere connesse: entrambi, una sola o nessuna.

Quando il sistema di rifasamento è inserito, l'interazione tra la sua capacità e l'induttanza equivalente del trasformatore genera un sistema risonante avente frequenza di risonanza (f_r) pari a:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.1)$$

In funzione del numero di batterie di condensatori connesse, la frequenza di risonanza del sistema varia poiché cambia la C equivalente del rifasamento.

Table 5.3: Frequenza risonanza sistema MT

Capacità equivalente un banco di rifasamento (C)	9.5	μF
Capacità equivalente due banchi di rifasamento (C)	19	μF
Frequenza risonanza con un banco di rifasamento (f_r)	576	Hz
Frequenza risonanza con due banchi di rifasamento (f_r)	407	Hz

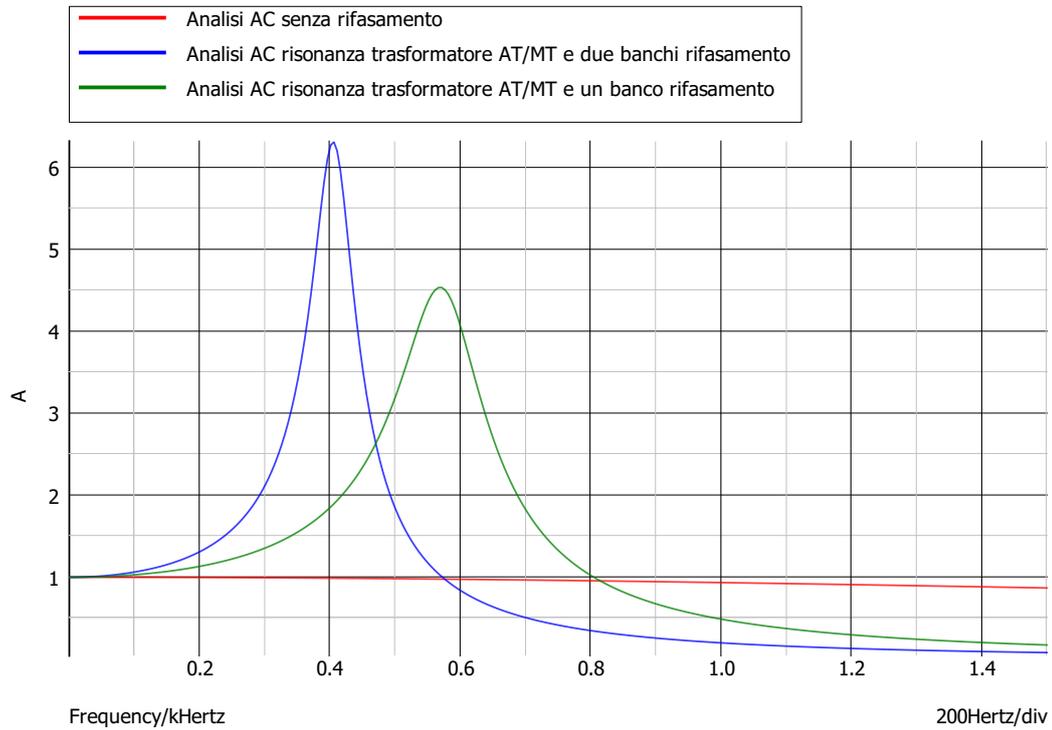


Figure 5.2: Frequenza di risonanza della corrente dovuta all'interazione tra l'induttanza del trasformatore AT-MT e la capacità di rifasamento.

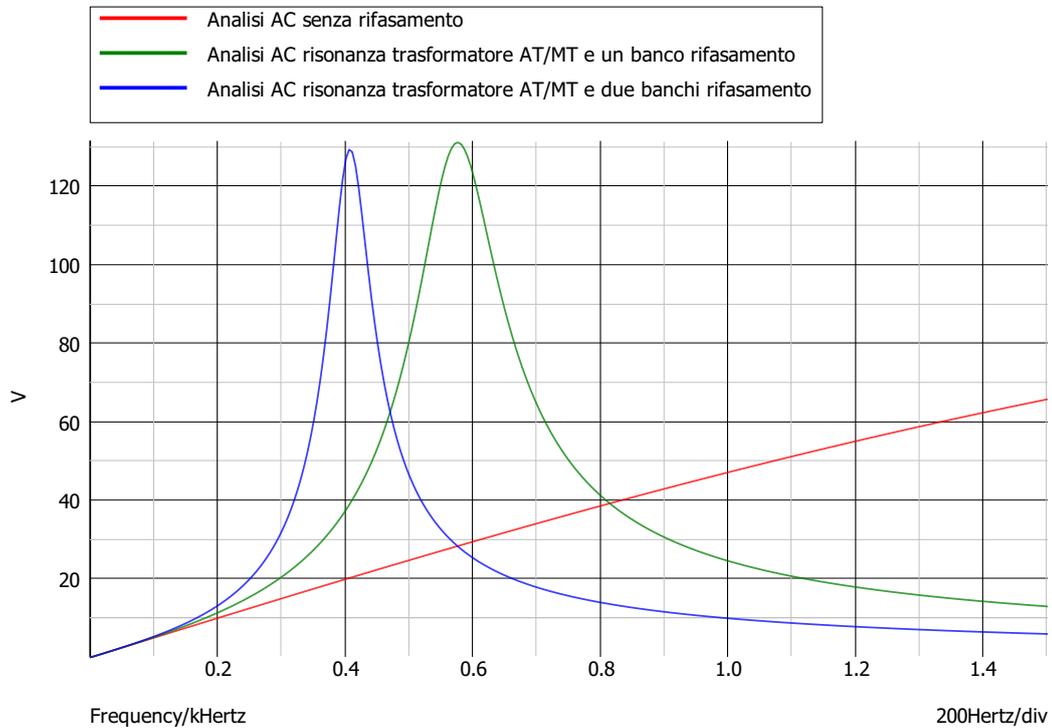


Figure 5.3: Frequenza di risonanza della tensione dovuta all'interazione tra l'induttanza del trasformatore AT-MT e la capacità di rifasamento.

Nel sistema non si vogliono componenti armoniche aventi frequenza nell'intorno della frequenza di risonanza (fig.5.2-5.3) poiché verrebbero amplificate.

L'installazione di un trasformatore AT/MT privato avente un'induttanza equivalente L maggiore rispetto a quella del trasformatore AT/MT del fornitore di energia elettrica, ha determinato una diminuzione della frequenza di risonanza e quindi una variazione delle armoniche non tollerate nella rete elettrica, poiché verrebbero amplificate. Tali armoniche sono la 11^a (550Hz) e la 13^a (650Hz), nel caso di rifasamento con un banco di condensatori, e la 7^a (350Hz), nel caso di rifasamento con due banchi di condensatori. Tali armoniche devono essere opportunamente filtrate per garantire il corretto funzionamento del sistema.

5.2 Trasformatore MT/BT

Il trasformatore da media tensione (MT) a bassa tensione (BT) (fig.5.4) è provvisto di doppio secondario con collegamento triangolo-stella e triangolo-triangolo. Questa configurazione è necessaria per poter connettere un doppio ponte raddrizzatore all'uscita in BT.

Table 5.4: Dati di targa trasformatore MT/BT

Numero di fasi	3	
Tipo di connessione	D/yd	
Frequenza nominale	50	Hz
Tensione primaria a vuoto (v_1)	20580	V
Tensione secondaria a vuoto collegamento stella ($v_{2,1}$)	720	V
Tensione secondaria a vuoto collegamento triangolo ($v_{2,2}$)	720	V

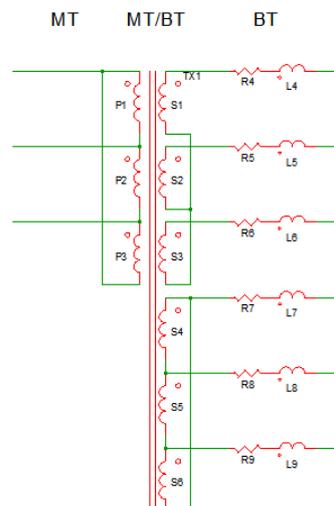


Figure 5.4: Trasformatore MT/BT.

5.3 Doppio ponte raddrizzatore a 12 impulsi

Per trasformare la tensione alternata (AC) in tensione continua (DC) si utilizza il ponte raddrizzatore (fig.5.8). Come descritto nei capitoli precedenti, il ponte raddrizzatore è visto dalla rete come un carico non lineare che genera armoniche indesiderate. Per eliminare alcune componenti armoniche generate dal ponte raddrizzatore (5^a, 7^a e multipli) si utilizza il doppio ponte a 12 impulsi, come spiegato successivamente.

5.3.1 SCR

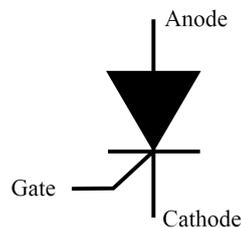


Figure 5.5: SCR.

Il ponte raddrizzatore utilizzato viene comandato tramite i tiristori (SCR) poiché permettono di variare l'ampiezza della tensione continua in uscita dal raddrizzatore. I Silicon Controlled Rectifier (SCR) sono dei diodi comandati e vanno in conduzione solamente in seguito all'applicazione di un opportuno segnale di innesco sul pin denominato Gate. Variando il segnale di comando è possibile variare l'ampiezza della corrente continua.

5.3.2 Snubber

In parallelo agli SCR sono montati gli snubber. Gli snubber sono costituiti da un resistore (R) di basso valore avente connesso in serie un piccolo condensatore (C). Questa combinazione di C ed R è utilizzata per sopprimere l'aumento veloce e non desiderato della tensione ai capi degli SCR, impedendone così l'errata attivazione. Lo snubber limita la velocità con cui aumenta la tensione, ovvero limita la derivata della tensione rispetto al tempo $\frac{\partial v}{\partial t}$, ad un valore che non generi un innesco dell'SCR non voluto.

5.3.3 Raddrizzatore esafase (o a 12 impulsi)

Il raddrizzatore esafase (o a 12 impulsi) viene realizzato collegando in parallelo due raddrizzatori a 6 impulsi per alimentare un bus comune in corrente continua. I due raddrizzatori vengono connessi ai secondari dal trasformatore MT/BT. I secondari sono sfasati tra loro di 30° poiché sfruttano il collegamento triangolo-stella e triangolo-triangolo tra primario e secondario del trasformatore. I due raddrizzatori funzionano indipendentemente l'uno dall'altro e la tensione d'uscita è la somma delle uscite dei due ponti. Tramite tale applicazione, in corrispondenza del lato MT, alcune armoniche si trovano in opposizione di fase e pertanto vengono annullate. Le armoniche con ordine

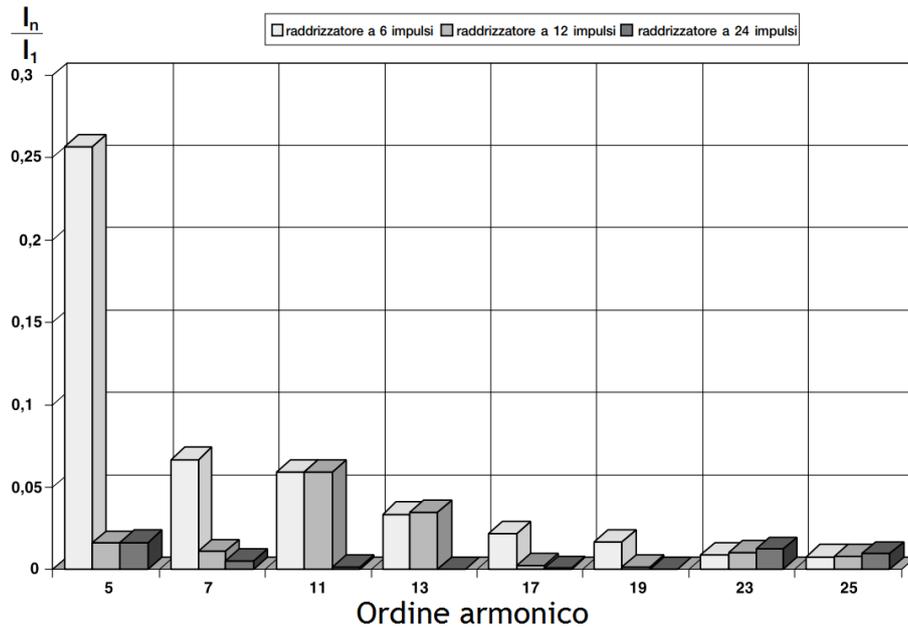


Figure 5.6: Confronto tra raddrizzatore a 6, a 12 o a 24 impulsi[1].

5° , 7° e loro multipli, che si avrebbero nel caso di singolo ponte raddrizzatore vengono eliminate. L'ordine armonico più basso che si trova sul lato MT è quindi l' 11° come si può notare in figura 5.6.

5.3.4 Diodo



Figure 5.7: Diodo.

Variando i segnali di comando degli SCR, si possono ottenere sul bus in continua correnti positive o negative. Il tipo di carico da alimentare necessita solamente di correnti positive per il suo funzionamento. Per ottenere tale condizione è necessario l'utilizzo di un diodo posto in uscita al doppio ponte raddrizzatore. Il diodo permette di ottenere una corrente positiva sul bus in continua qualsiasi sia il segnale fornito al pin denominato Gate.

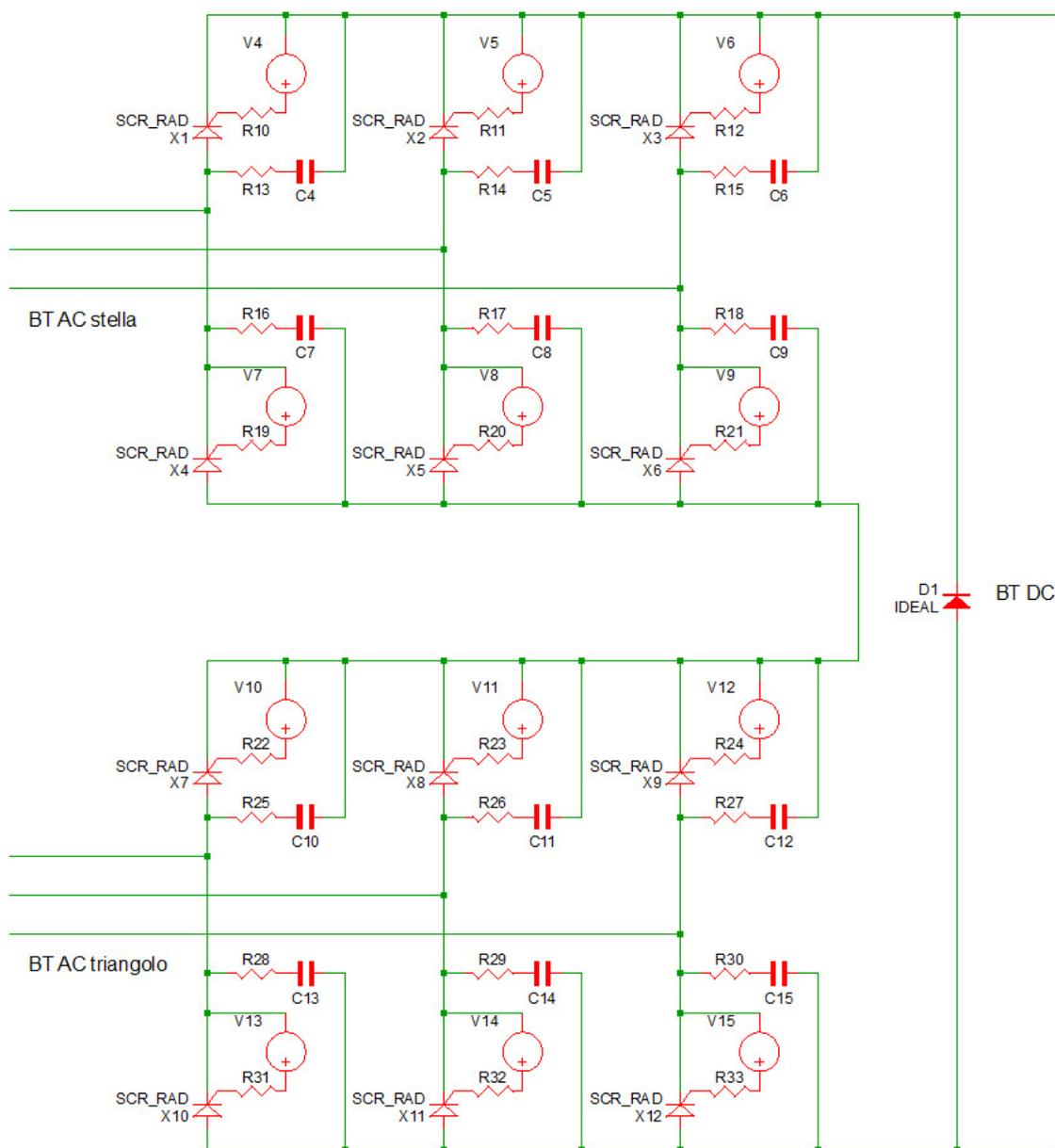


Figure 5.8: Doppio ponte raddrizzatore a 12 impulsi.

5.4 Bus DC e inverter

All'uscita del doppio ponte raddrizzatore c'è il bus in continua (DC). Per garantire la continuità di corrente si inseriscono due induttanze (L). La continuità di corrente è necessaria poiché dopo il doppio ponte raddrizzatore viene posto un inverter a corrente impressa (CSI) (fig.5.9).

Il CSI necessita, per la compatibilità delle commutazioni, di accumuli reattivi induttivi sugli estremi di deviazione e reattivi capacitivi sul comune di deviazione. Come per il ponte raddrizzatore vengono usati gli SCR come interruttori comandati e viene posto uno snubber in parallelo per limitare la derivata di tensione. L'inverter permette di regolare la frequenza della corrente che fluisce al carico rispetto a quella di rete; in questo modo è possibile far lavorare il carico con una frequenza superiore o inferiore a quella di rete.

Nel suo funzionamento il CSI genera un'oscillazione di corrente che fluisce sull'induttanza del BUS in continua con conseguente generazione di interarmoniche di corrente, poiché l'oscillazione non è sincrona con la frequenza di rete. Le interarmoniche generate non hanno frequenza costante poiché la frequenza dell'inverter non è costante ma si adatta alla frequenza di risonanza del forno. La frequenza di risonanza del forno è variabile poiché dipende dall'induttanza del forno; essa varia con la temperatura e la quantità di metallo presente nel forno.

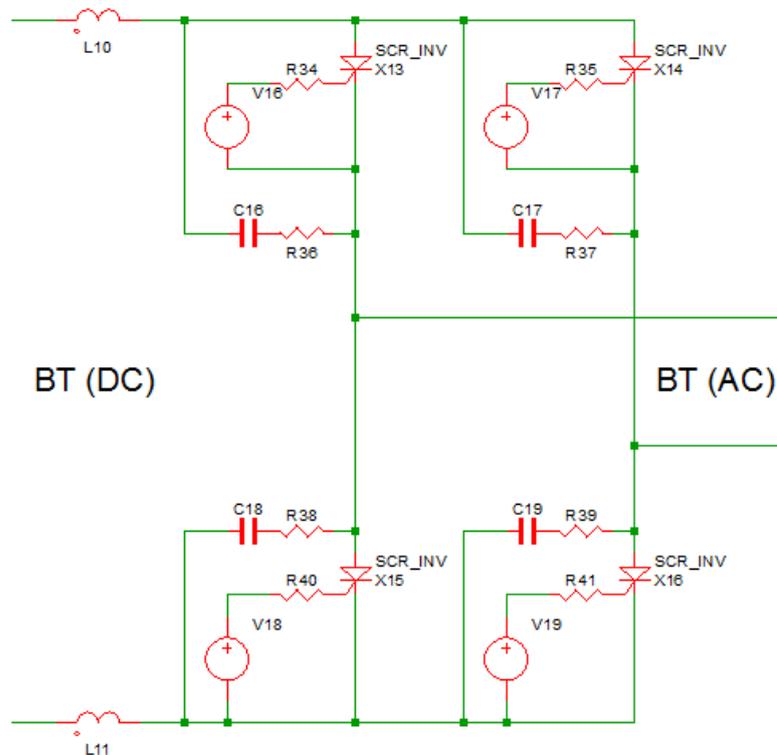


Figure 5.9: Bus DC e inverter.

5.5 Carico risonante

Il carico risonante (fig.5.11) è composto da due elementi:

- forno a induzione magnetica, modellizzato attraverso un'induttanza (L), che rappresenta il circuito magnetico del forno ed una resistenza (R) che modella le perdite del forno;
- banco di condensatori, modellizzato attraverso una capacità (C).

Il carico viene progettato per risuonare con una frequenza di risonanza pari a :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.2)$$

L'induttanza da utilizzare varia in funzione della taglia del forno che si vuole realizzare e della frequenza di risonanza alla quale si vuole far funzionare il forno. Una volta definita l'induttanza e la frequenza del forno, si procede a dimensionare la capacità:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_r^2 L} \quad (5.3)$$

Si vuole far lavorare il forno alla frequenza di risonanza poiché così si ha un'amplificazione della corrente nel carico e la corrente assorbita dalla rete, necessaria per produrre una determinata potenza sul carico sarà minore. L'aumento della corrente nell'intorno della frequenza di risonanza lo si può vedere in figura 5.10.

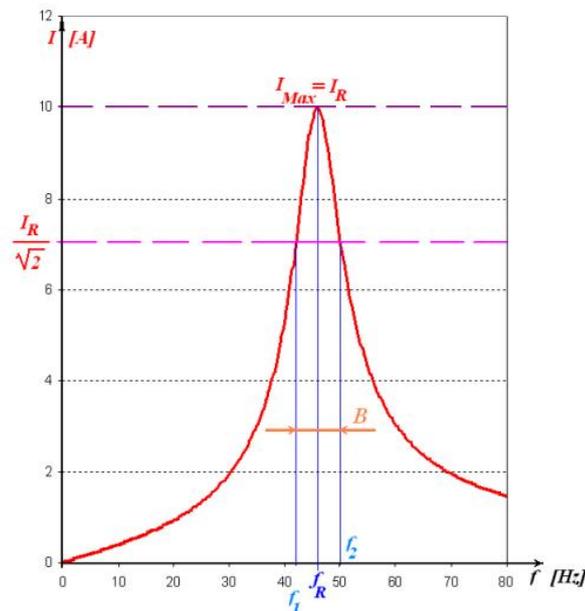


Figure 5.10: Campana risonanza.

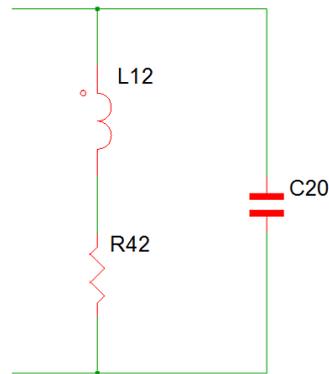


Figure 5.11: Carico risonante.

Il carico non lineare, può essere modellato nelle simulazioni, utilizzando due differenti approcci:

- se si vogliono considerare gli effetti delle sole armoniche sul sistema di alimentazione, si può semplificare il circuito presentato precedentemente ponendo dopo il bus in continua una resistenza che assorba una potenza equivalente a quella assorbita dal forno che si vuole analizzare;
- se invece si vogliono considerare nelle simulazioni anche le interarmoniche bisogna utilizzare il sistema completo di inverter e carico risonante.

Nel presente lavoro di tesi sono stati utilizzati entrambi gli approcci.

5.6 Schema caso studio

Unendo tutte le parti descritte precedentemente si ottiene il sistema completo analizzato (fig.5.12)

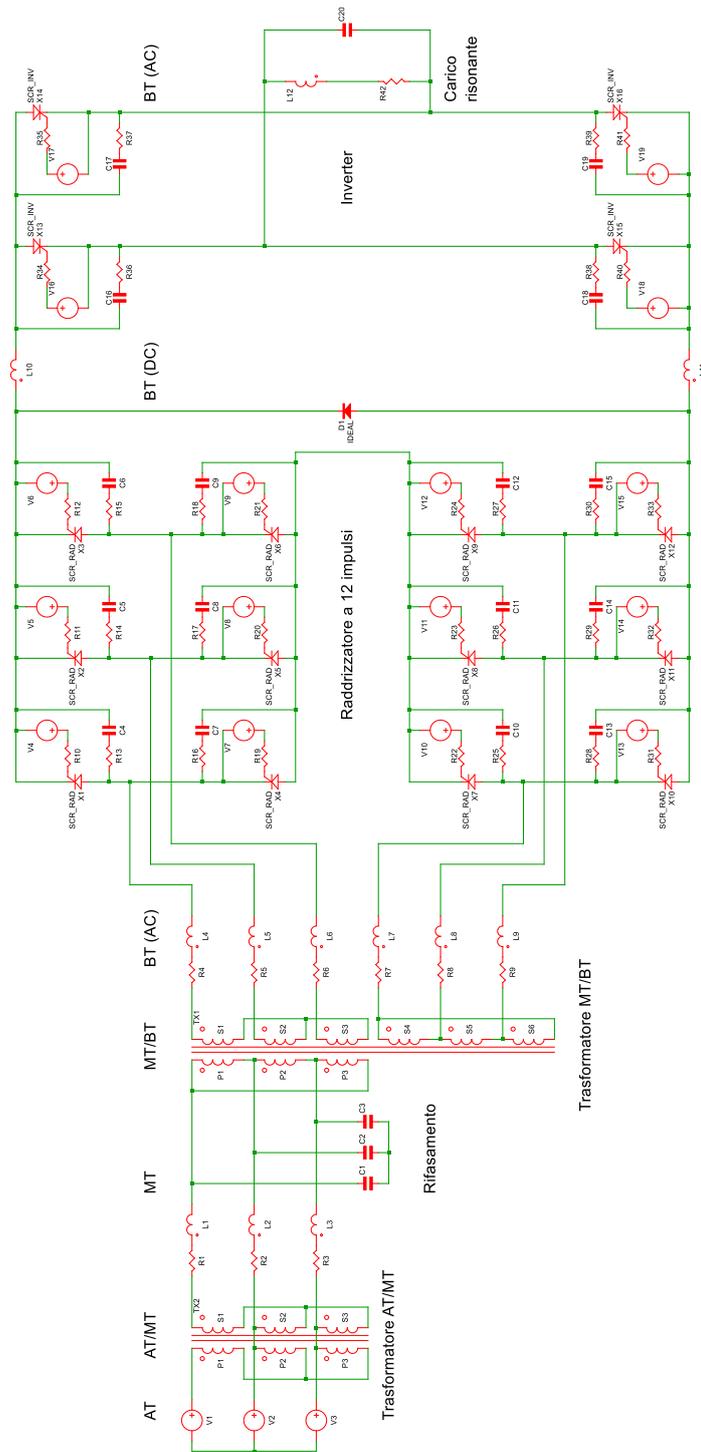


Figure 5.12: Schema caso studio.

Capitolo 6

Filtro attivo di potenza

Per attenuare i problemi armonici generati dal carico non lineare descritto nel capitolo precedente è stato progettato un filtro attivo di potenza (APF) connesso in parallelo tra il secondario del trasformatore MT/BT e il ponte raddrizzatore come mostrato in figura 6.1.

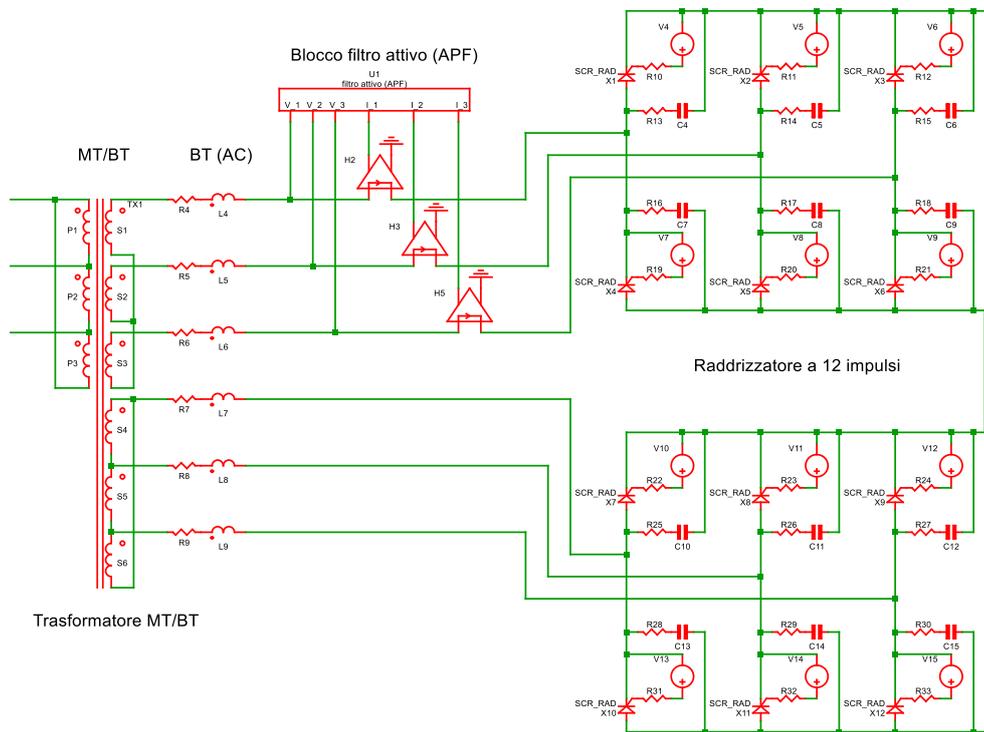


Figure 6.1: Blocco filtro attivo.

Il filtro (fig.6.2) non è stato connesso direttamente in media tensione poiché l'azienda si occupa della realizzazione di prodotti che vanno dal trasformatore di MT/BT al forno. In alternativa si sarebbe potuto installare un ulteriore trasformatore MT/BT dedicato al filtro per connetterlo in MT, ma per motivi dimensionali e di costi è stata adottata la soluzione in figura 6.1.

È stato scelto l'APF connesso in parallelo poiché questa soluzione permette di attenuare

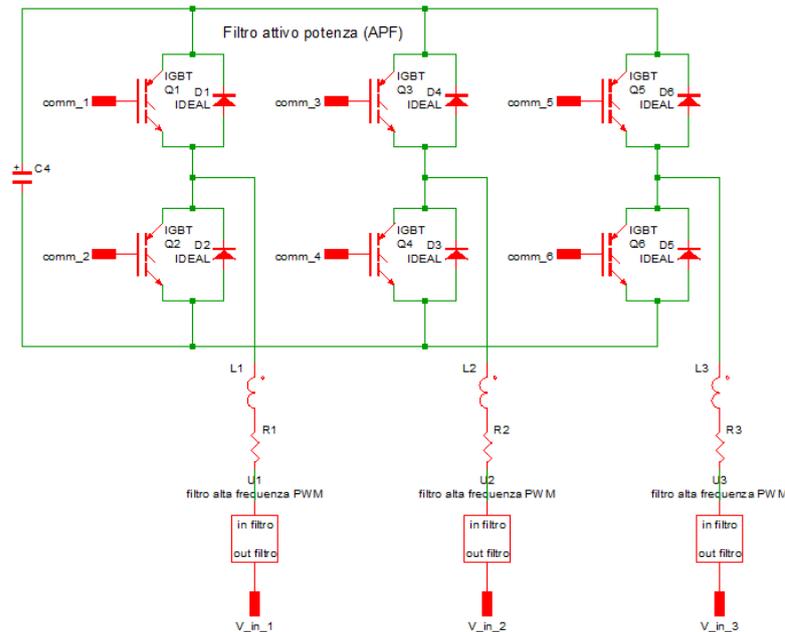


Figure 6.2: Filtro attivo potenza (APF).

le armoniche di corrente presenti nel sistema. Non si è scelto di utilizzare i filtri passivi poiché presentano molti svantaggi rispetto a quelli attivi, come visto nel capitolo 3.2.4. La riduzione della corrente armonica è stata necessaria poiché, come descritto nel paragrafo 5.2, la presenza del rifasamento in parallelo al trasformatore AT/MT, genera una condizione di risonanza con frequenza nell'intorno dell'11^a armonica (550Hz). La presenza della risonanza fa aumentare enormemente le correnti assorbite dai condensatori di rifasamento se non vengono attenuate le armoniche vicine alla frequenza di risonanza. Questa condizione non è accettabile poiché con tali correnti i condensatori possono danneggiarsi o rompersi. Inoltre, se amplificate, le armoniche disturbano tutta la rete elettrica della fonderia generando i problemi descritti nel primo capitolo.

Il filtro attivo di potenza, come spiegato nel capitolo 3.3, è realizzato attraverso un inverter a tensione impressa (VSI) connesso alla rete elettrica. Per la compatibilità delle commutazione dell'inverter è necessario porre un condensatore sul bus in continua e un'induttanza sul comune di deviazione degli interruttori comandati. Il dimensionamento della capacità del condensatore è stato forzato dalla taglia dei componenti presenti sul mercato viste le grandi potenze in gioco, mentre l'induttanza è stata dimensionata per poter avere una corrente sufficientemente elevata da iniettare in rete (la resistenza in serie all'induttanza è stata inserita per modellare le perdite).

Una volta dimensionato l'inverter bisogna comandarlo. In questo caso lo si è fatto attraverso l'utilizzo della tecnica di modulazione digitale PWM (Pulse With Modulation). La tecnica PWM (come visto nel paragrafo 3.3) genera i comandi per gli IGBT

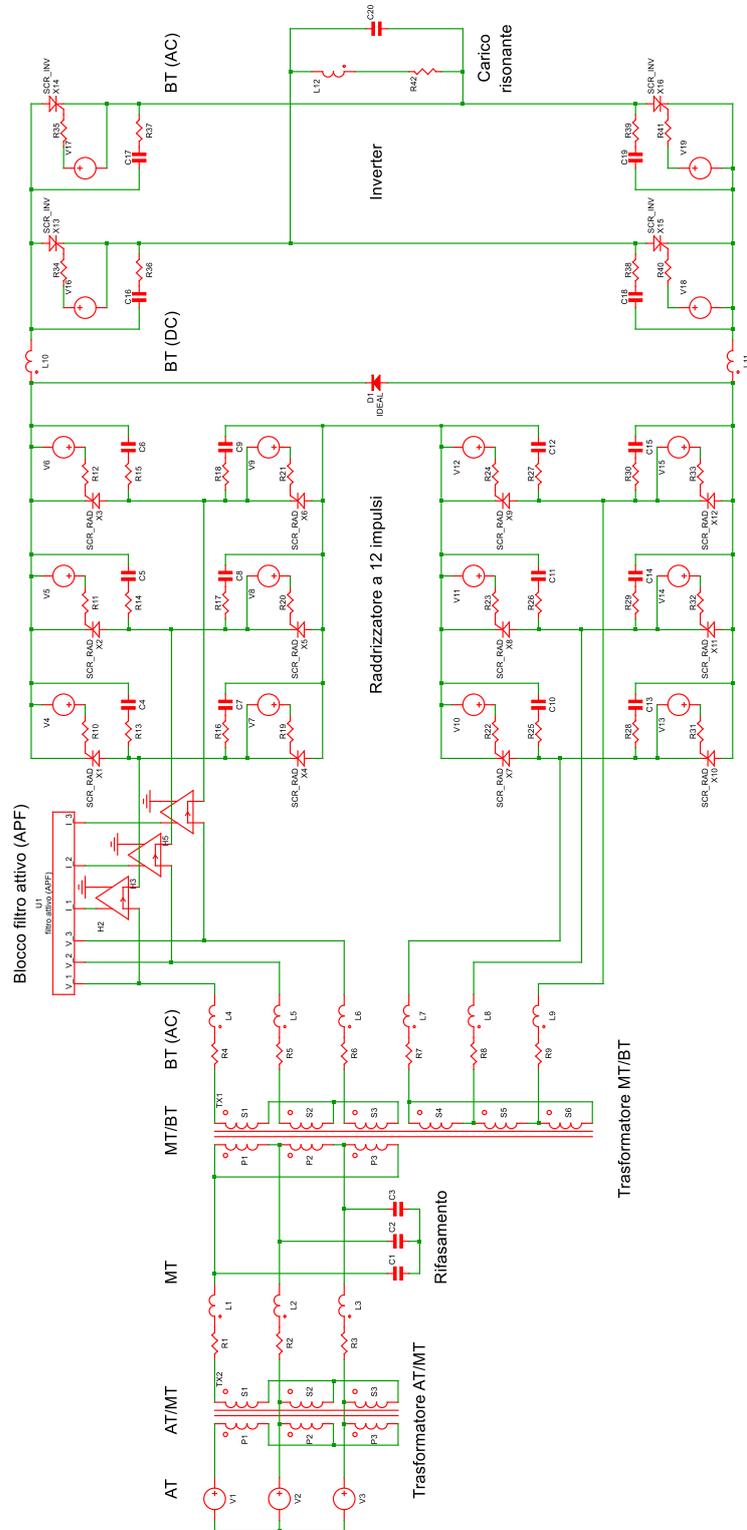


Figure 6.3: Schema completo caso studio con filtro.

dell'inverter attraverso il confronto tra un segnale detto portante triangolare ed uno detto modulante. La modulante rappresenta la forma d'onda che si vuole generare con l'APF. Avendo deciso di controllare il filtro in anello aperto, la modulante sarà composta da una forma d'onda sinusoidale a 50 Hz, con sovrapposte le forme d'onda delle armoniche da compensare. L'ampiezza massima del segnale della modulante deve essere compresa tra $[+1, -1]$ poiché altrimenti con la tecnica PWM si andrebbe in sovramodulazione degli switch e non si avrebbe più una riproduzione fedele della modulante. La componente della modulante a 50 Hz dovrà essere sincrona con la tensione di rete e per questa ragione si è utilizzato un PLL (phase-locked loop). Esso permette di trovare la fase della componente a 50 Hz della rete così da poter agganciare la tensione del filtro con la tensione di rete. L'ampiezza della componente a 50 Hz deve essere la minore possibile così da avere maggiore margine per sommare le ampiezze delle armoniche e non andare in sovramodulazione. Non è possibile ridurre l'ampiezza eccessivamente poiché essa è correlata con la tensione del condensatore del bus in continua. Minore è l'ampiezza della componente a 50 Hz e maggiore sarà la tensione sul condensatore. Se si diminuisce troppo il modulo della componente a 50 Hz si supera la soglia di massima tensione del condensatore guastandolo. L'ampiezza rimanente tra l'unità e quella del segnale a 50 Hz viene utilizzata per il segnale armonico. La modulazione PWM genera sulla tensione AC del filtro un ripple ad alta frequenza che va a distorcere la tensione della linea. Questa ulteriore distorsione aumenta ulteriormente la distorsione armonica della linea e per questo motivo bisogna utilizzare un filtro per togliere l'alta frequenza presente sulla tensione AC del filtro. Come filtro è stato scelto un filtro passa basso poiché permette di non variare le componenti a bassa frequenza e di eliminare le componenti ad alta frequenza.

6.1 APF con tecnica di estrazione della corrente armonica nel dominio della frequenza

Generato il segnale a 50 Hz della modulante bisogna sommargli il segnale delle componenti armoniche che si vogliono eliminare. Nel sistema senza filtro, in MT, le prime componenti armoniche da compensare sono l'11^a e la 13^a (la 5^a e 7^a sono state compensate attraverso il doppio ponte raddrizzatore). Queste armoniche, oltre a distorcere la corrente, hanno una frequenza che sta nell'intorno della frequenza di risonanza generata dall'interazione tra trasformatore AT-MT e rifasamento; per questa ragione vanno eliminate poiché se vengono amplificate distorcono a livelli inaccettabili la corrente in MT. Per poter compensare le armoniche ne si deve conoscere modulo e fase; a questo scopo inizialmente si è utilizzata la tecnica di estrazione della corrente armonica nel dominio della frequenza (fig.6.4-6.5).

6.1.1 Trasformata di Fourier veloce (FFT)

Come prima tecnica di estrazione delle armoniche presenti in un segnale si è utilizzata la trasformata di Fourier veloce (FFT), presentata nel paragrafo 4.1.2. Attraverso l'analisi FFT della corrente di linea, ogni 20 ms (essendo la frequenza di rete 50 Hz), si possono estrarre i valori di modulo e fase delle componenti armoniche. Di tutte le armoniche presenti, quelle che si vogliono eliminare con il filtro sono la 11^a e la 13^a. Con l'indicazione di modulo e fase data dalla FFT si possono ricostruire le forme d'onda

delle armoniche. Essendo l'inverter di tipo VSI (Voltage Supply Inverter), in uscita viene generata una tensione, mentre in questo caso si vuole compensare la corrente armonica. La dinamica dell'induttore è regolata dalla seguente equazione:

$$v = L \frac{\partial i}{\partial t} \quad (6.1)$$

L'induttanza presente all'uscita del filtro sfasa la corrente in ritardo rispetto alla tensione e per questa ragione è necessario derivare le forme d'onda aventi componenti di 11^a e 13^a armonica, prima di sommarle alla forma d'onda contenente la componente fondamentale. In questo modo è possibile ottenere la corrente armonica generata dal filtro in fase con quella di linea. Una volta ottenuta questa forma d'onda va sfasata di 180° per poter essere in controfase con la corrente armonica di linea, così facendo la corrente armonica generata dal filtro e quella presente sulla rete si possono annullare. L'insieme di queste 3 forme d'onda costituisce la modulante che verrà utilizzata per generare i comandi PWM per controllare l'inverter. Il sistema filtraggio è posizionato su un solo ramo della linea (fig.6.1) e per questo motivo sarà necessario fargli generare il doppio delle armoniche presenti su una linea per poter compensare in MT anche quelle presenti sull'altro ramo. In ingresso al trasformatore MT/BT si avrà la somma delle armoniche generate dal filtro con quelle presenti sulle due linee così che la corrente sulla MT risulti ripulita dalle armoniche considerate. Con questa tecnica si sono eliminate le armoniche nell'intorno della frequenza di risonanza generata dall'interazione tra i condensatori di rifasamento e l'induttanza del trasformatore AT-MT.

6.1.2 Trasformata di Fourier discreta ricorsiva (RDFT)

Il calcolo armonico può essere anche eseguito con la tecnica della trasformata di Fourier discreta ricorsiva (RDFT), descritta nel paragrafo 4.1.3. Questa tecnica, rispetto alla precedente, permette di calcolare solamente le componenti armoniche desiderate mentre i calcoli vengono eseguiti su una finestra mobile che scorre nel periodo. Dopo il primo periodo (20 ms) non è più necessario attendere il periodo successivo per elaborare le forme d'onda armoniche, come succede utilizzando l'FFT, ma queste vengono aggiornate ad ogni colpo di clock. Il clock è un orologio digitale che scandisce il periodo della portante e di conseguenza la frequenza di modulazione del PWM. Si utilizza una frequenza di ordini di grandezza superiori rispetto alla frequenza di rete poiché questa è necessaria per il corretto funzionamento della tecnica di modulazione PWM. Le forme d'onda generate dal filtro dopo il primo periodo variano ad ogni colpo di clock mentre precedentemente si generava la stessa forma d'onda per tutto il periodo. Questa maggior precisione nella costruzione della modulante permette di compensare le armoniche in caso di transistori veloci mentre con l'FFT non era possibile poiché si era sempre in ritardo di 20 ms.

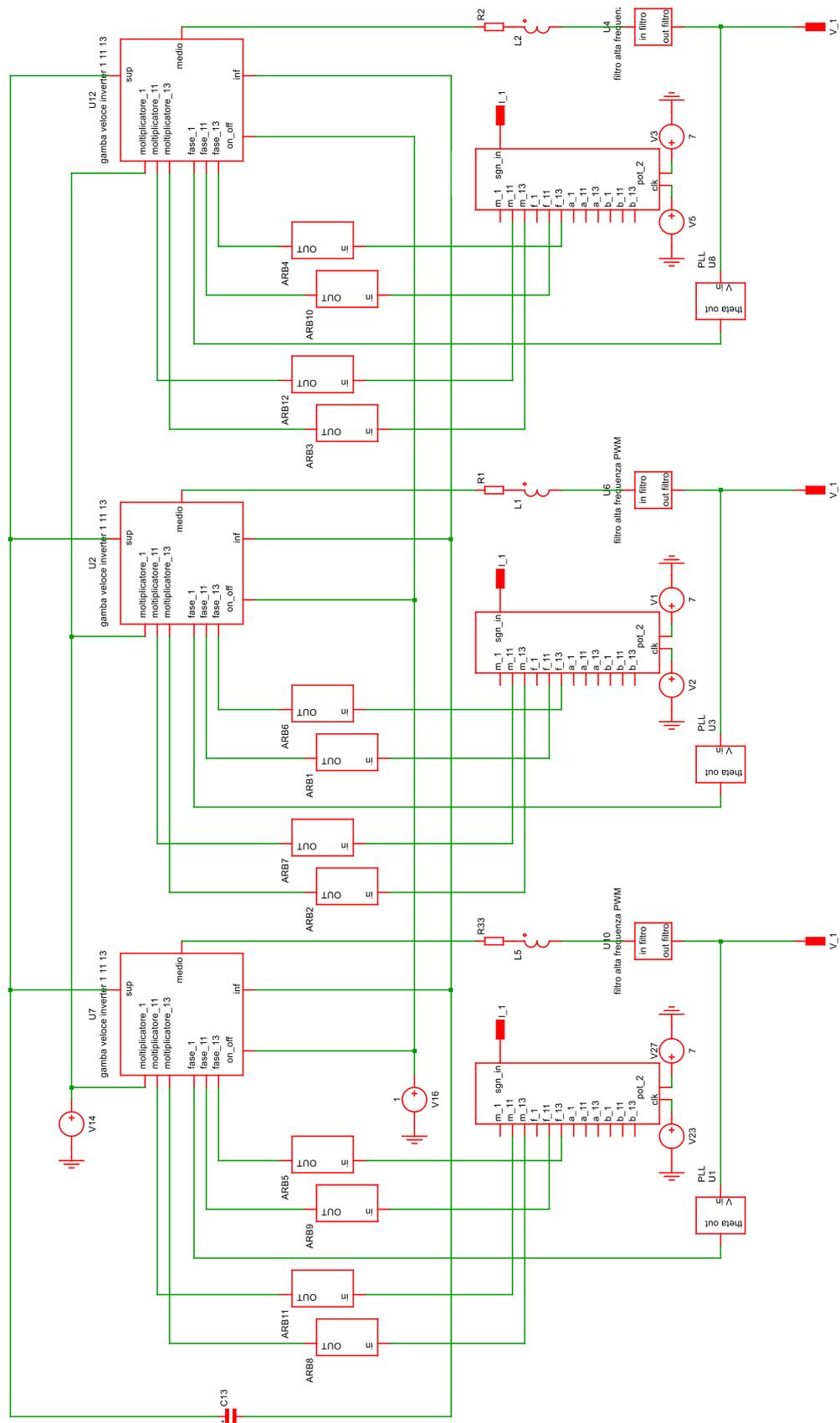


Figure 6.4: Filtro attivo con tecnica di estrazione della corrente armonica nel dominio della frequenza.

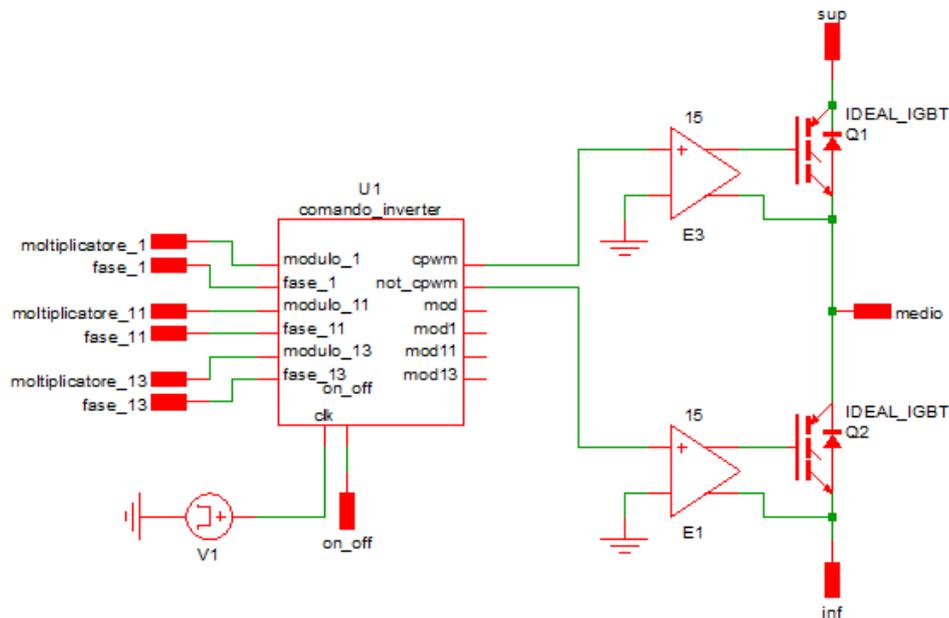


Figure 6.5: Gamba inverter.

6.2 APF con tecnica di estrazione della corrente armonica nel dominio del tempo

Il metodo di estrazione della corrente armonica nel dominio della frequenza FFT ha il difetto di compensare solamente le armoniche ed i transitori lenti. L'FFT ha almeno un periodo di ritardo nella generazione del segnale modulante e quindi non gli è possibile compensare le interarmoniche, poiché queste variano con un tempo molto inferiore al periodo, ed i transitori che durano meno del periodo. Con la tecnica RDFT è possibile compensare le armoniche presenti in caso di transitori veloci ma non è possibile compensare le interarmoniche poiché questa tecnica estrae solamente le componenti armoniche. Per ovviare a questi problemi sono state quindi valutate le tecniche di estrazione della corrente armonica nel dominio del tempo (fig.6.7) viste nel capitolo 4.2. La corrente armonica del filtro viene generata utilizzando lo stesso principio presentato per il caso nel dominio della frequenza. La differenza tra i due metodi risiede nella tecnica di estrazione delle armoniche di corrente e nel numero di informazioni che si hanno per generare la forma d'onda contenente le armoniche.

6.2.1 Teoria P-Q e teoria del riferimento d-q sincrono con la fondamentale

Inizialmente si sono visti i metodi di estrazione della corrente armonica P-Q e d-q sincrono con la fondamentale. Questi metodi permettono di generare una forma d'onda contenente tutte le armoniche ed interarmoniche presenti nel sistema, senza avere specifiche indicazioni armonica per armonica. Per generare la forma d'onda si sfruttano le trasformazioni di Clarke e dei filtri passa basso come illustrato nel capitolo 4.2. I filtri hanno il difetto di sfasare in ritardo la forma d'onda generata. Per questa ragione introducono un errore sulla fase delle armoniche nella forma d'onda generata. Quanto descritto è un problema secondario in quanto i due metodi non sono applicabili al caso studio dato che è presente un raddrizzatore a 12 impulsi. Il raddrizzatore a 12 impulsi è formato da due raddrizzatori a 6 impulsi che funzionano indipendentemente l'uno dall'altro. La corrente in MT è la somma delle correnti uscenti dai due ponti. Le correnti che si sommano sono sfasate di 30° per la presenza di un trasformatore con doppio secondario stella-triangolo. Questo fa sì che le armoniche con ordine 5° , 7° e loro multipli vengano eliminate in MT ma siano presenti in BT e che si compensino solo una volta sommate nel trasformatore. Non è stato quindi possibile utilizzare questi metodi nel caso studio perché compenserebbero anche la quinta e la settima armonica su un ramo del trasformatore nel lato BT come mostrato in figura 6.6, mentre rimarrebbero sull'altro ramo.

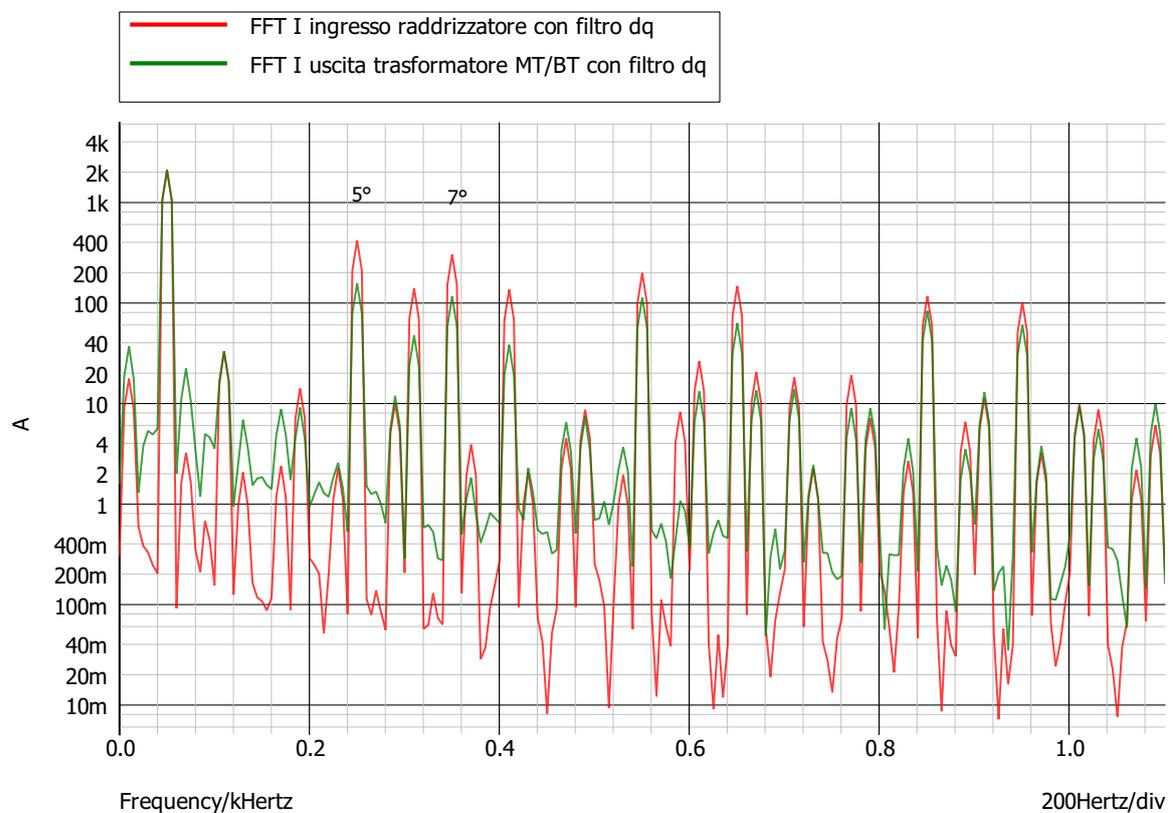


Figure 6.6: Confronto FFT corrente prima e dopo la compensazione armonica con metodo dq.

6.2.2 Teoria del riferimento d-q sincrono con le armoniche

Questa teoria a differenza della teoria P-Q e della teoria del riferimento d-q sincrono con la fondamentale viste precedentemente, permette di estrarre solo le componenti armoniche desiderate. A differenza delle tecniche di estrazione della corrente armonica nel dominio della frequenza, si pone l'obiettivo di ottenere una forma d'onda in tempo reale. La teoria del riferimento d-q sincrono con le armoniche è una variante della teoria del riferimento d-q sincrono con la fondamentale poiché sfrutta lo stesso principio come spiegato nel capitolo 4.2.3.

Le differenze nella realizzazione dei due metodi sono:

- l'angolo utilizzato nelle trasformazioni di Park nel caso di d-q sincrono con la fondamentale è sincrono con i 50 Hz, nel caso di d-q sincrono con le armoniche è sincrono con la frequenza dell'armonica che si vuole estrarre;
- nel caso di d-q sincrono con la fondamentale si utilizza un filtro passa alto, nel caso di d-q sincrono con le armoniche si utilizza un filtro passa basso per estrarre solo la componente armonica voluta.

Ripetendo più volte la teoria del riferimento d-q sincrono con le armoniche è possibile estrarre tutte le forme d'onda delle diverse armoniche che si vogliono compensare.

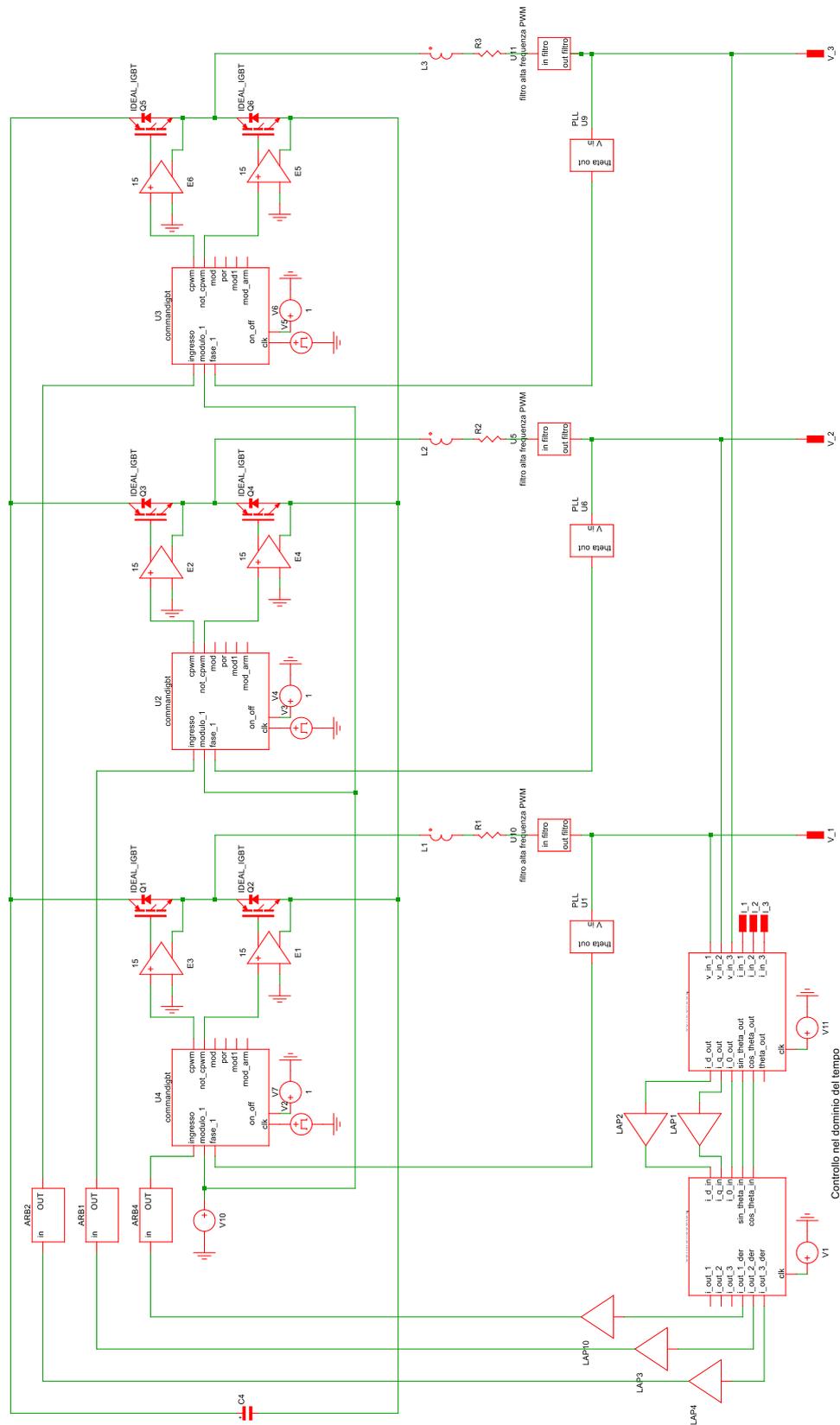


Figure 6.7: Filtro attivo con tecnica di estrazione della corrente armonica nel dominio del tempo.

6.3 Unione dei metodi: il metodo FFT + dq

Per ottenere la compensazione delle interatomiche e delle armoniche è stato necessario utilizzare una combinazione dei metodi descritti (fig.6.8) poiché l'utilizzo della sola teoria P-Q o della teoria del riferimento d-q sincrono con la fondamentale non è applicabile al caso studio per i problemi descritti precedentemente.

Si è scelto di utilizzare una combinazione delle due tecniche, che chiameremo FFT + dq:

- Tecnica di estrazione della corrente armonica nel dominio della frequenza
 - Trasformata di Fourier veloce (FFT)
- Tecnica di estrazione della corrente armonica nel dominio del tempo
 - Teoria del riferimento d-q sincrono con la fondamentale

Attraverso l'utilizzo della tecnica della trasformata di Fourier veloce (FFT) si possono estrarre con un ritardo di 20ms le informazioni di modulo e fase delle componenti armoniche presenti nella corrente di linea. Noti modulo e fase delle componenti armoniche si possono generare forme d'onda contenenti solo le armoniche desiderate. Si è scelto di considerare le armoniche di ordine 5°, 7°, 11°, 13°, 17°, 19°, 23°, 25° poiché questi ordini armonici sono i più rilevanti nel sistema. Una volta note le forme d'onda delle armoniche considerate si è dovuto generare la forma d'onda contenente le interarmoniche. Per generarla si è utilizzata la teoria del riferimento d-q sincrono con la fondamentale poiché essa permette di avere informazioni sulla forma d'onda in tempo reale e quindi di poter compensare le interarmoniche che variano nel tempo. Il metodo d-q genera una forma d'onda contenente tutte le armoniche e interarmoniche presenti nella corrente di linea. Quindi, per poterlo applicare al caso studio è stato necessario utilizzare le informazioni raccolte con trasformata di Fourier veloce. Utilizzando le informazioni sulle armoniche principali presenti nel sistema si è potuta generare la forma d'onda su cui applicare la teoria d-q. La forma d'onda è stata ottenuta sottraendo alla forma d'onda della corrente di rete quelle contenenti le armoniche principali calcolate attraverso l'FFT. In questo modo il segnale in ingresso al metodo d-q è una forma d'onda di corrente contenente:

- la componente fondamentale;
- le interarmoniche;
- le variazioni tra le componenti armoniche principali misurate in tempo reale e quelle calcolate attraverso l'FFT che fanno riferimento al periodo precedente.

Una volta generata la forma d'onda in ingresso la si processa attraverso il metodo d-q, questo permette di ottenere in uscita una forma d'onda della componente fondamentale a 50 Hz. Per ottenere questo risultato il metodo d-q sfrutta le trasformazioni di Park e un filtro passa alto per eliminare la componente fondamentale. Per eliminare dal segnale in uscita dal metodo d-q anche l'alta frequenza (oltre i 2 kHz) si è utilizzato al posto del filtro passa alto un filtro passa banda così da limitare la frequenza massima. Questo ha permesso di ottenere un segnale più pulito e contenuto in ampiezza così da risultare migliore per la generazione del PWM.

Alla fine di queste elaborazioni si sono ottenute le forme d'onda necessarie per la compensazione armonica nel caso studio:

- forma d'onda contenente le armoniche 11-esima e 13-esima attraverso il metodo FFT;
- forma d'onda contenente le interarmoniche fino ai 2kHz attraverso il metodo d-q sincrono con la fondamentale.

Una volta generate le due forme d'onda il procedimento per la generazione del PWM del filtro è quello descritto in precedenza per gli altri metodi. Il filtro è stato controllato in anello aperto poiché questa soluzione è la più semplice; ci si è occupati di trovare la tecnica di estrazione della corrente armonica più adatta al caso studio al posto che della migliore tecnica di controllo.

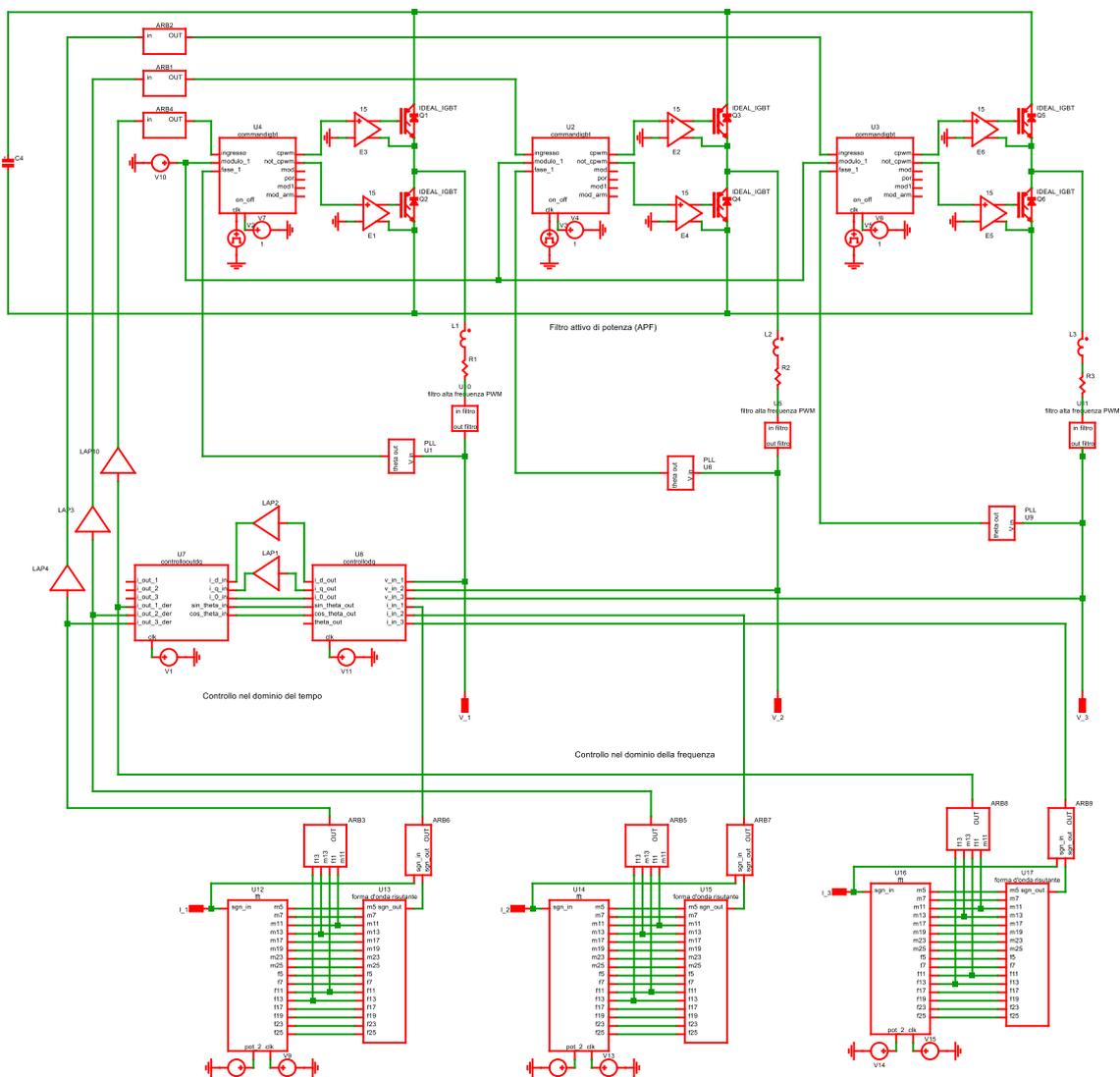


Figure 6.8: Filtro attivo con tecnica di estrazione della corrente armonica nel dominio del tempo.

Capitolo 7

Simulazioni

7.1 Software utilizzato per le simulazioni

Le simulazioni sono state realizzate utilizzando il software SIMetrix [8]. SIMetrix è un simulatore di circuiti analogici/digitali progettato per essere semplice nell'utilizzo, veloce nelle analisi e per risolvere i problemi di convergenza. Gli algoritmi principali utilizzati dal simulatore analogico SIMetrix si basano sul programma SPICE, sviluppato dal gruppo CAD / IC presso il dipartimento di ingegneria elettrica e scienze informatiche dell'Università della California, Berkeley. Il simulatore di eventi digitali è invece derivato da XSPICE, sviluppato presso la Computer Science and Information Technology Laboratory of Georgia Institute of Technology.

Le caratteristiche principali del software sono:

- Simulatore analogico digitale.
- Editor schematico gerarchico integrato.
- Convergenza superiore per analisi dei transistori.
- Analisi avanzate per AC, DC, disturbi e funzioni di trasferimento.
- Misura di tensione, corrente e potenza del dispositivo dallo schema attraverso l'utilizzo di sonde.
- Verilog-A Analog Hardware Description Language.

La presenza del Verilog-A ha permesso di ricreare in Simetrix i codici realmente utilizzati per il controllo dell'elettronica dall'azienda. Fornendogli in ingresso le letture analogiche di qualsiasi campione di tensione o di corrente presente nel circuito, esso le converte in digitale campionandole con una frequenza di campionamento decisa dall'utente. Una volta ricreate le forme d'onda digitali è possibile elaborarle attraverso la scrittura di codici in linguaggio C. Elaborate le informazioni vengono nuovamente convertite in analogico per poter essere utilizzate nel circuito. Questa funzione è stata utile per l'implementazione del codice di simulazione delle tecniche di estrazione armonica e dei comandi necessari al funzionamento della tecnica di modulazione PWM.

7.2 Simulazioni

Attraverso il software SIMetrix è stato possibile simulare vari scenari e confrontare le varie tecniche di estrazione armonica. Le simulazioni sono state condotte ipotizzando diverse condizioni del sistema:

- Sistema simulato senza inverter:
 - Senza filtro
 - * Un forno con potenza 4 MW:
 - senza rifasamento, con diversi angoli di attacco del raddrizzatore (Fig. 7.2-7.6).
 - con una batteria di condensatori di rifasamento, con diversi angoli di attacco del raddrizzatore (Fig. 7.7-7.14).
 - con due batterie di condensatori di rifasamento, con diversi angoli di attacco del raddrizzatore (Fig. 7.15-7.22).
 - * Tre forni con potenza: 4 MW, 4 MW, 3 MW.
 - con due batterie di condensatori di rifasamento, angoli di attacco del raddrizzatore $60^\circ(4\text{MW})$, $60^\circ(3\text{MW})$, $30^\circ(4\text{MW})$ (Fig. 7.23-7.26).
 - Con filtro metodo di estrazione armonica: FFT 11-13 armonica
 - * Un forno con potenza 4 MW .
 - con una batteria di condensatori di rifasamento, con angolo di attacco del raddrizzatore 60° , nel caso di compensazione di un solo ponte o di due ponti raddrizzatori (Fig. 7.27-7.36).
- Sistema simulato con inverter (interarmoniche).
 - Senza filtro
 - Con filtro metodo di estrazione armonica: FFT 11-13 armonica
 - Con filtro metodo di estrazione armonica: FFT 11-13 armonica + d-q per interarmoniche
 - * Tre forni con potenza: 4 MW, 4 MW, 3 MW.
 - con due batterie di condensatori, angoli di attacco del raddrizzatore $60^\circ(4\text{MW})$, $60^\circ(3\text{MW})$, $30^\circ(4\text{MW})$ (Fig. 7.37-7.47).

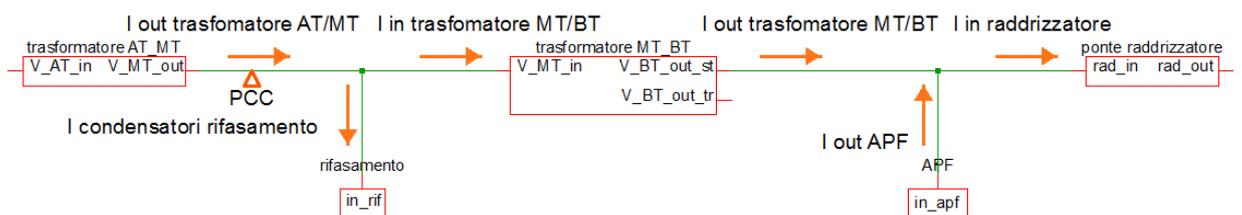


Figure 7.1: Convenzioni correnti usate per i grafici.

Dalle simulazioni sono stati estratti i grafici delle tensioni e delle correnti necessari per la valutazione delle armoniche presenti nel sistema con il loro relativo valore di distorsione armonica totale (distortion). Per valutare l'ampiezza delle componenti armoniche presenti nelle tensioni e correnti considerate è stata applicata la trasformata di Fourier (FFT) per ciascuna grandezza considerata.

Per i vari scenari sono state valutate le seguenti grandezze:

- tensione stellata sulla linea di MT con relativa FFT;
- corrente di linea in ingresso al trasformatore MT/BT con relativa FFT;
- corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT con relativa FFT;
- corrente di linea in ingresso a un banco di condensatori di rifasamento;
- corrente di linea generata dal filtro attivo con relativa FFT;
- modulante utilizzata per la generazione dei comandi con tecnica PWM.

7.3 Commento simulazioni

Per la progettazione del filtro è stato necessario analizzare la percentuale delle componenti armoniche presenti nella rete elettrica della fonderia, a seconda delle diverse condizioni del sistema presentate in precedenza.

Come prima analisi, si è effettuata una simulazione semplificata trascurando la presenza di interarmoniche nel sistema per il caso di un forno e di tre forni; per il caso di un forno sono stati ricavati i risultati numerici con l'applicazione del filtro con tecnica di estrazione della corrente armonica FFT.

Successivamente sono state considerate nelle simulazioni le interarmoniche presenti nel sistema a tre forni con e senza l'applicazione del filtro. Tale filtro è stato controllato attraverso l'applicazione delle tecniche di estrazione della corrente armonica FFT e FFT + dq. Nei sottoparagrafi successivi vengono presentati nel dettaglio i risultati ottenuti.

7.3.1 No interarmoniche, 1 forno

Lo schema elettrico mostrato in figura 5.12 è stato semplificato ponendo dopo il bus in continua una resistenza equivalente alla potenza assorbita del forno invece che il sistema composto da inverter e carico risonante.

Sono state valutate tre diverse condizioni di rifasamento esistenti considerando la condizione di un solo forno in grado di assorbire una potenza massima di 4 MW. Le tre condizioni sono:

- 0 banchi di condensatori;
- 1 banco di condensatori da 1200 kVAr;
- 2 banchi di condensatori da 1200 kVAr ciascuno.

Per ogni condizione di rifasamento è stato variato l'angolo di comando degli SCR dei ponti raddrizzatori per valutare quale fosse la condizione in cui si ha una maggiore distorsione armonica. Nella realtà l'angolo di comando viene variato quando non è necessaria tutta la potenza nominale per alimentare il forno; ad esempio quando il forno non deve fondere il metallo ma solamente mantenerlo allo stato liquido la potenza richiesta dal forno risulta minore. Aumentando l'angolo di accensione degli SCR si diminuisce la corrente elettrica immessa nel forno e di conseguenza la potenza che assorbe. Gli angoli di comando degli SCR valutati sono:

- 30° (massima potenza forno)
- 60° (potenza intermedia di mantenimento)
- 90° (potenza intermedia di mantenimento)
- 110° (minima potenza forno)

Dalle simulazioni si è potuto constatare che la distorsione armonica totale (distortion) peggiore la si ottiene quando si utilizza 1 banco di condensatori ed un angolo di comando dei ponti raddrizzatori pari a 60°.

I valori di distorsione armonica totale per il caso peggiore sono:

- distorsione armonica totale calcolata sulla corrente in ingresso al trasformatore MT/BT (fig.7.9)

$$- THD_I_{MT/BT} = 12.66\%$$

- distorsione armonica totale calcolata sulla corrente in uscita dal trasformatore AT/MT (fig.7.11)

$$- THD_I_{AT/MT} = 49.63\%$$

- distorsione armonica totale calcolata sulla media tensione (fig.7.7)

$$- THD_V = 11.48\%$$

Le armoniche che maggiormente aumentano il livello di distorsione armonica totale sono quelle di ordine 11° (550 Hz) e 13° (650 Hz). Queste armoniche avendo una frequenza che sta nell'intorno della frequenza di risonanza (576 Hz) generata dall'interazione tra induttanza del trasformatore AT/MT vengono amplificate generando dei livelli di distorsione armonica inaccettabili all'uscita del trasformatore AT/MT.

No interarmoniche, 1 forno, filtro con FFT

È stato introdotto nella simulazione un filtro attivo per il caso peggiore riscontrato, per avere un margine sicuro di funzionamento per le altre configurazioni.

Il filtro in prima analisi è stato progettato utilizzando la tecnica di estrazione armonica nel dominio della frequenza denominata trasformata di Fourier veloce (FFT) come illustrato nel capitolo 6.1.1.

Sono state effettuate due differenti simulazioni:

- filtro con tecnica di estrazione FFT che compensa le componenti di corrente armonica con ordine 11° e 13° generate da:
 - un solo ponte raddrizzatore (guadagno x 1);
 - dai due ponti raddrizzatori (guadagno x 1.8);

Nella seconda condizione non è stato possibile portare il guadagno dell'anello aperto a x 2, ovvero compensare completamente tutte le armoniche di ordine 11° e 13° generate dai due ponti raddrizzatori. Questo perché aumentando troppo il guadagno l'errore di fase sulle componenti armoniche generate dal filtro diventa non trascurabile. L'errore di fase è generato dall'impedenza del trasformatore MT/BT. Per eliminare l'errore è necessario introdurre un controllo in anello chiuso; questa trattazione può essere applicata in sviluppi futuri. Il massimo guadagno utilizzabile con il controllo in anello aperto è stato di 1.8; questo significa riuscire a compensare il 90% delle componenti considerate nell'analisi.

Queste soluzioni hanno portato ad una significativa diminuzione della distorsione armonica totale come mostrato nella tabella 7.1.

Table 7.1: Confronto risultati simulazioni senza filtro, con filtro FFT (x 1) e con filtro FFT (x 1.8)

	no filtro	filtro FFT 11-13 x 1	filtro FFT 11-13 x 1.8
THD_I $_{MT/BT}$ [%]	12.78	8.83	7.30
THD_I $_{AT/MT}$ [%]	49.63	23.81	11.68
THD_V [%]	11.48	5.59	2.78

7.3.2 No interarmoniche, 3 forni

Dopo avere modellato un singolo forno è stato valutato il caso in cui tutti e tre i forni (potenze nominali: 2 x 4MW e 3MW) presenti nella fonderia siano connessi alla rete di media tensione. Quando i tre forni sono connessi contemporaneamente alla rete MT è necessaria la connessione di entrambe le batterie di condensatori di rifasamento. Anche per questo caso sono stati scelti angoli di comando degli SCR che generino le condizioni più gravose dal punto di vista armonico sulla rete di MT ma che non siano solo una moltiplicazione del caso singolo: 60°(4 MW), 60°(3 MW), 30°(4 MW). Utilizzando due banchi di trasformatori la frequenza di risonanza è diminuita da 576 a 407 Hz poiché è aumentata la capacità equivalente del rifasamento. Avendo una frequenza inferiore le due armoniche dominanti nel sistema (11°-13°) non sono più nell'intorno della frequenza di risonanza e questo fa sì che la distorsione armonica totale diminuisca come mostrato nella tabella 7.2.

7.3.3 Interarmoniche, 3 forni

Come ultima analisi è stato studiato il sistema completo di inverter e carico risonante per poter considerare nelle simulazioni anche la presenza delle interarmoniche. Si è modellata la rete elettrica della fonderia con tre forni connessi nelle condizioni descritte

Table 7.2: Confronto risultati simulazioni tra un forno e tre forni senza filtro

	no filtro 1 forno	no filtro 3 forni
$THD_{I_{MT/BT}}$ [%]	12.78	12.90
$THD_{I_{AT/MT}}$ [%]	49.63	13.35
THD_V [%]	11.48	6.27

precedentemente. In tabella 7.3 sono stati confrontati i risultati nel caso di assenza di interarmoniche e con interarmoniche senza filtro. Si nota come l'introduzione di interarmoniche nel sistema provochi un peggioramento dei valori di distorsione armonica totale.

Table 7.3: Confronto risultati simulazioni tre forni senza filtro con e senza interarmoniche

	no filtro 3 forni senza interarmoniche	no filtro 3 forni con interarmoniche
$THD_{I_{MT/BT}}$ [%]	12.90	14.12
$THD_{I_{AT/MT}}$ [%]	13.35	16.4
THD_V [%]	6.27	10.88

Interarmoniche, 3 forni, filtro con FFT

Per limitare i livelli di distorsione armonica totali presenti nella rete si è introdotto un filtro attivo di potenza per ogni forno con tecnica di estrazione della corrente armonica FFT. Attraverso l'APF sono state compensate le armoniche di ordine 11° e 13° presenti nella rete con una conseguenza diminuzione della THD come mostrato nella tabella 7.4.

Interarmoniche, 3 forni, filtro con FFT + d-q

Per diminuire ulteriormente i livelli di distorsione armonica è stato necessario compensare anche le interarmoniche. Per la compensazione armonica e interarmonica è stato utilizzato un filtro attivo di potenza per ogni forno con una combinazione delle tecniche di estrazione della corrente armonica come spiegato nel capitolo 6.3.

Le due tecniche utilizzate sono:

- trasformata di Fourier veloce (FFT);
- metodo riferimento d-q sincrono con la fondamentale.

Questa combinazione ha permesso di diminuire i valori di distorsione armonica ottenuti con il precedente filtro attivo come mostrato nella tabella 7.4. In particolare, all'uscita del trasformatore AT/MT i valori risultano dimezzati. Questo risultato è positivo in quanto i valori altamente ridotti risultano valutati in prossimità del punto di connessione con la rete di alta tensione.

Table 7.4: Confronto THD senza filtro, con filtro che utilizza la tecnica FFT e con filtro che utilizza le tecniche FFT + d-q

	no filtro	filtro FFT 11-13	filtro FFT 11-13 + d-q
$THD_{I_{MT/BT}}$ [%]	14.12	7.43	7.00
$THD_{I_{AT/MT}}$ [%]	16.40	13.71	6.58
THD_V [%]	10.88	5.58	2.54

7.4 Confronto risultati ottenuti con la normativa IEEE 519

Lo standard l'IEEE 519[7] "IEEE raccomandazioni pratiche e requisiti per il controllo armonico in sistemi elettrici di potenza" fornisce le linee guida sulla percentuale massima di armoniche di corrente e tensione, generate da carichi non lineari, tollerabili in una rete elettrica.

Nelle seguenti tabelle vengono confrontate le percentuali più rilevanti di distorsione delle armoniche e interarmoniche ottenute dalle simulazioni nel caso di tre forni connessi alla rete elettrica e due batterie di rifasamento, con le linee guida fornite dallo standard IEEE 519.

I valori armonici e interarmonici sono stati valutati nei tre casi più rilevanti:

- Rete elettrica con armoniche e interarmoniche senza filtro;
- Rete elettrica con armoniche e interarmoniche con filtro che utilizza come metodo di estrazione della corrente armonica l'FFT ;
- Rete elettrica con armoniche e interarmoniche con filtro che utilizza come metodo di estrazione della corrente armonica FFT + d-q;

Lo standard IEEE 519 come mostrato nel capitolo 2.7 è composto da diverse tabelle che comprendono tutte le casistiche possibili. In questo caso sono utilizzate le tabelle:

- 2.1: Limiti di distorsione della corrente per sistemi valutati tra 120 e 69 kV
- 2.4: Limiti di distorsione della tensione

Avendo la rete i seguenti parametri di tensione e corrente, i valori da prendere in considerazione nelle tabelle sono quelli corrispondenti a:

- Tensione al PCC (V_{PCC})
 - Valore rete: $V_{PCC} = 16329V$
 - Riferimento: $1kV < V_{PCC} \leq 69kV$
- Corrente di cortocircuito al PCC (I_{sc}) / Componente fondamentale della corrente massima richiesta al PCC (I_L)
 - Valore rete: $I_{sc}/I_L = 4750/404 = 11.76$
 - Riferimento: $I_{sc}/I_L < 20$

Sono state quindi analizzate le armoniche e interarmoniche più rilevanti in due diversi punti della rete:

- all'ingresso dei trasformatori MT/BT (tab.7.5);
- all'uscita del trasformatore AT/MT (tab.7.6-7.7)

Le componenti armoniche della rete elettrica non considerate nelle tabelle seguenti, hanno una percentuale di distorsione armonica altamente inferiore rispetto ai limiti consigliati dagli IEEE-519.

Table 7.5: Confronto distorsione armonica/interarmonica della corrente all'ingresso dei trasformatori MT/BT nei vari casi

Ordine armonico	Frequenza [H]	no filtro [%]	filtro FFT 11-13 [%]	filtro FFT 11-13 + d-q [%]
5	90	4,33	3,84	2,08
	190	4,53	3,79	2,87
	250	0,02	0,23	1,24
	310	2,62	1,78	0,28
7	350	0,02	0,09	0,85
	410	2,00	1,44	0,50
11	550	8,66	0,61	0,40
13	650	6,19	0,28	0,37
17	850	0,02	0,22	0,74
19	950	0,02	0,07	0,65
23	1150	3,47	3,47	3,47
25	1250	2,87	2,87	2,87
THD_I MT/BT		14.12	7.43	7.00

Table 7.6: Confronto distorsione armonica/interarmonica della corrente all'uscita del trasformatore AT/MT nei vari casi con i limiti di distorsione consigliati dello standard IEEE 519[7]

Ordine armonico	Frequenza [H]	no filtro [%]	filtro FFT 11-13 [%]	filtro FFT 11-13 + d-q [%]	IEEE 519 [%]
5	90	5,81	5,04	2,52	4.0
	190	7,26	6,15	4,73	
	250	0,06	0,47	2,49	
	310	7,57	5,05	0,79	
7	350	0,10	0,38	3,47	4.0
	410	16,40	11,36	3,79	
11	550	13,56	0,63	0,95	2.0
13	650	5,33	0,32	0,22	2.0
17	850	0,01	0,09	0,29	1,5
19	950	0,007	0,02	0,19	1,5
23	1150	0,70	0,70	0,70	1,5
25	1250	0,50	0,50	0,50	1,5
THD_I AT/MT		16.40	13.71	6.58	5.0

Table 7.7: Confronto distorsione armonica/interarmonica della tensione sulla linea MT nei vari casi con i limiti di distorsione consigliati dello standard IEEE 519[7]

Ordine armonico	Frequenza [H]	no filtro [%]	filtro FFT 11-13 [%]	filtro FFT 11-13 + d-q [%]	IEEE 519 [%]
	90	0,51	0,45	0,24	
	190	1,37	1,13	0,87	
5	250	0,01	1,53	0,11	3
	310	2,34	1,59	0,24	
7	350	0,04	1,26	0,12	3
	410	6,48	4,63	1,59	
11	550	7,08	0,49	0,34	3
13	650	3,29	0,15	0,20	3
17	850	0,008	0,07	0,23	3
19	950	0,006	0,17	0,02	3
23	1150	0,71	0,65	0,70	3
25	1250	0,55	0,48	0,55	3
THD_v		10.88	5.58	2.54	5.0

Dalla precedenti tabelle si evince come la distorsione armonica di corrente con il filtro inserito nella rete si sia ridotta di molto rispetto ai valori iniziali senza filtro ma che a causa della frequenza di risonanza presente non sia ancora inferiore al valore consigliato dallo standard IEEE-519. Bisogna però considerare che il caso considerato risulta il caso peggiore e che inoltre esso risulta essere raramente riscontrabile nel sistema reale. Per quanto riguarda la distorsione armonica di tensione invece si è ottenuto un ottimo risultato ottenendo un valore minore di quello consigliato dallo standard IEEE-519.

7.5 Sistema simulato senza inverter

7.5.1 Sistema senza filtro, un forno di potenza 4 MW, senza rifasamento

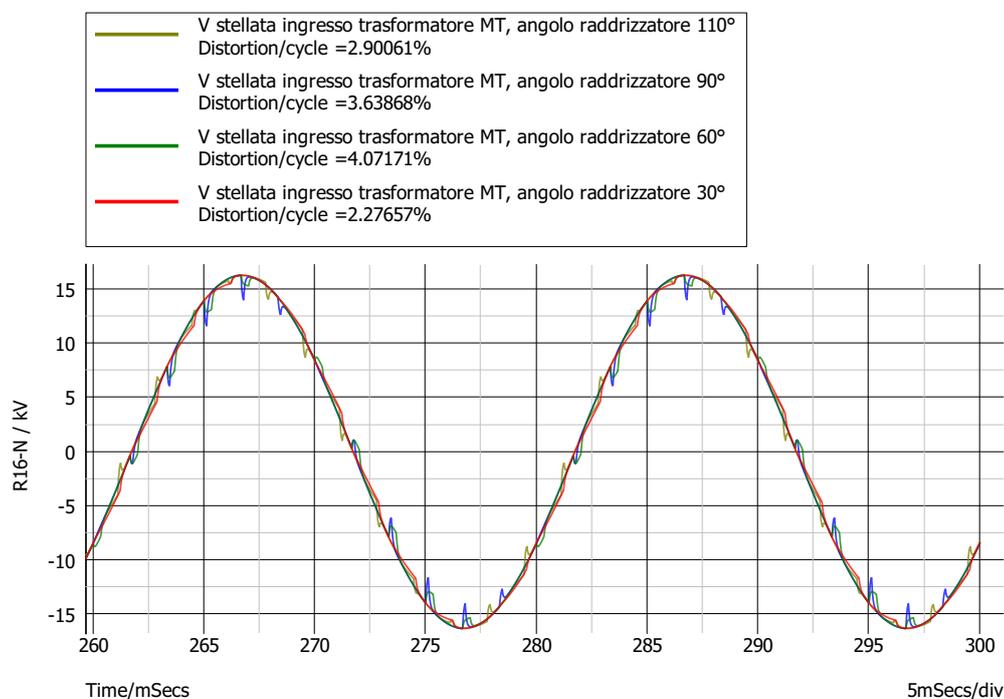


Figure 7.2: Tensione stellata ingresso trasformatore MT.

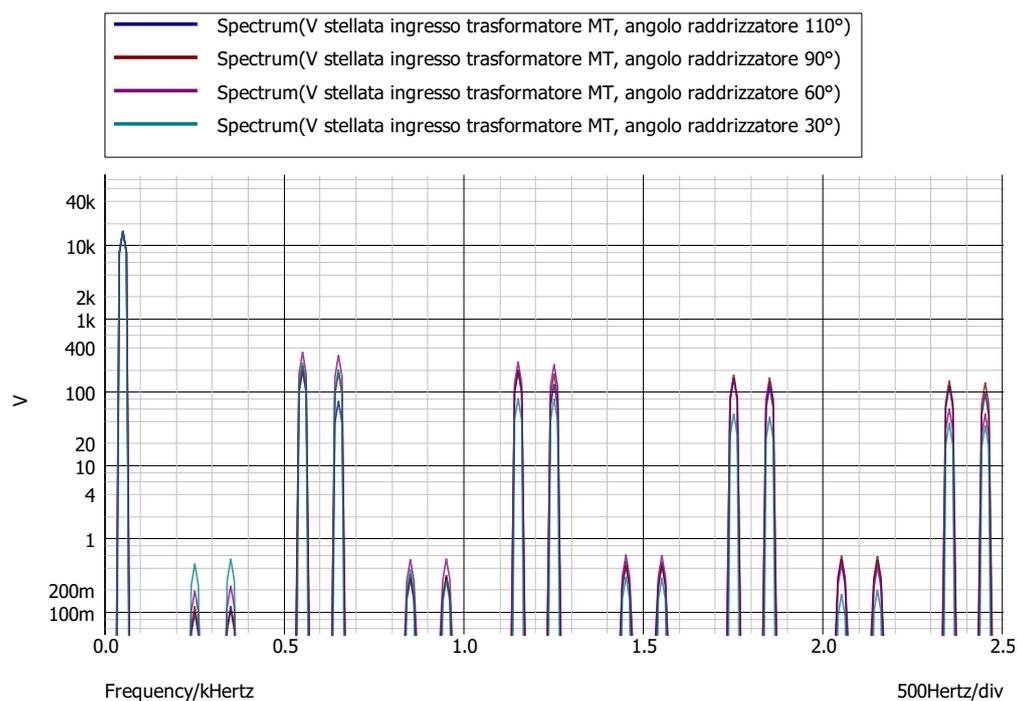


Figure 7.3: Analisi FFT tensione stellata ingresso trasformatore MT.

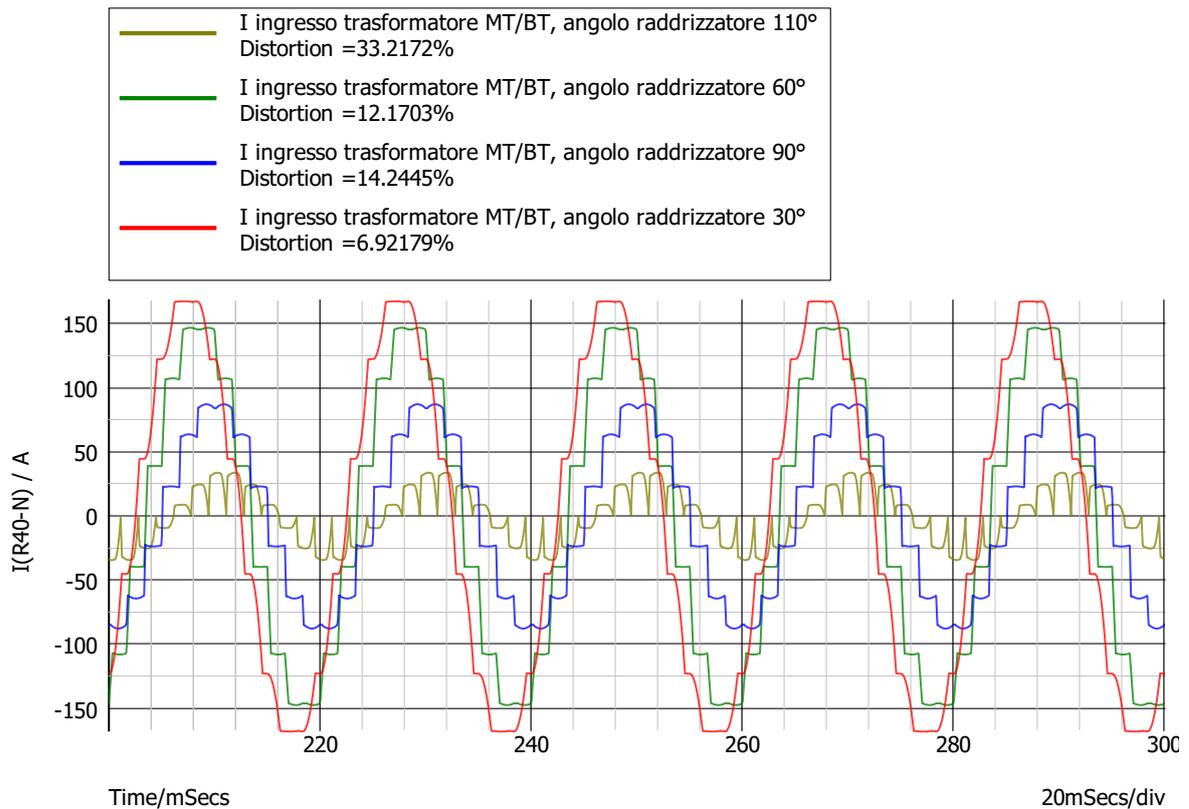


Figure 7.4: Corrente di linea ingresso al trasformatore MT/BT.

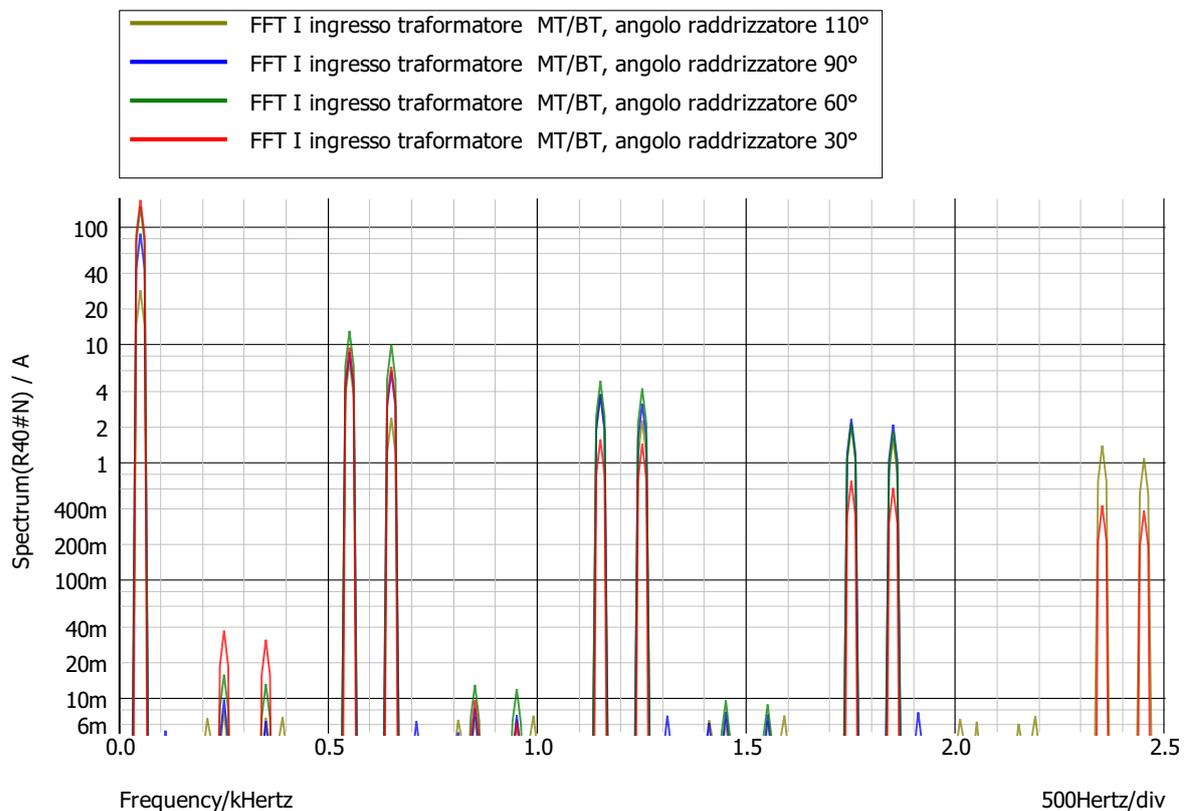


Figure 7.5: Analisi FFT corrente di linea in ingresso al trasformatore MT/BT.

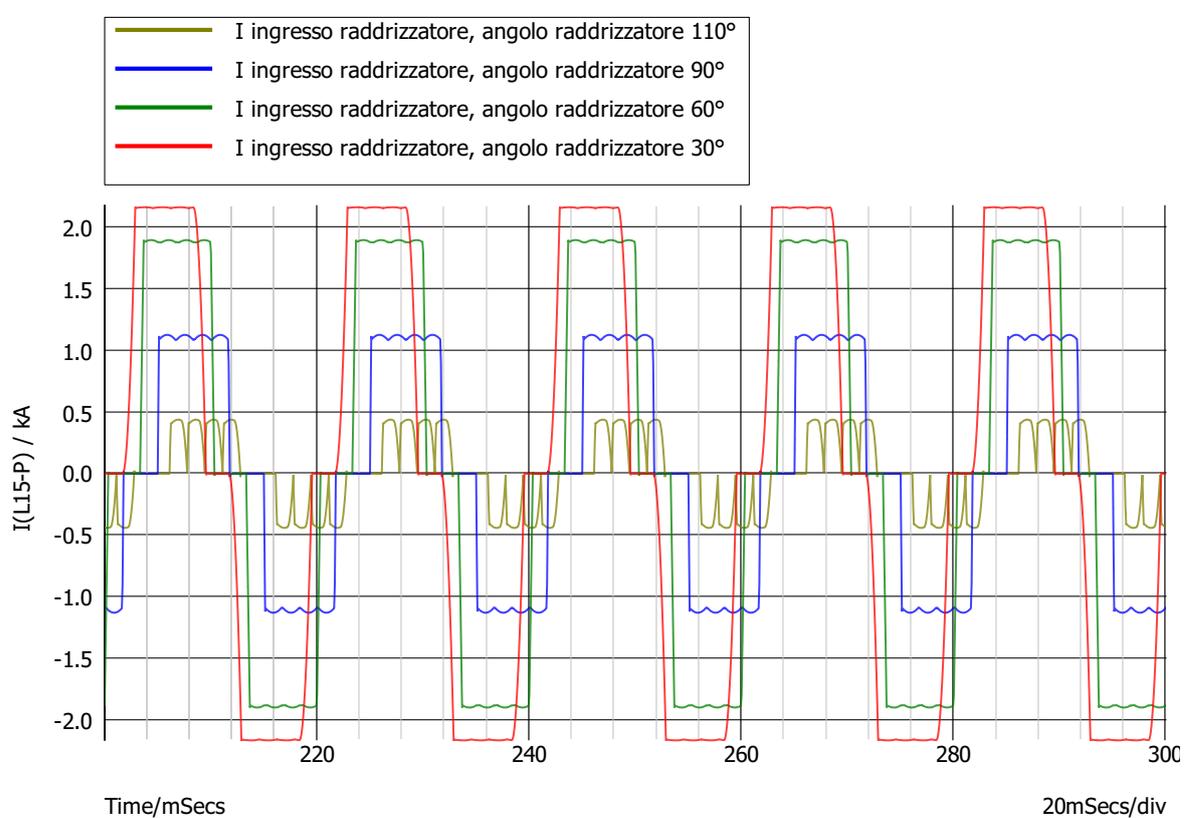


Figure 7.6: Corrente di linea in ingresso al ponte raddrizzatore.

7.5.2 Sistema senza filtro, un forno di potenza 4 MW, un banco di condensatori di rifasamento

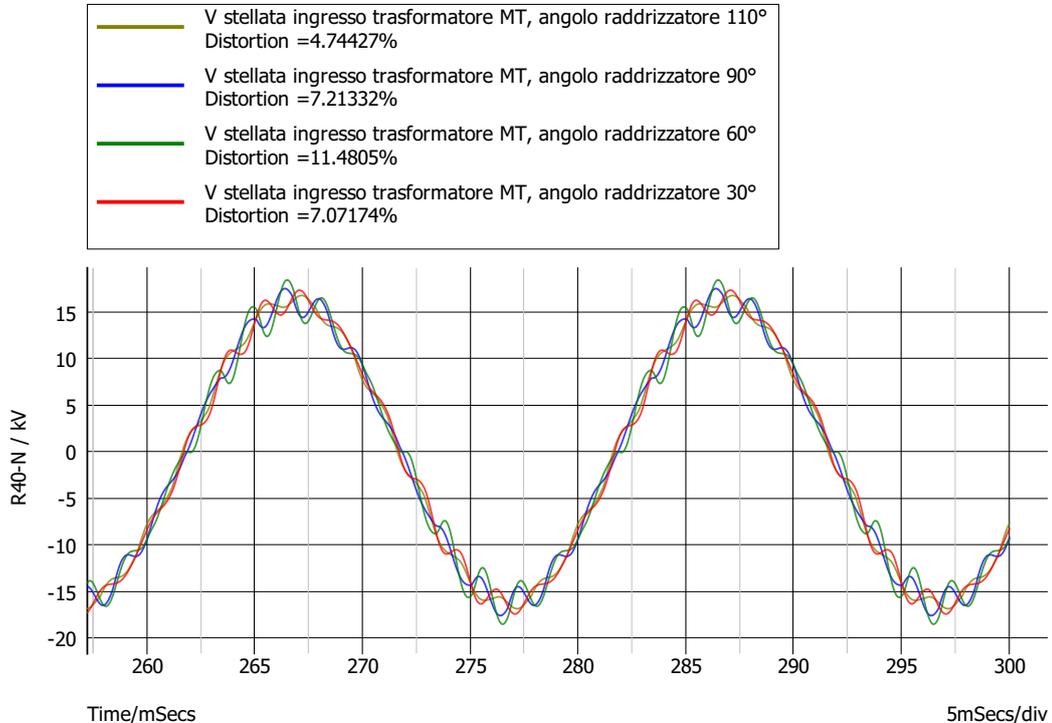


Figure 7.7: Tensione stellata ingresso trasformatore MT.

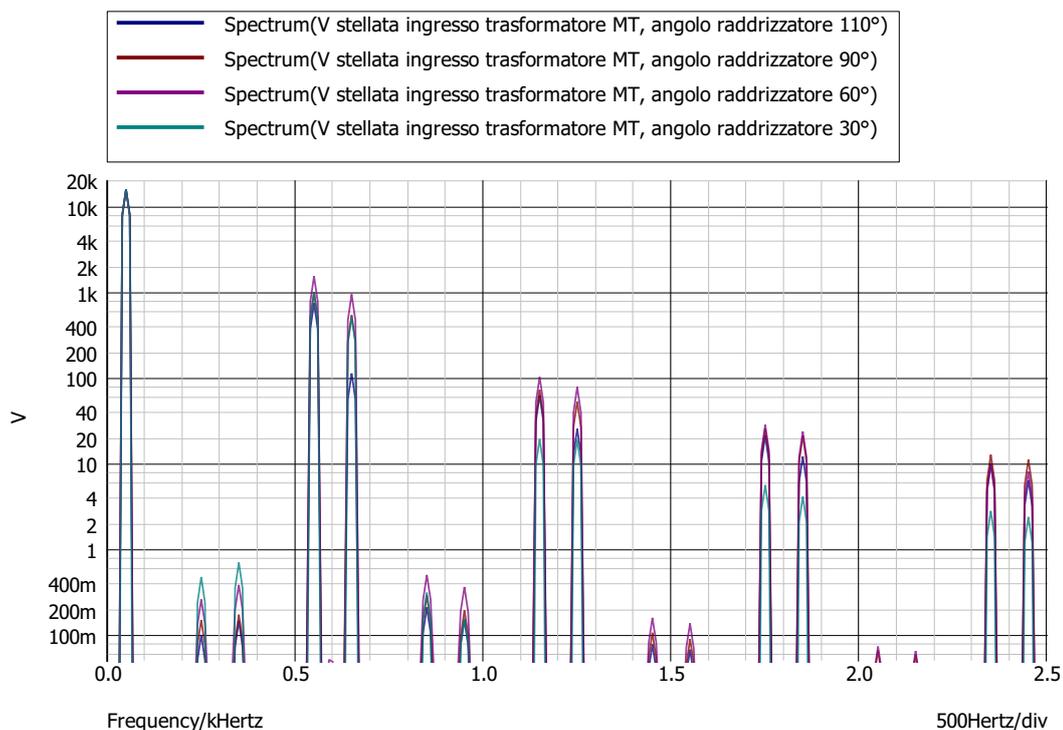


Figure 7.8: Analisi FFT tensione stellata ingresso trasformatore MT.

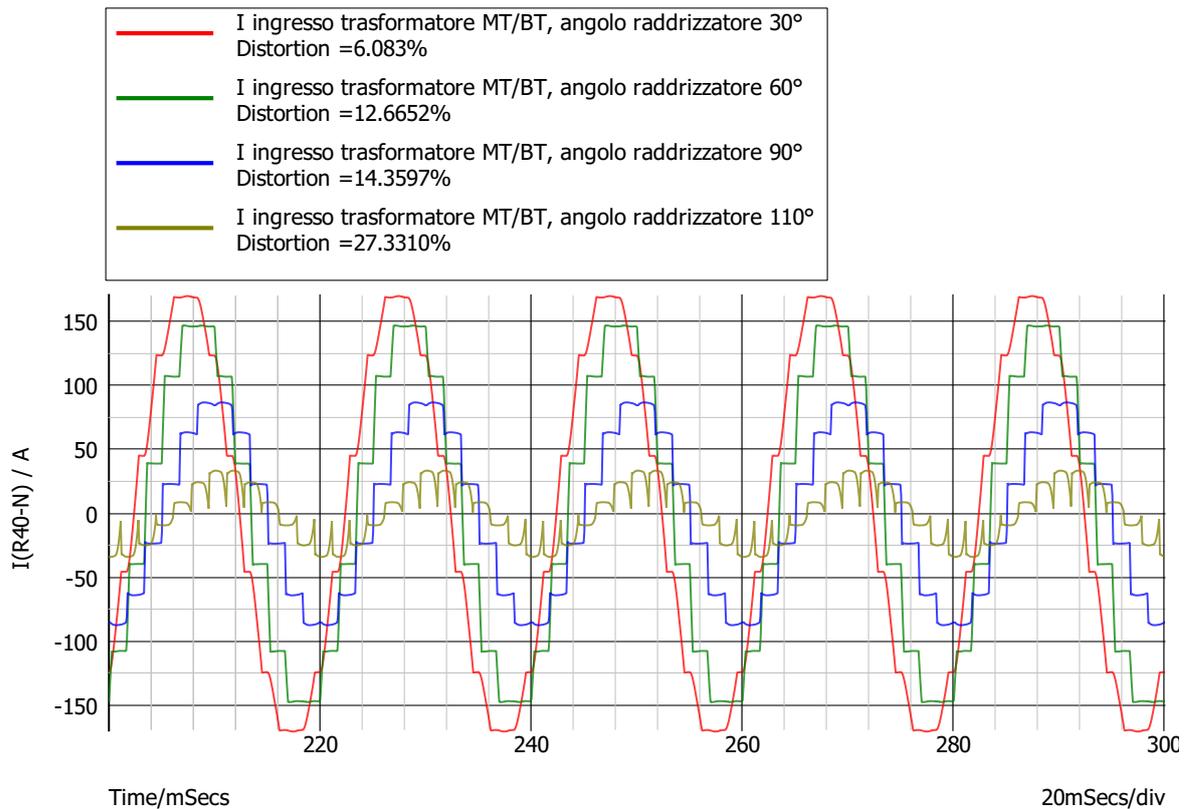


Figure 7.9: Corrente di linea ingresso al trasformatore MT/BT.

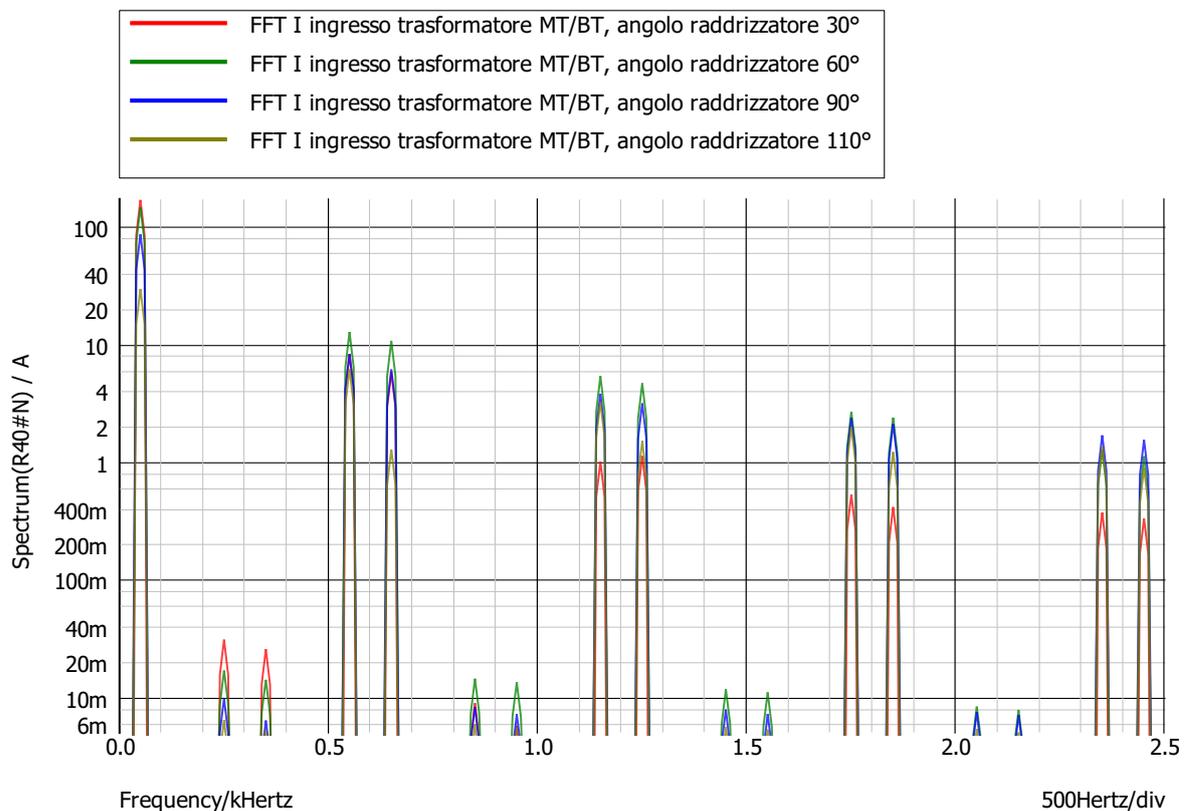


Figure 7.10: Analisi FFT corrente di linea in ingresso al trasformatore MT/BT.

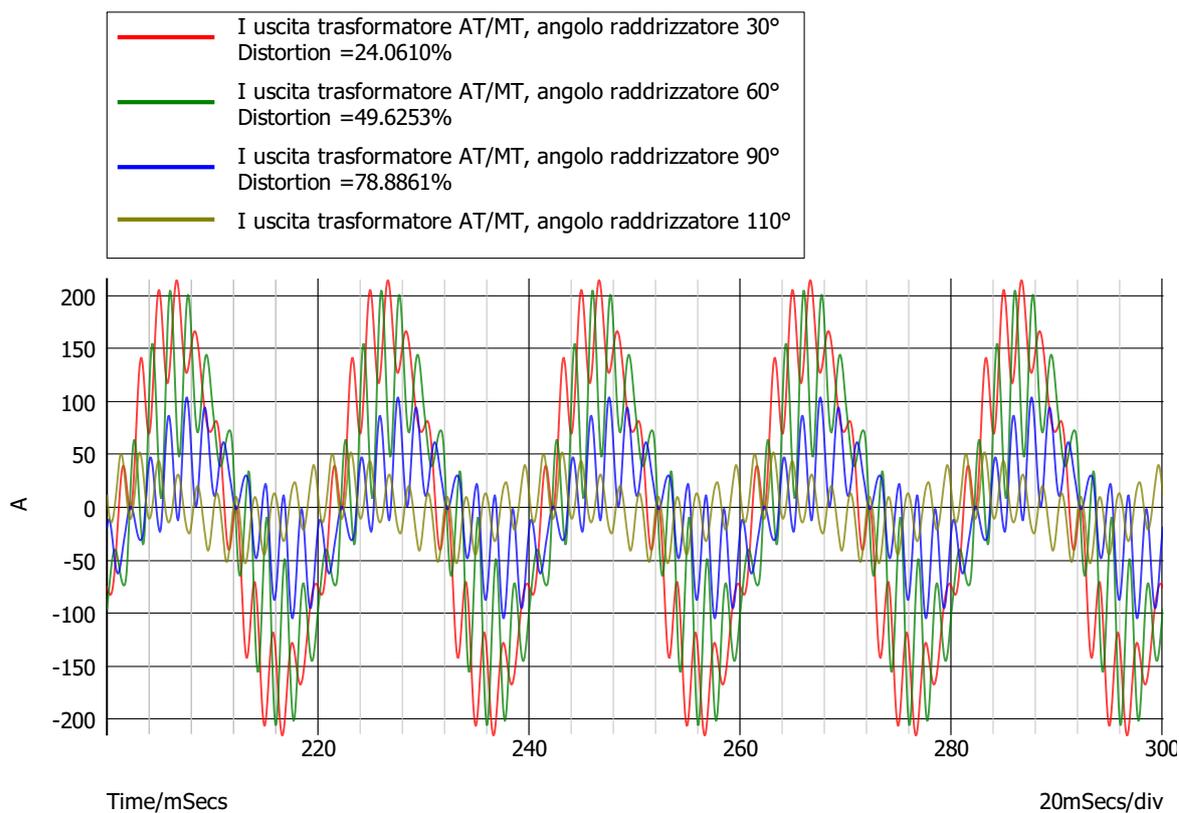


Figure 7.11: Corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.

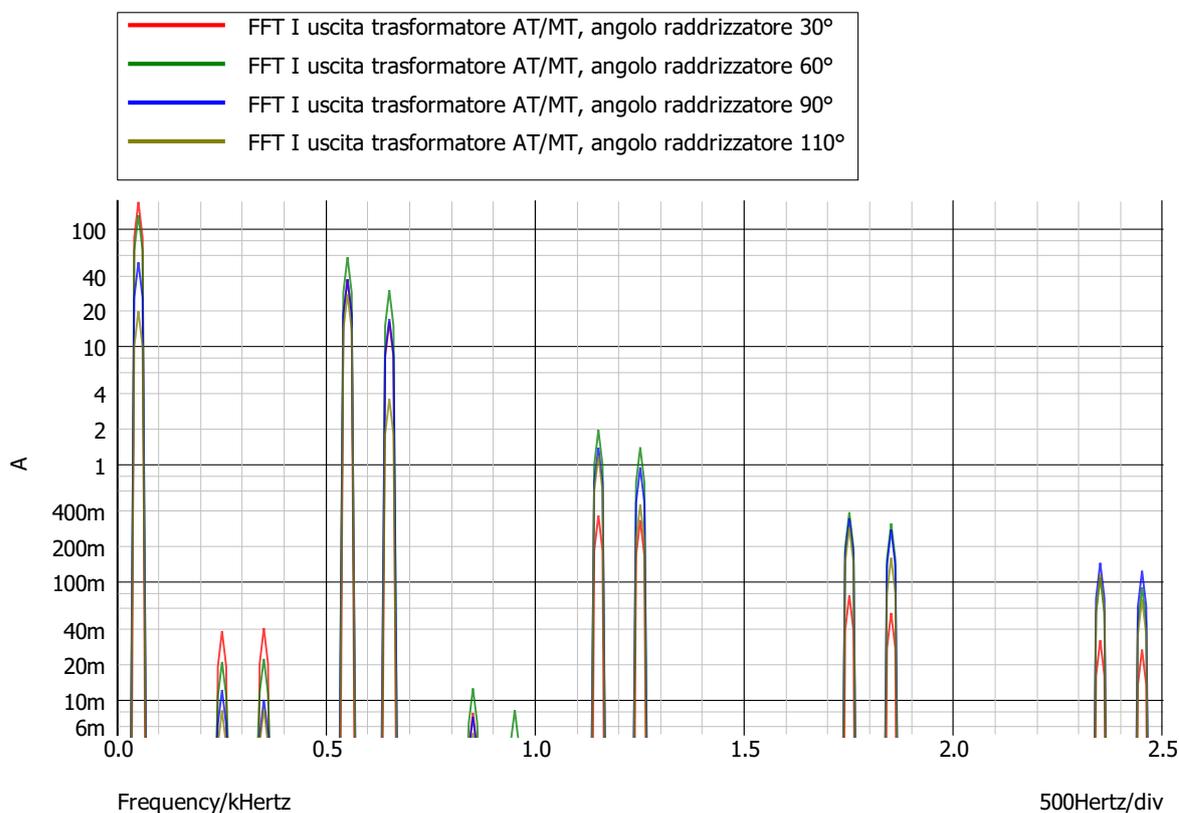


Figure 7.12: Analisi FFT corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.

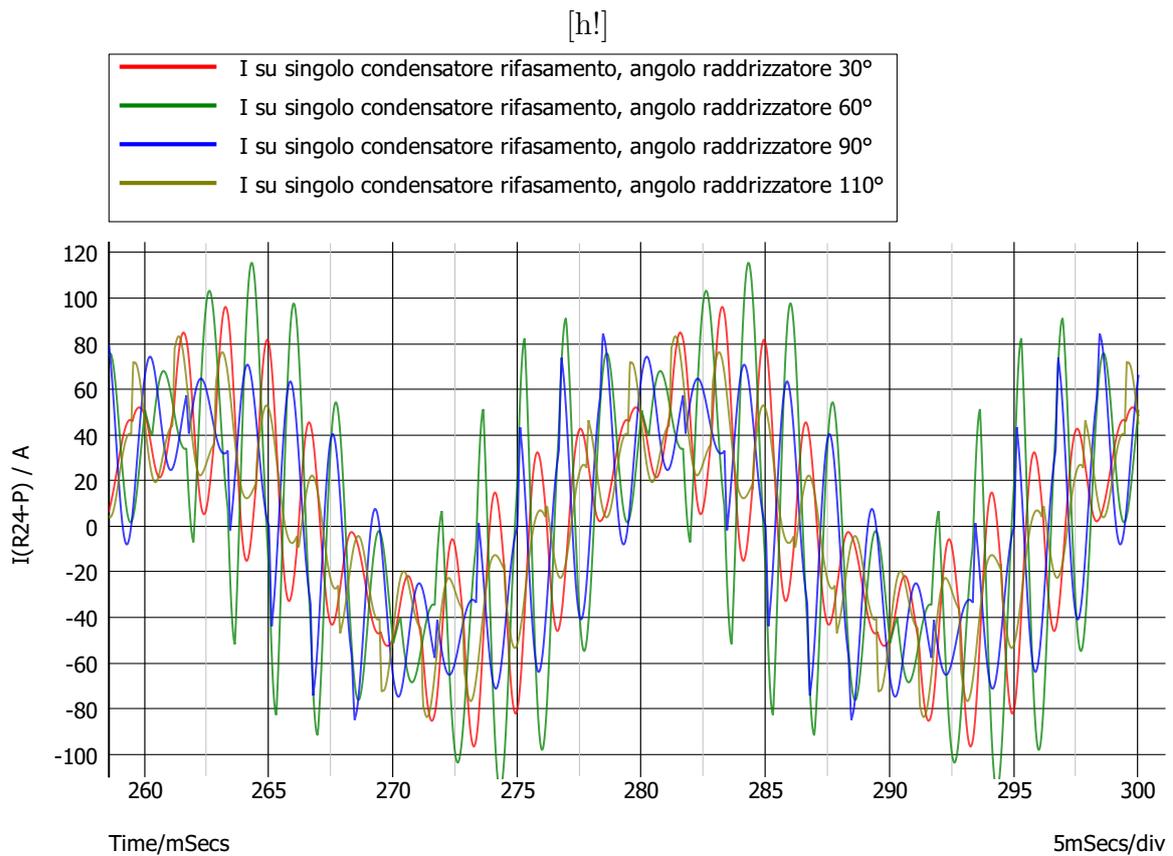


Figure 7.13: Corrente di linea in ingresso ai condensatori di rifasamento.

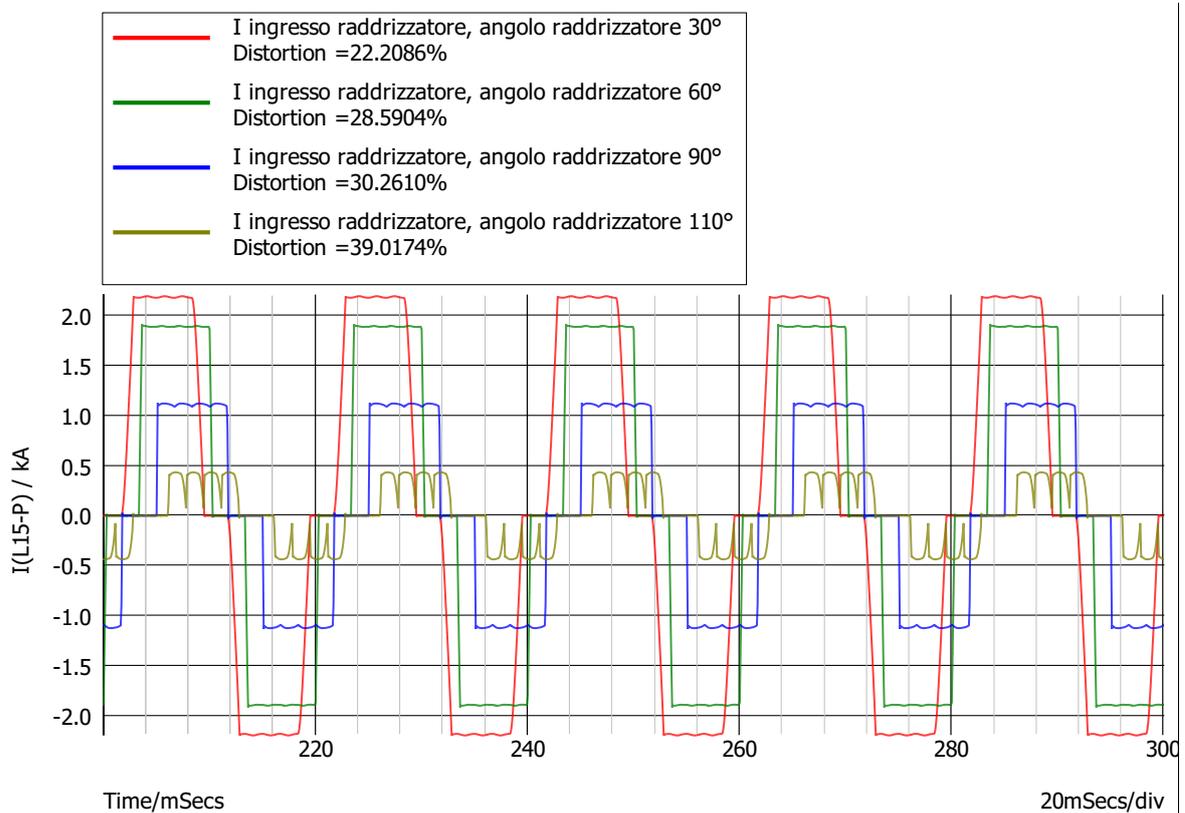


Figure 7.14: Corrente di linea in ingresso al ponte raddrizzatore.

7.5.3 Sistema senza filtro, un forno di potenza 4 MW, due banchi di condensatori di rifasamento

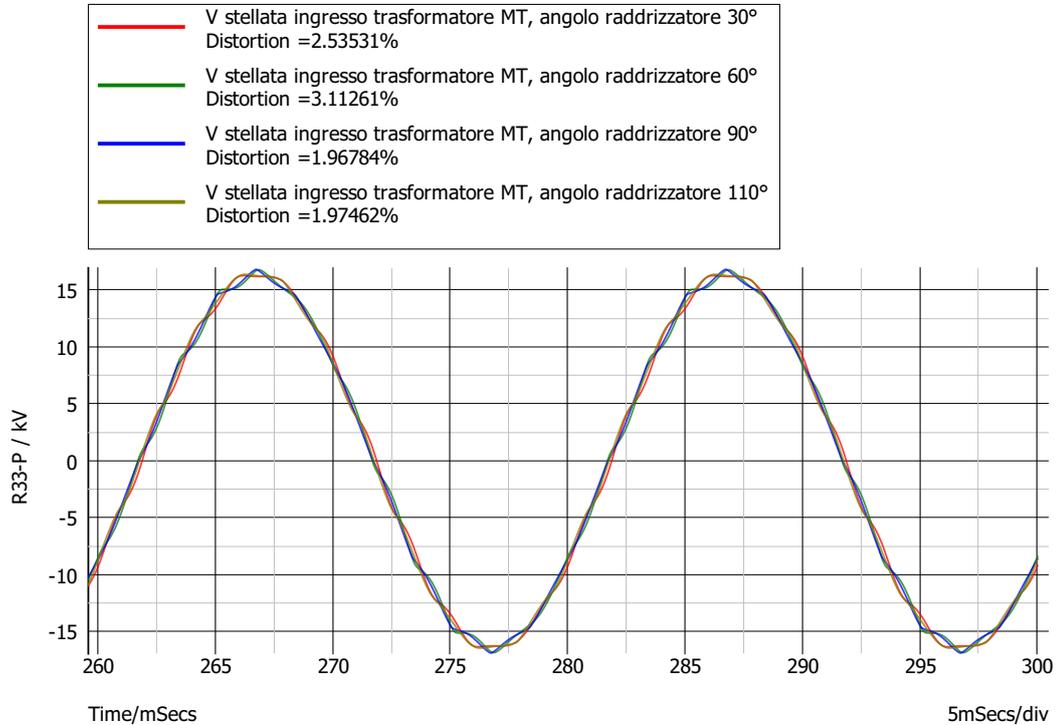


Figure 7.15: Tensione stellata ingresso trasformatore MT.

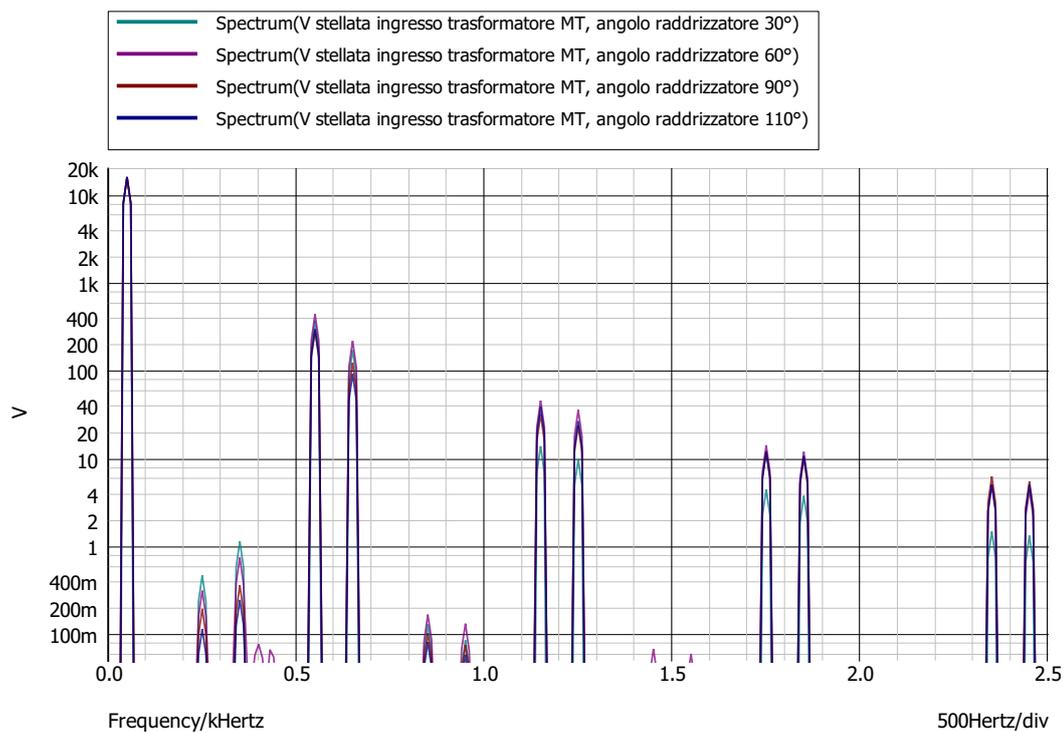


Figure 7.16: Analisi FFT tensione stellata ingresso trasformatore MT.

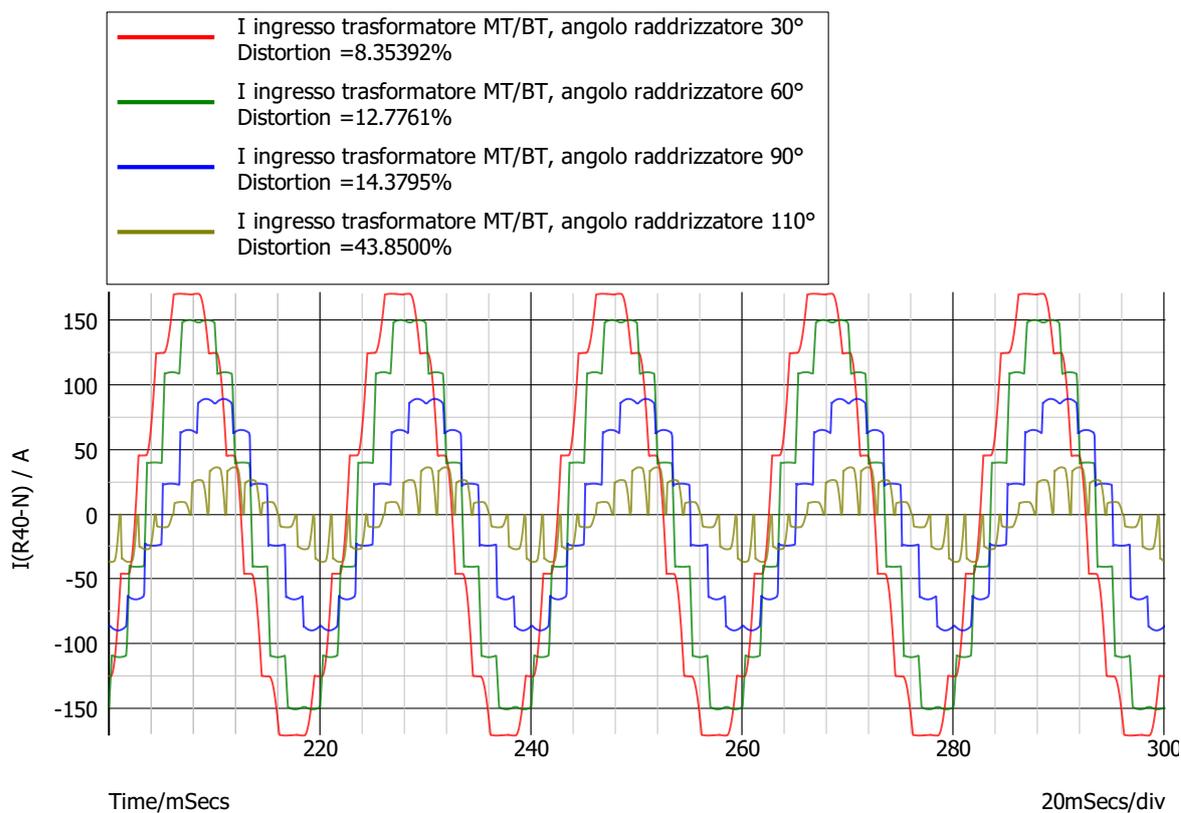


Figure 7.17: Corrente di linea ingresso al trasformatore MT/BT.

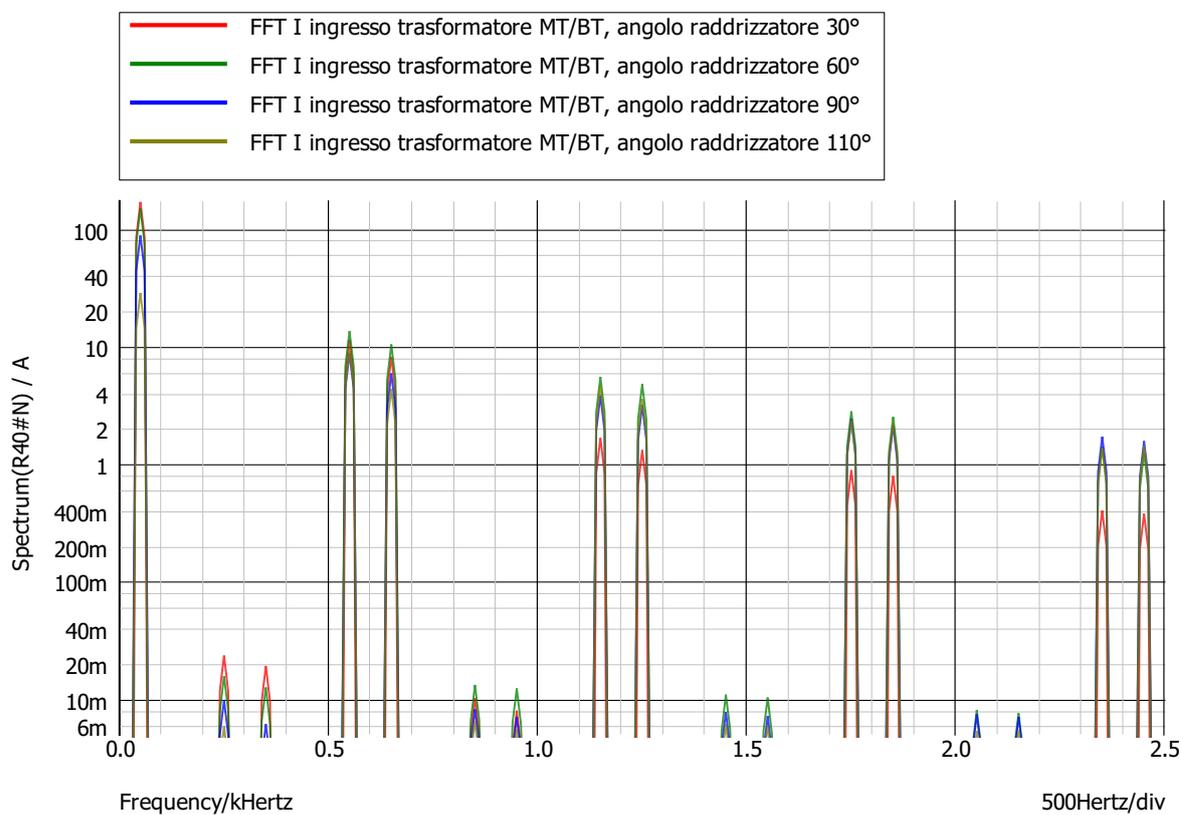


Figure 7.18: Analisi FFT corrente di linea in ingresso al trasformatore MT/BT.

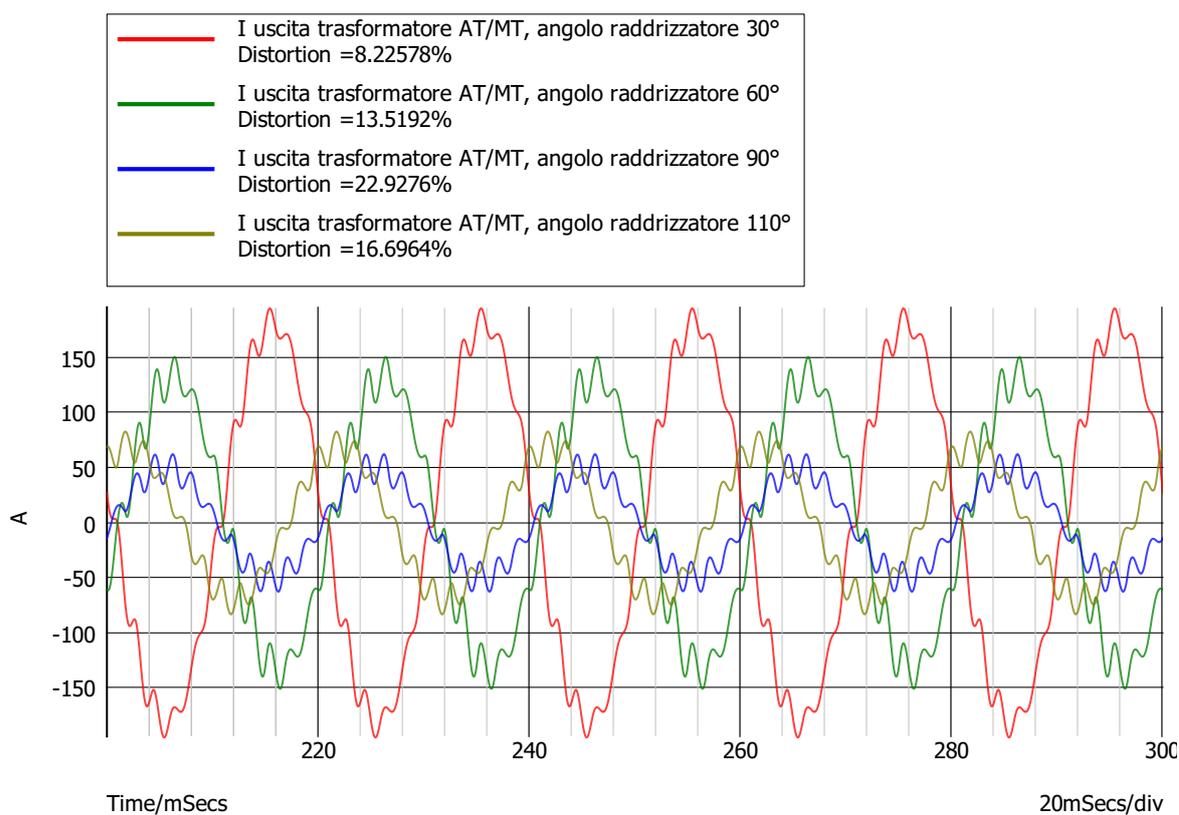


Figure 7.19: Corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.

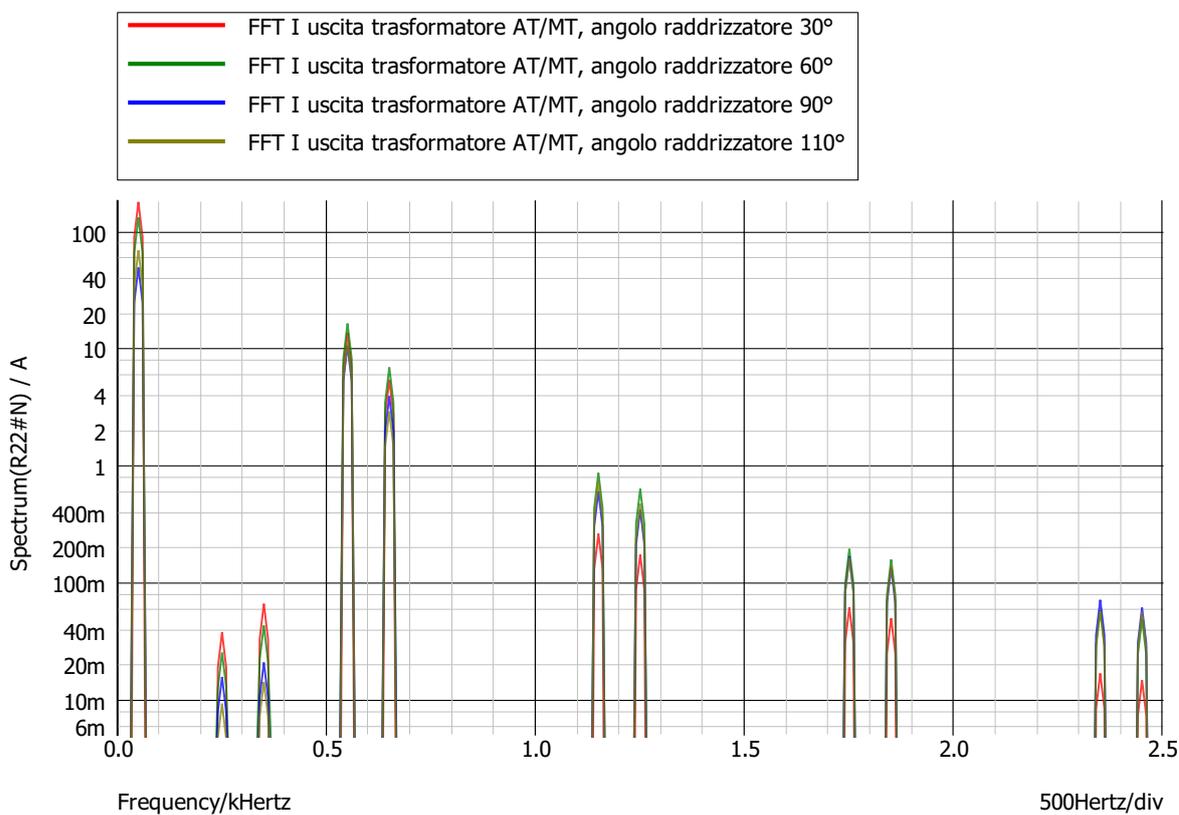


Figure 7.20: Analisi FFT corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.

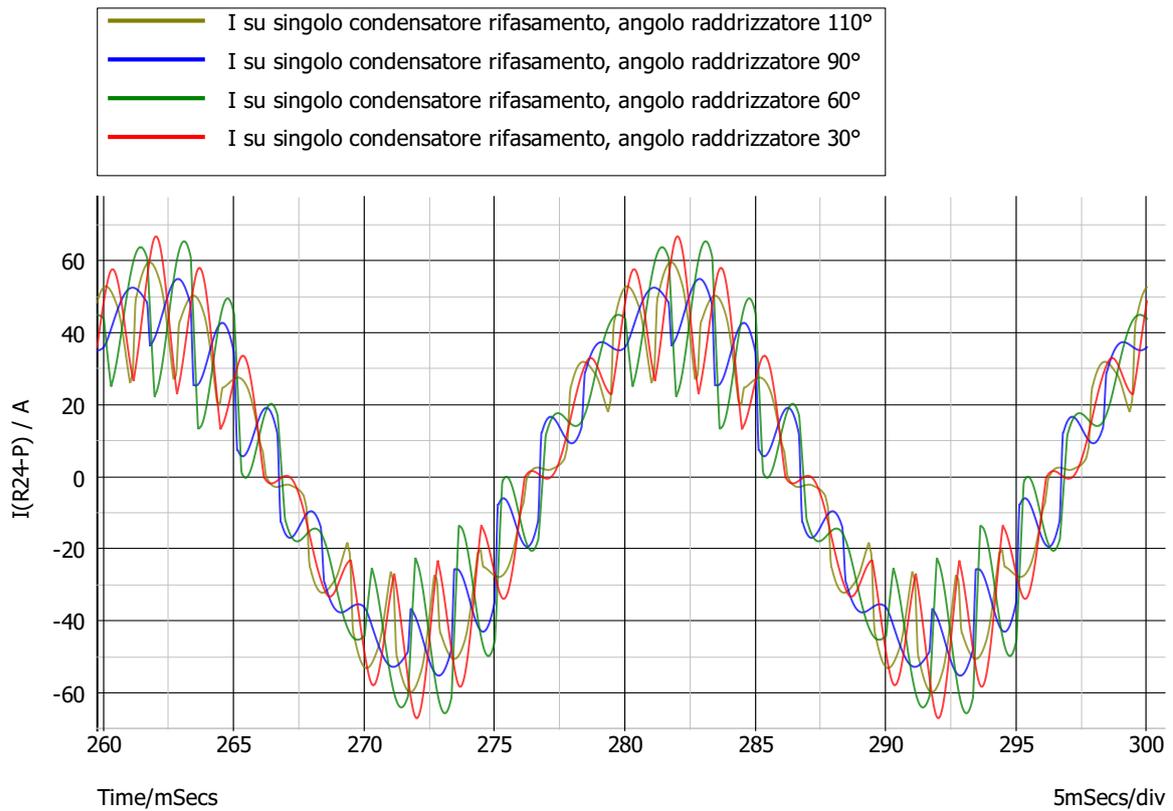


Figure 7.21: Corrente di linea in ingresso ai condensatori di rifasamento.

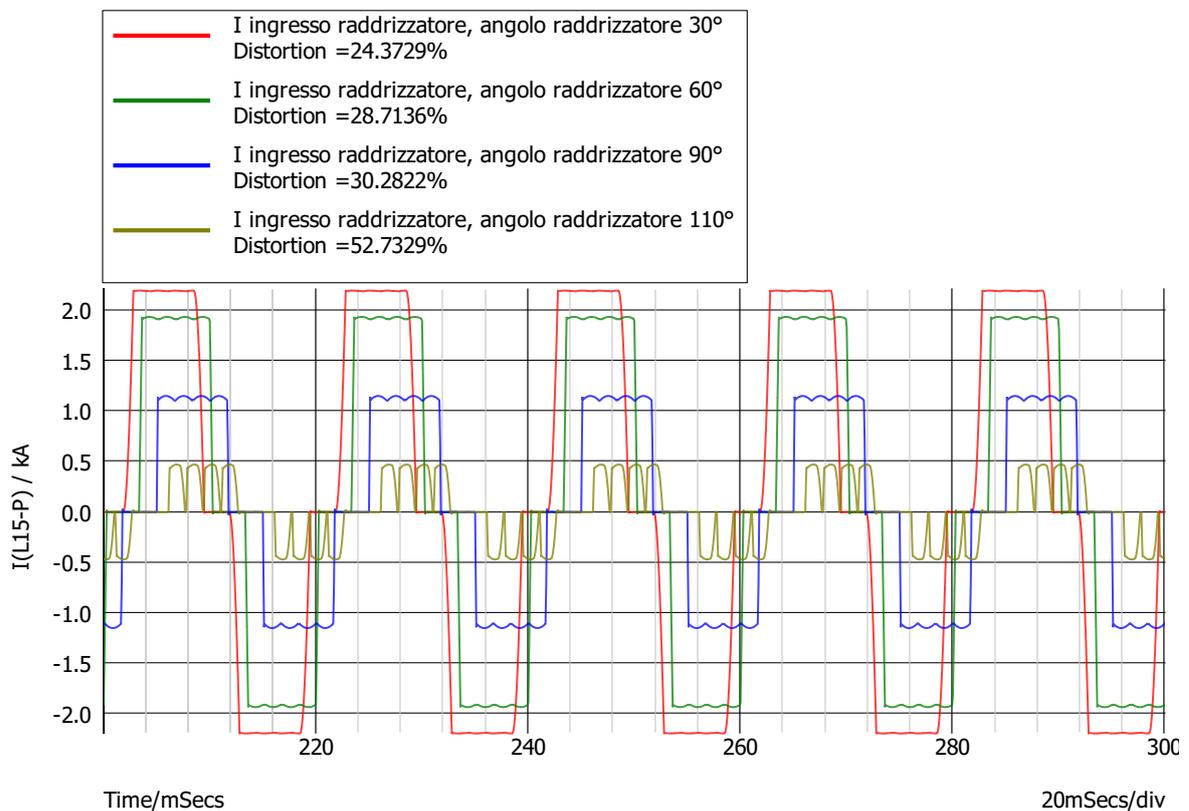


Figure 7.22: Corrente di linea in ingresso al ponte raddrizzatore.

7.5.4 Sistema senza filtro, tre forni di potenza 4 MW, 4 MW, 3 MW, due banchi di condensatori di rifasamento, angoli di attacco dei raddrizzatori 60°(4 MW), 60°(3 MW), 30°(4 MW)

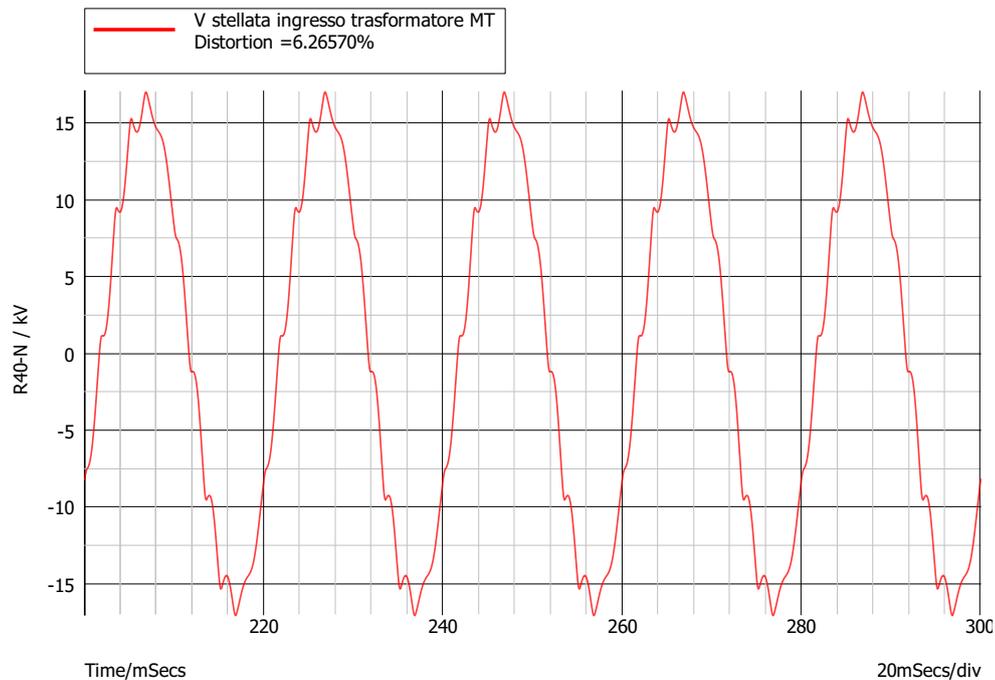


Figure 7.23: Tensione stellata ingresso trasformatore MT.

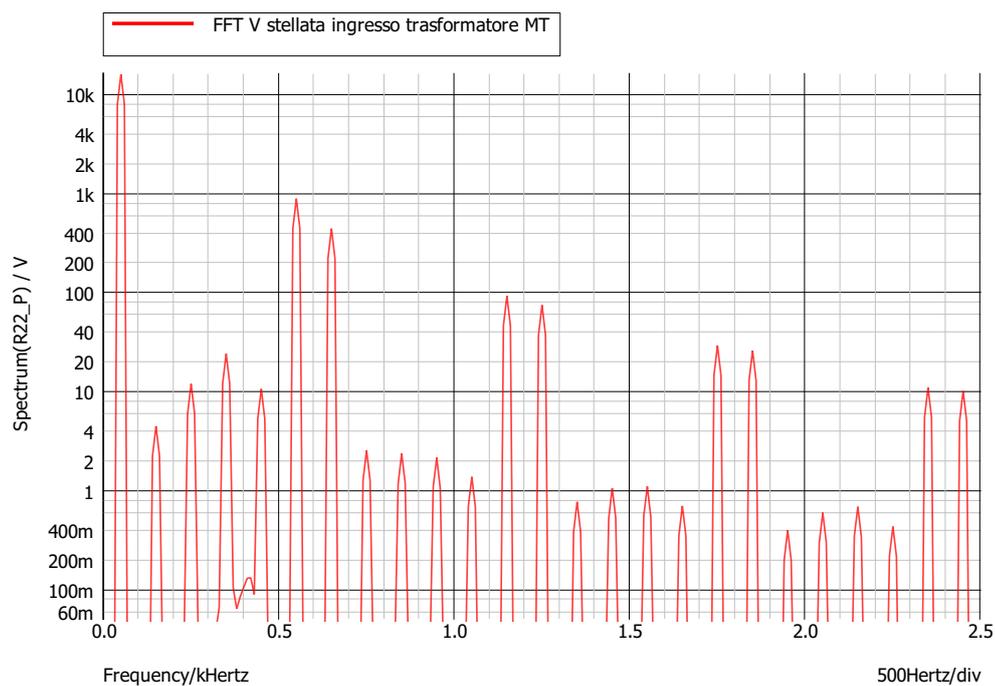


Figure 7.24: Analisi FFT tensione stellata ingresso trasformatore MT.

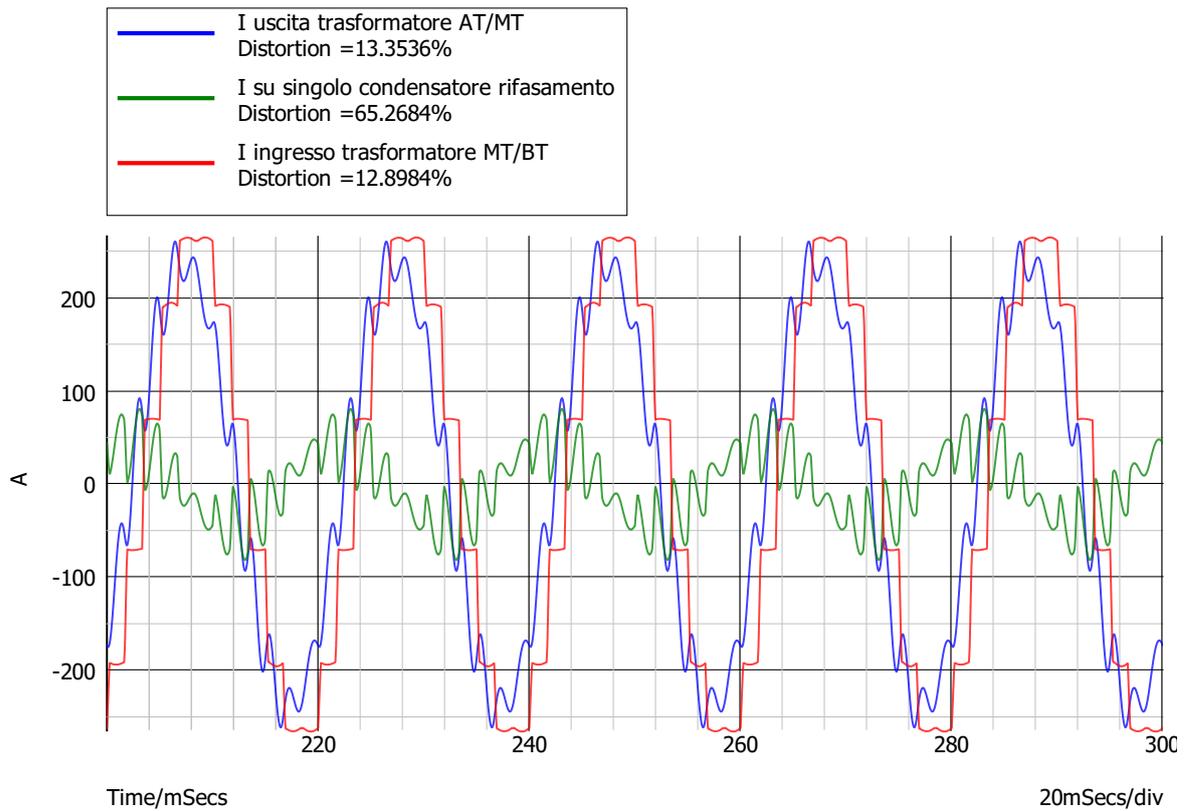


Figure 7.25: Corrente di linea ingresso al trasformatore MT/BT.

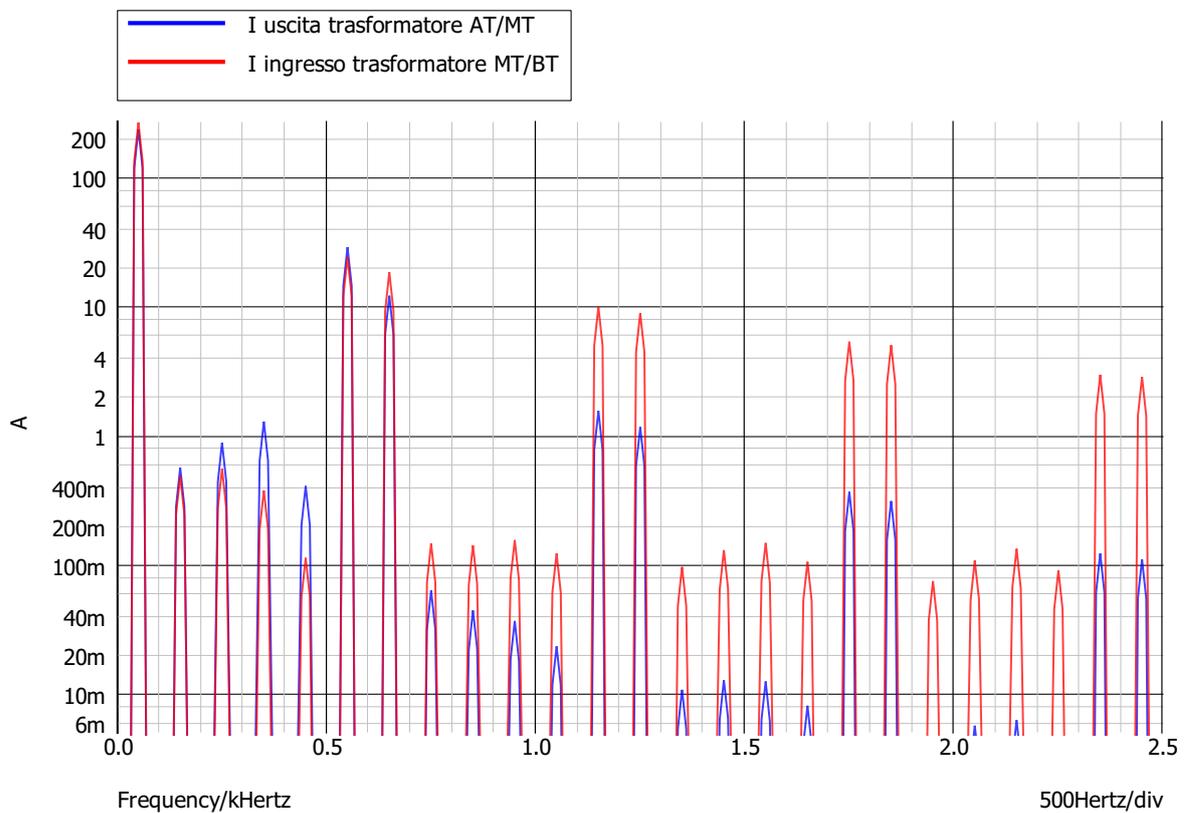


Figure 7.26: Analisi FFT corrente di linea in ingresso al trasformatore MT/BT.

7.5.5 Sistema con filtro FFT, un forno di potenza 4 MW, un banco di condensatori di rifasamento, angolo di attacco del raddrizzatore 60°

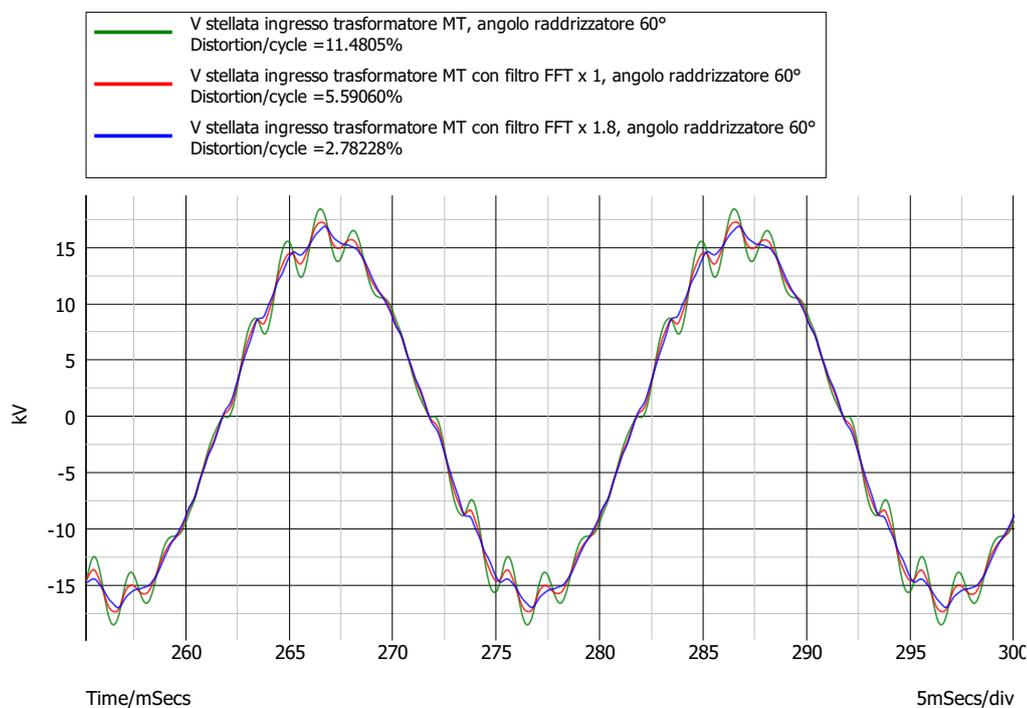


Figure 7.27: Tensione stellata ingresso trasformatore MT.

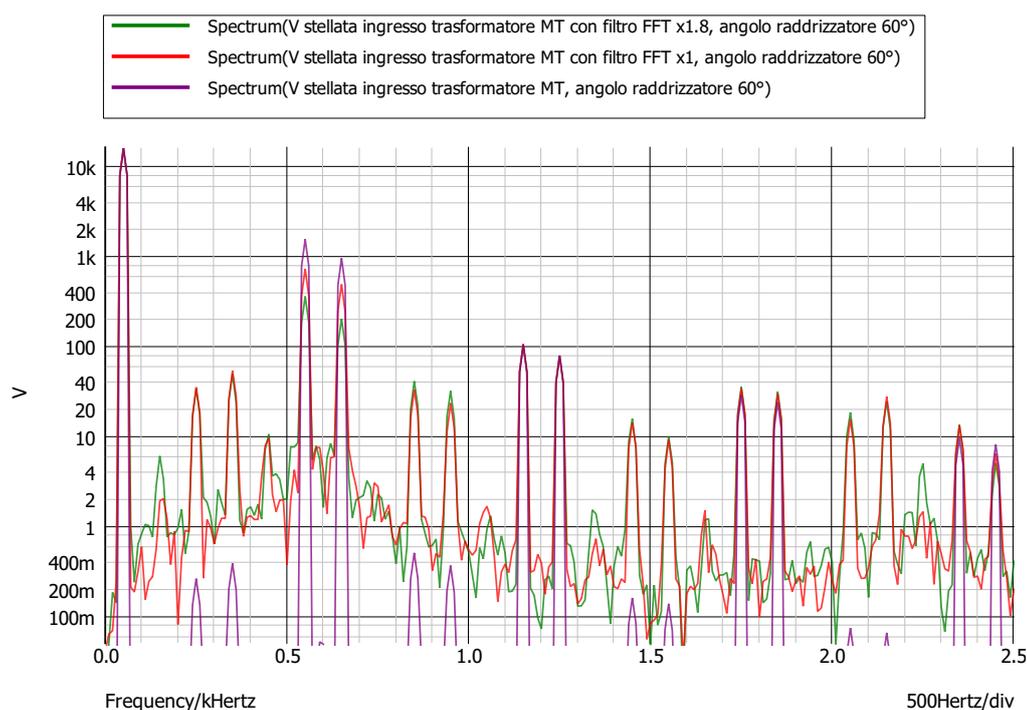


Figure 7.28: Analisi FFT tensione stellata ingresso trasformatore MT.

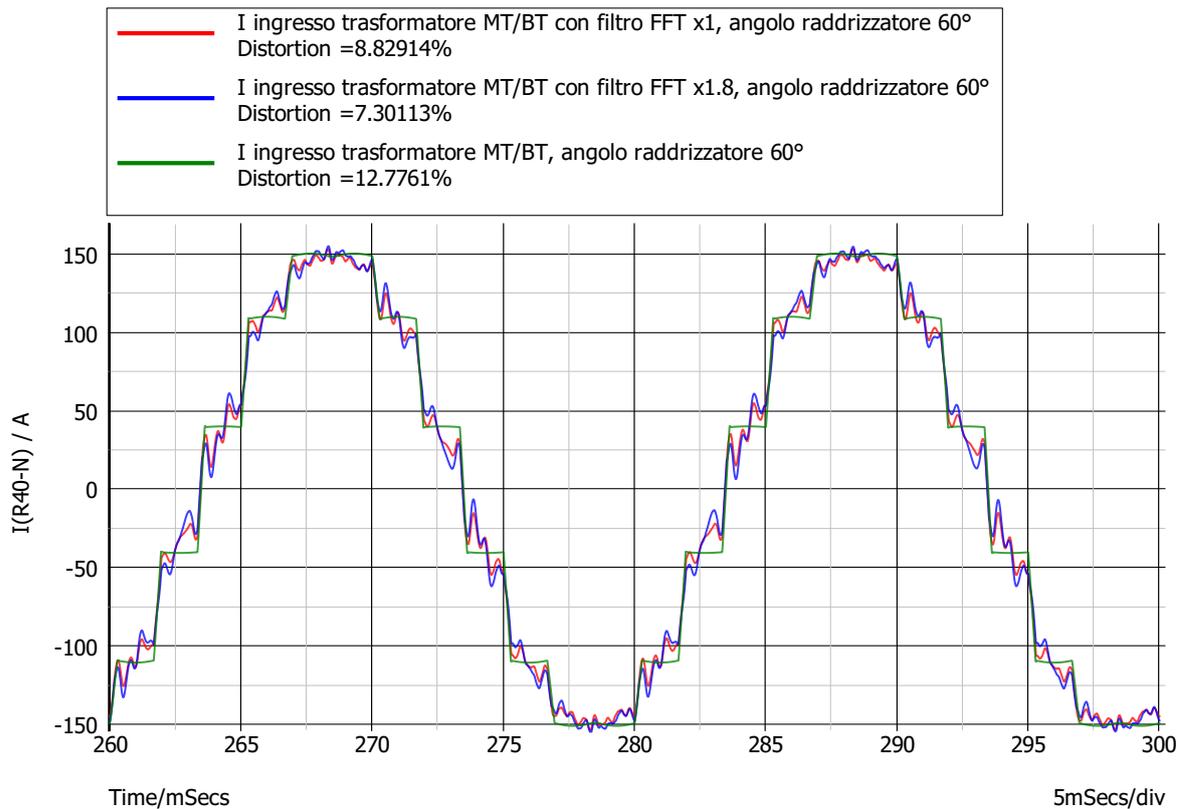


Figure 7.29: Corrente di linea ingresso al trasformatore MT/BT.

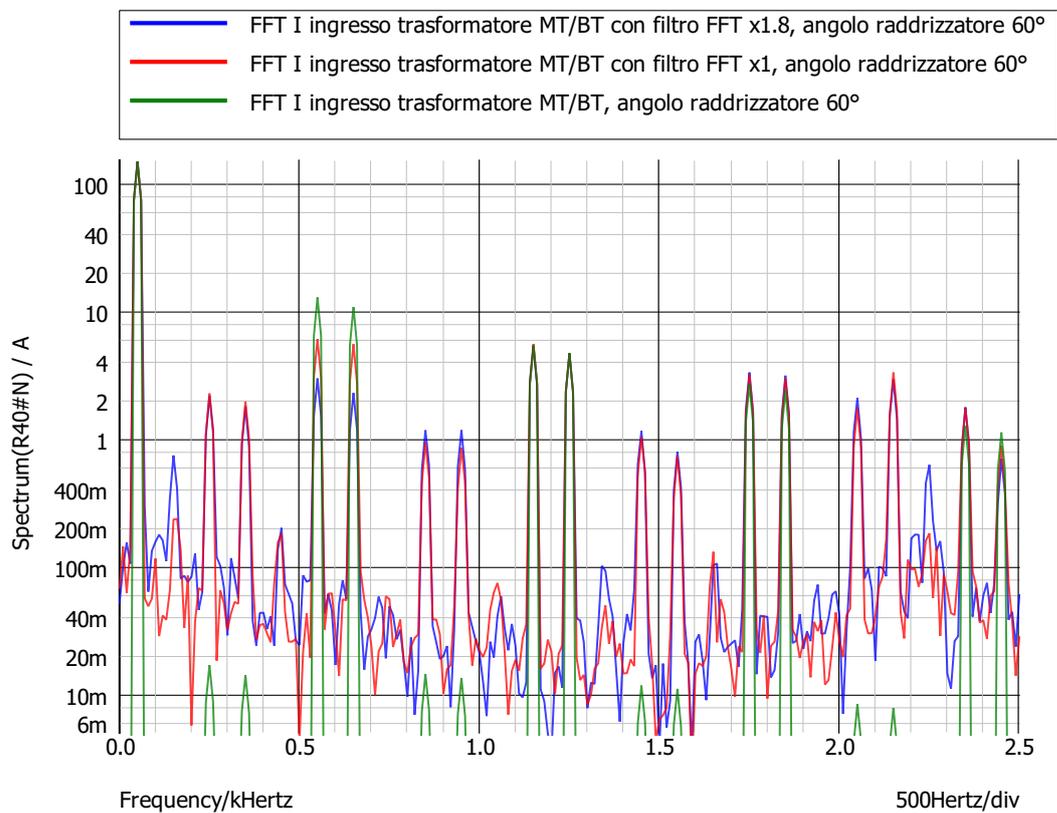


Figure 7.30: Analisi FFT corrente di linea in ingresso al trasformatore MT/BT.

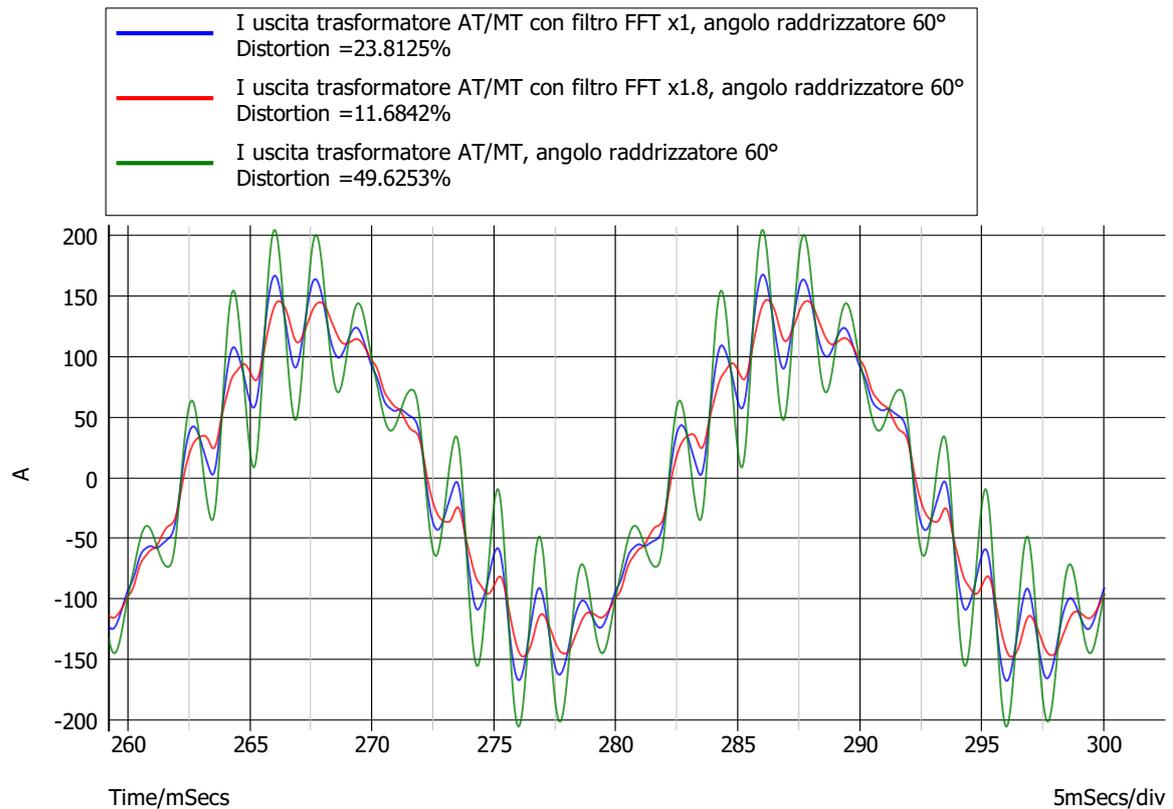


Figure 7.31: Corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.

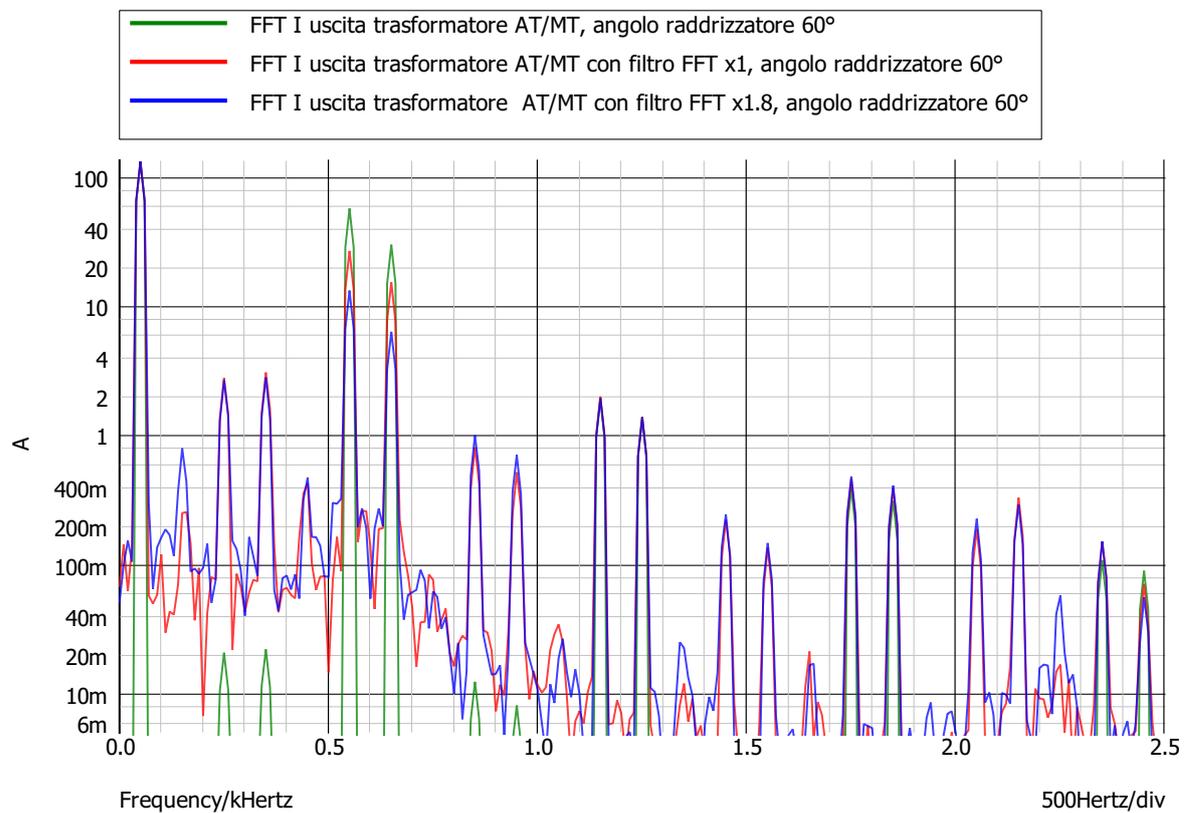


Figure 7.32: Analisi FFT corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.

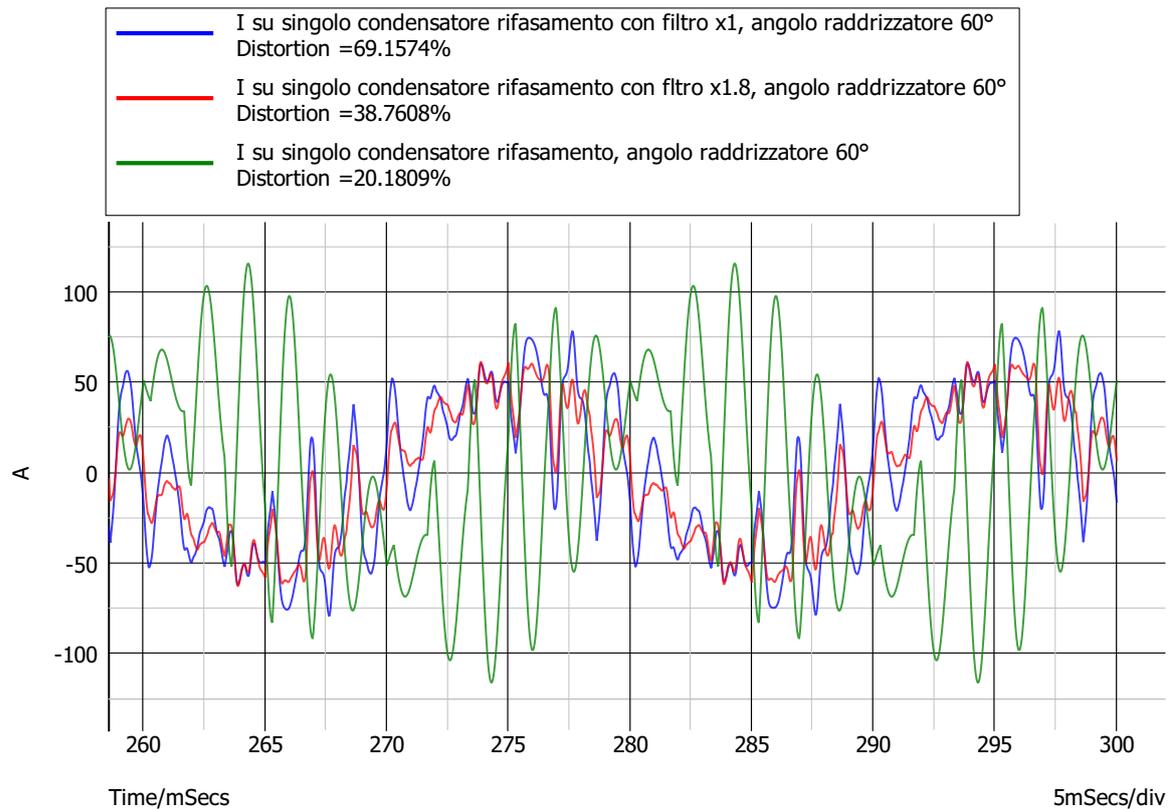


Figure 7.33: Corrente di linea in ingresso ai condensatori di rifasamento.

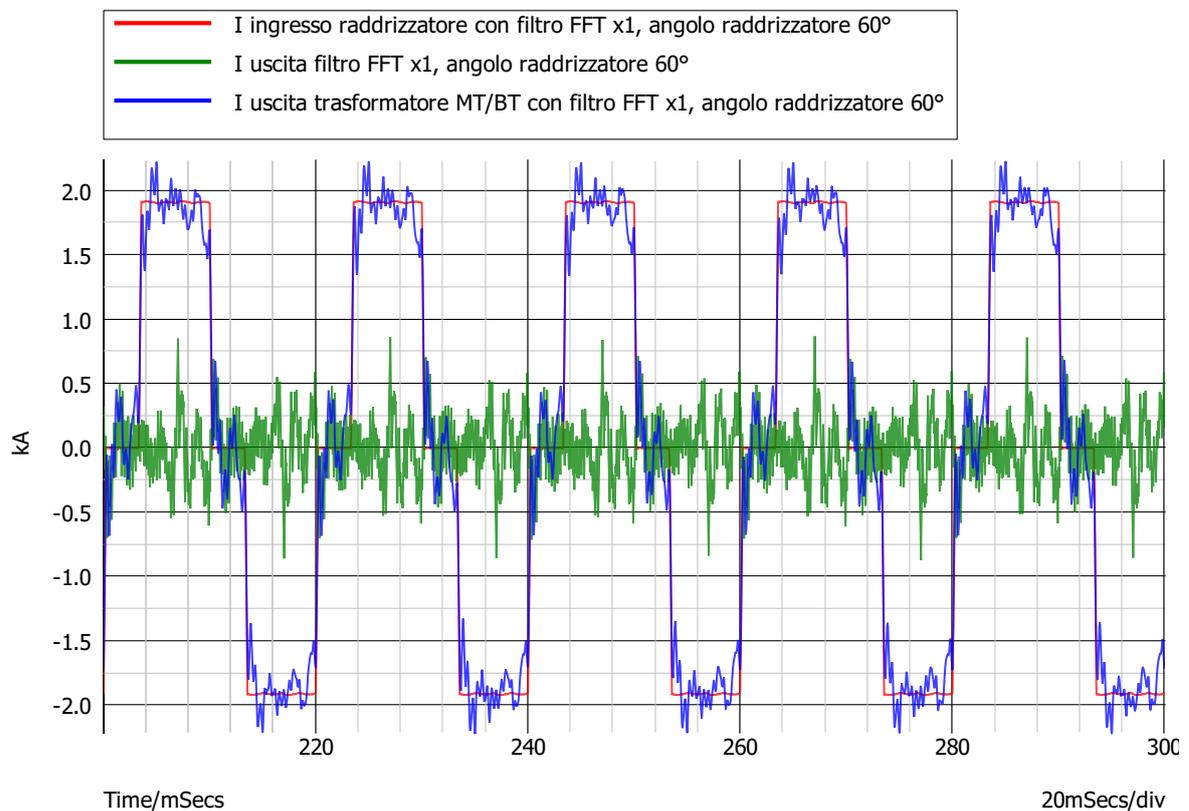


Figure 7.34: Corrente di linea BT e corrente generata dal filtro compensazione x 1.

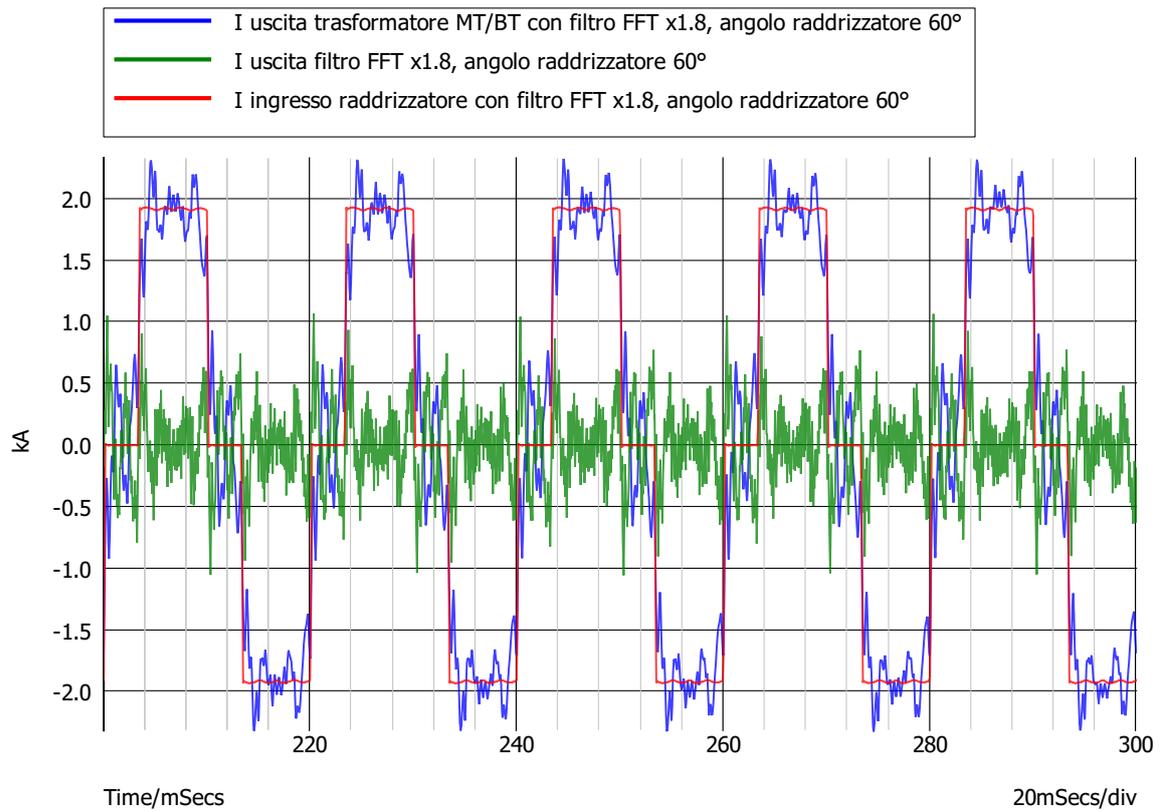


Figure 7.35: Corrente di linea BT e corrente generata dal filtro compensazione x 1.8.

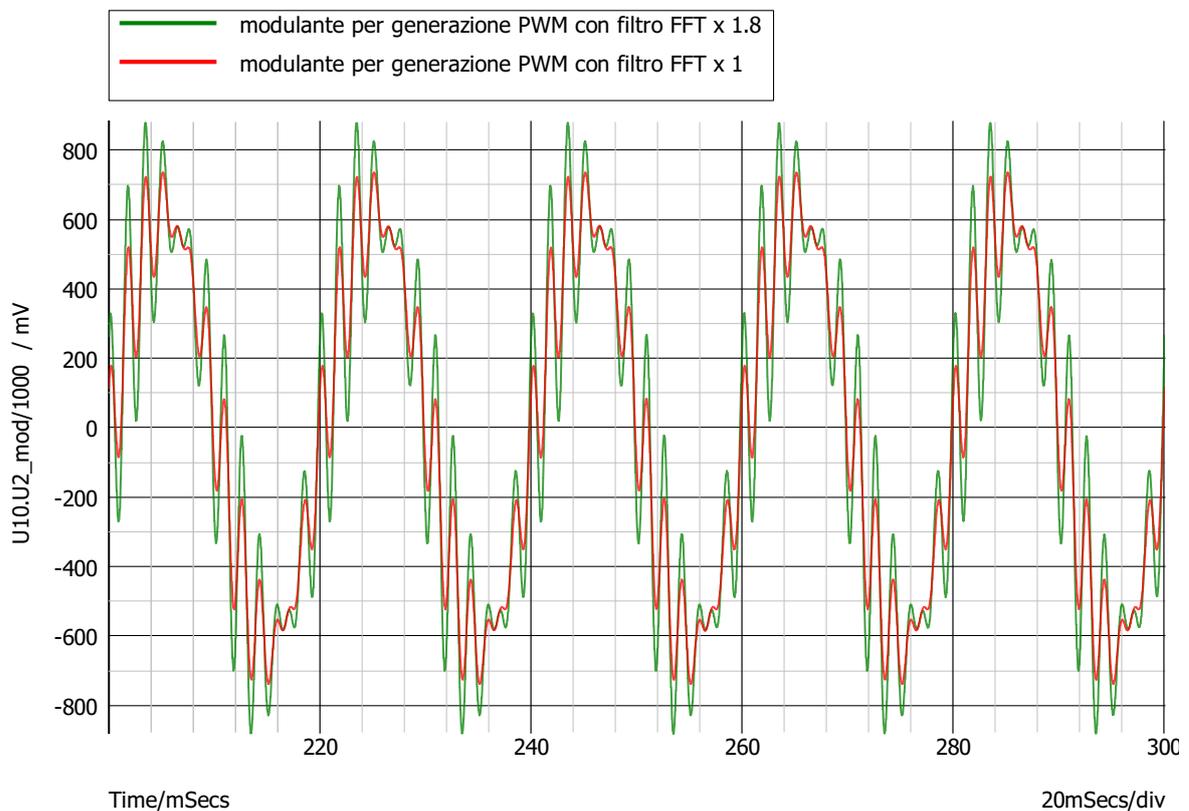


Figure 7.36: Modulante PWM.

7.6 Sistema simulato con inverter (interarmoniche)

7.6.1 Sistema senza filtro, con filtro FFT, con filtro FFT/d-q, tre forni di potenza 4 MW, 4 MW, 3 MW, due banchi di condensatori di rifasamento, angoli di attacco dei raddrizzatori 60° (4 MW), 60° (3 MW), 30° (4 MW)

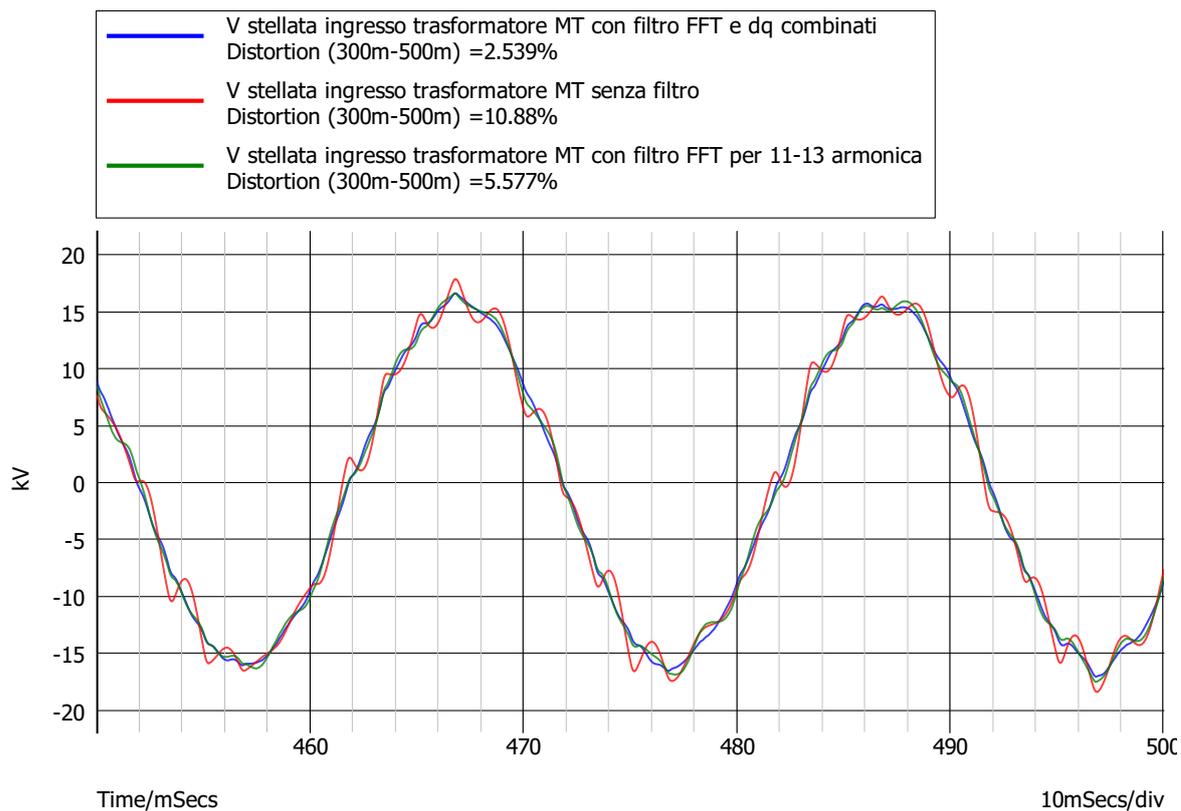


Figure 7.37: Tensione stellata ingresso trasformatore MT.

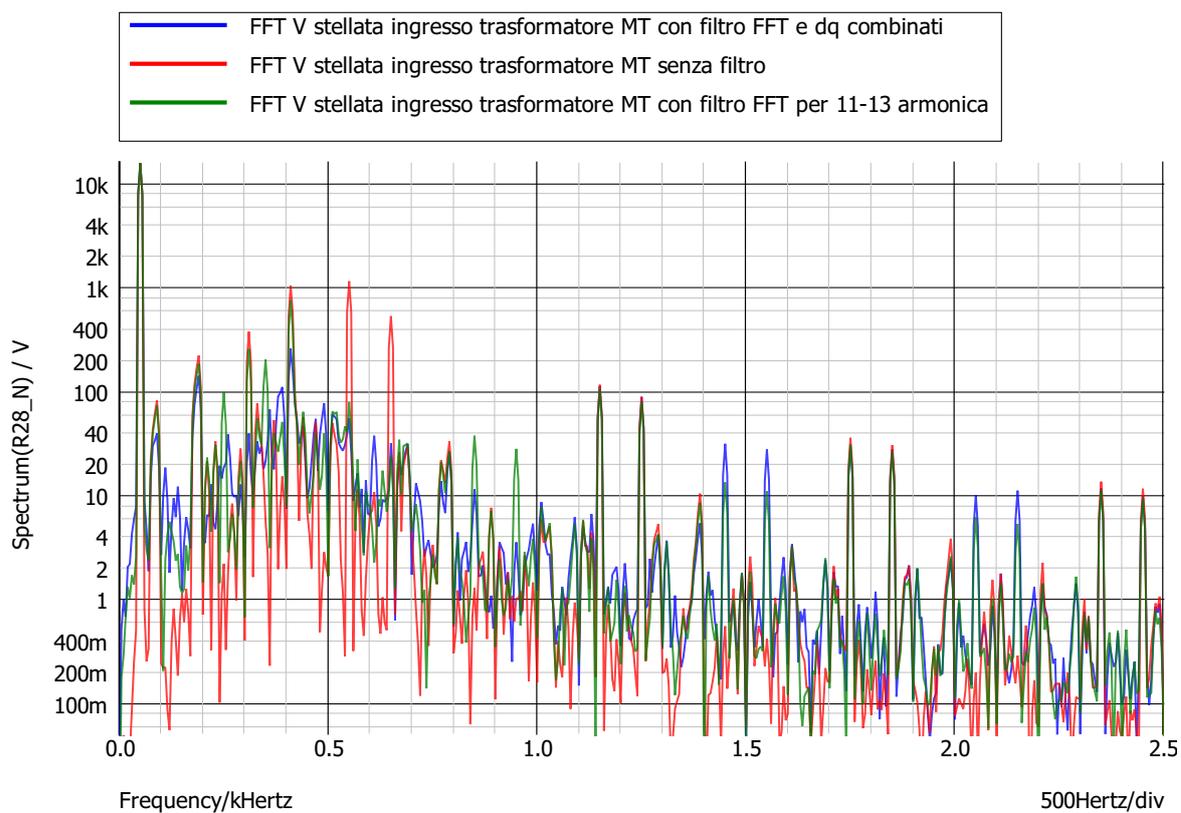


Figure 7.38: Analisi FFT tensione stellata ingresso trasformatore MT.

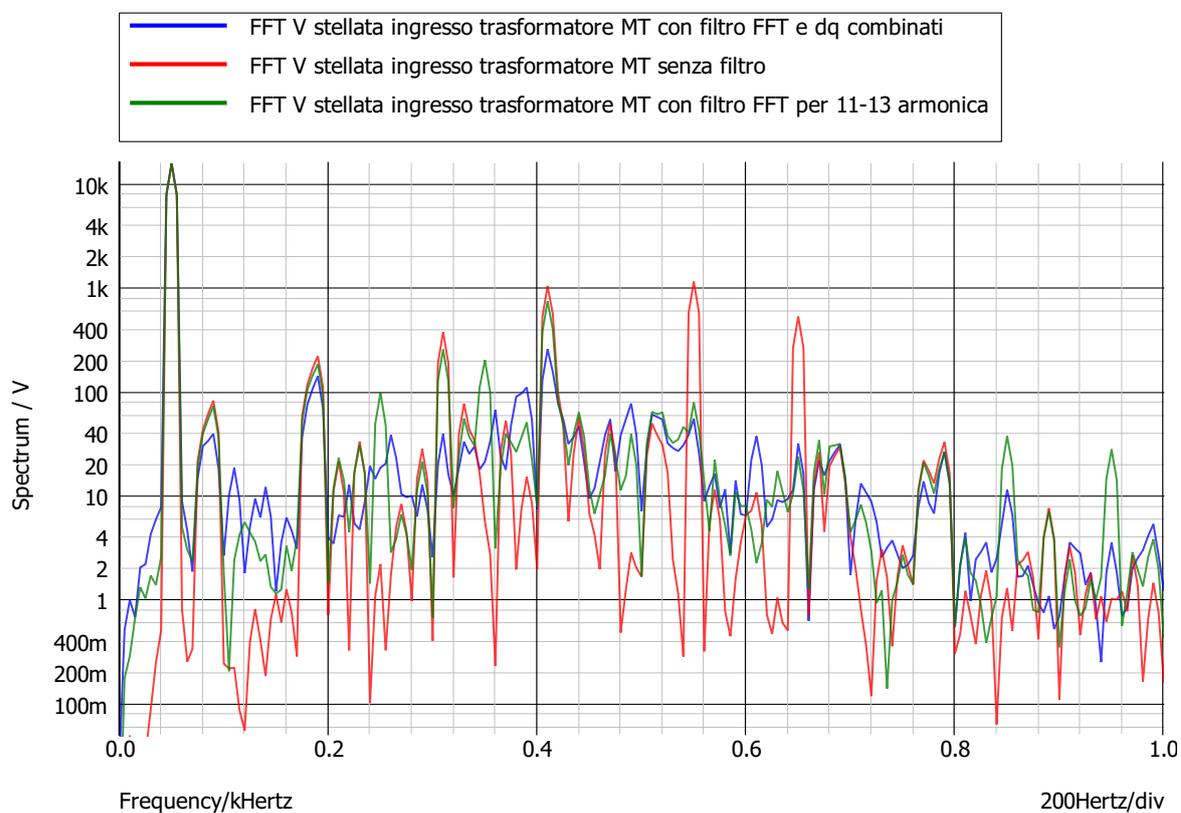


Figure 7.39: Analisi FFT con zoom tensione stellata ingresso trasformatore MT.

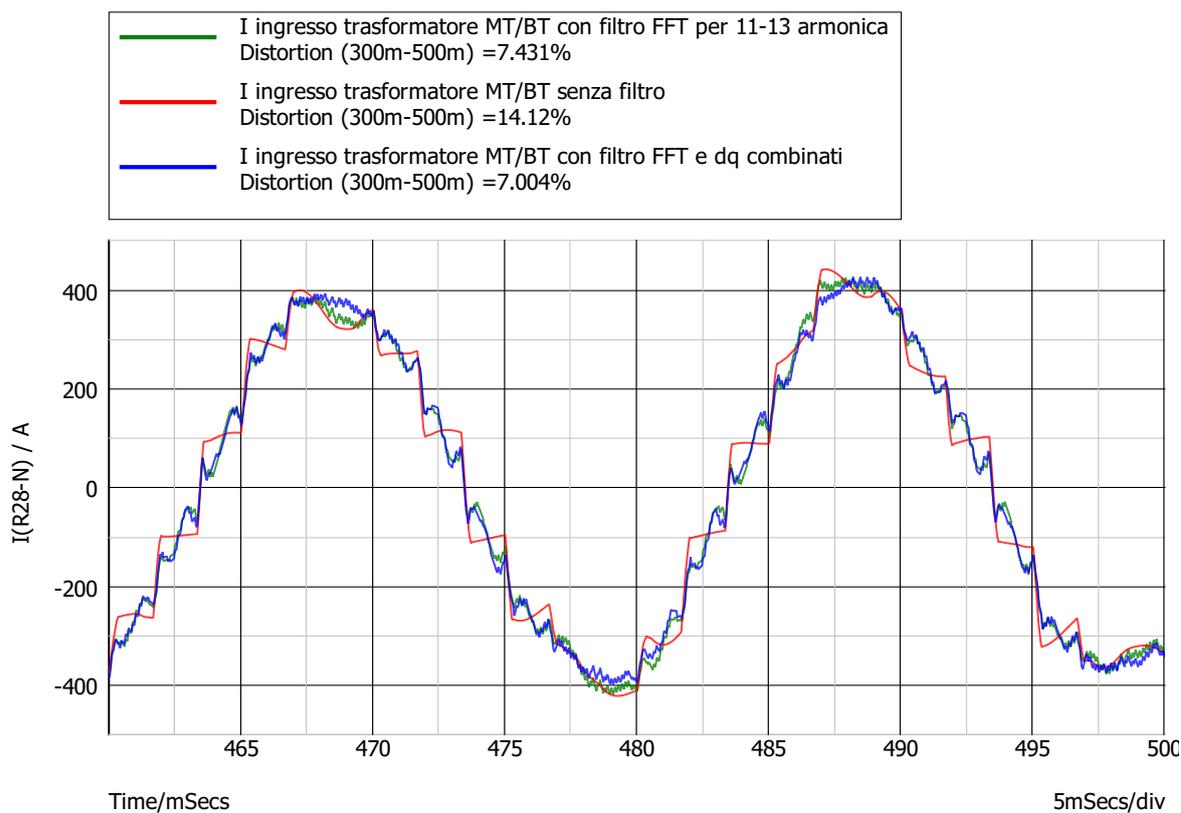


Figure 7.40: Corrente di linea ingresso al trasformatore MT/BT.

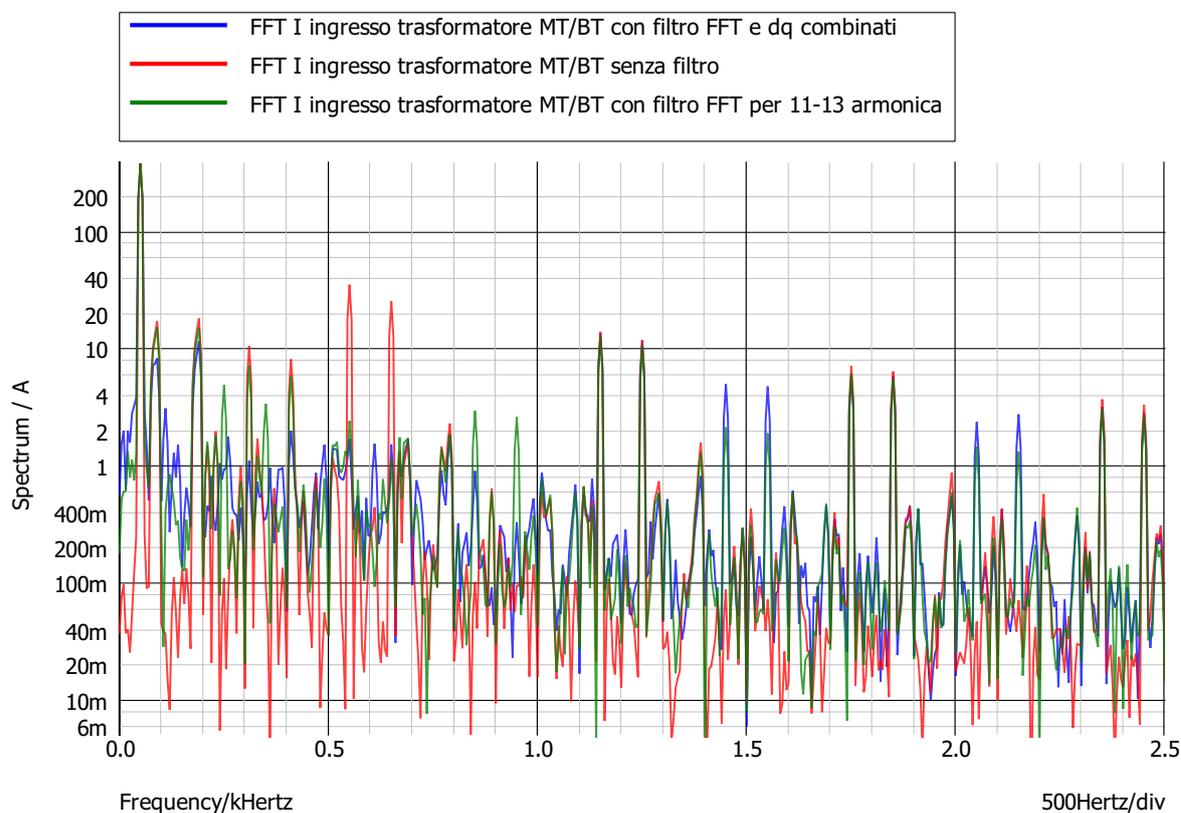


Figure 7.41: Analisi FFT corrente di linea in ingresso al trasformatore MT/BT.

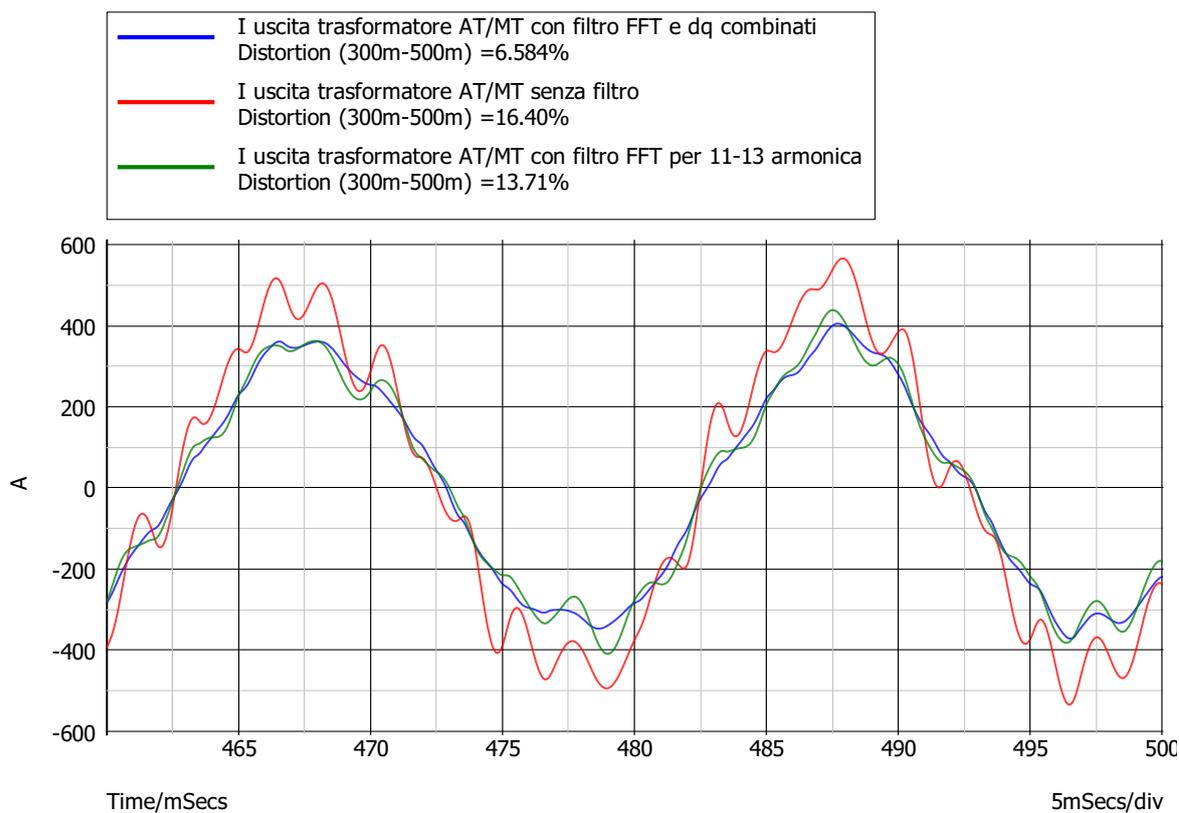


Figure 7.42: Corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.

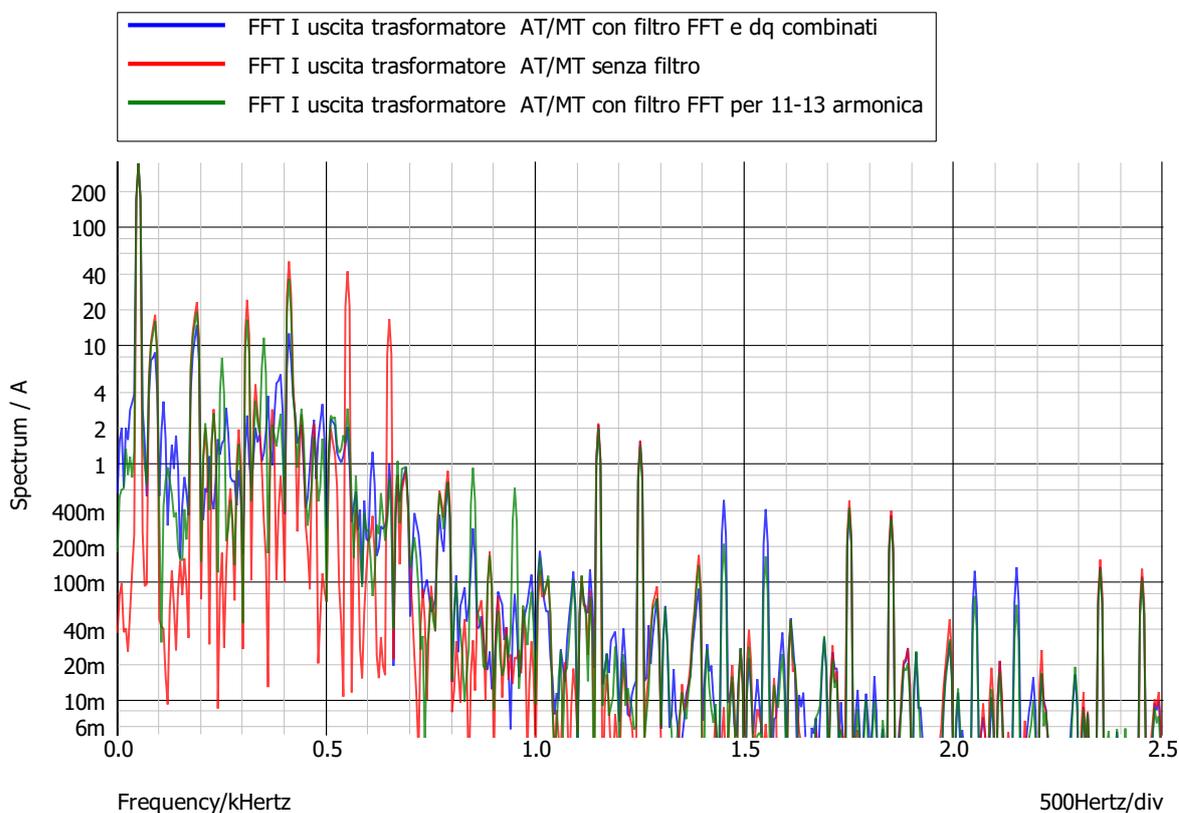


Figure 7.43: Analisi FFT corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.

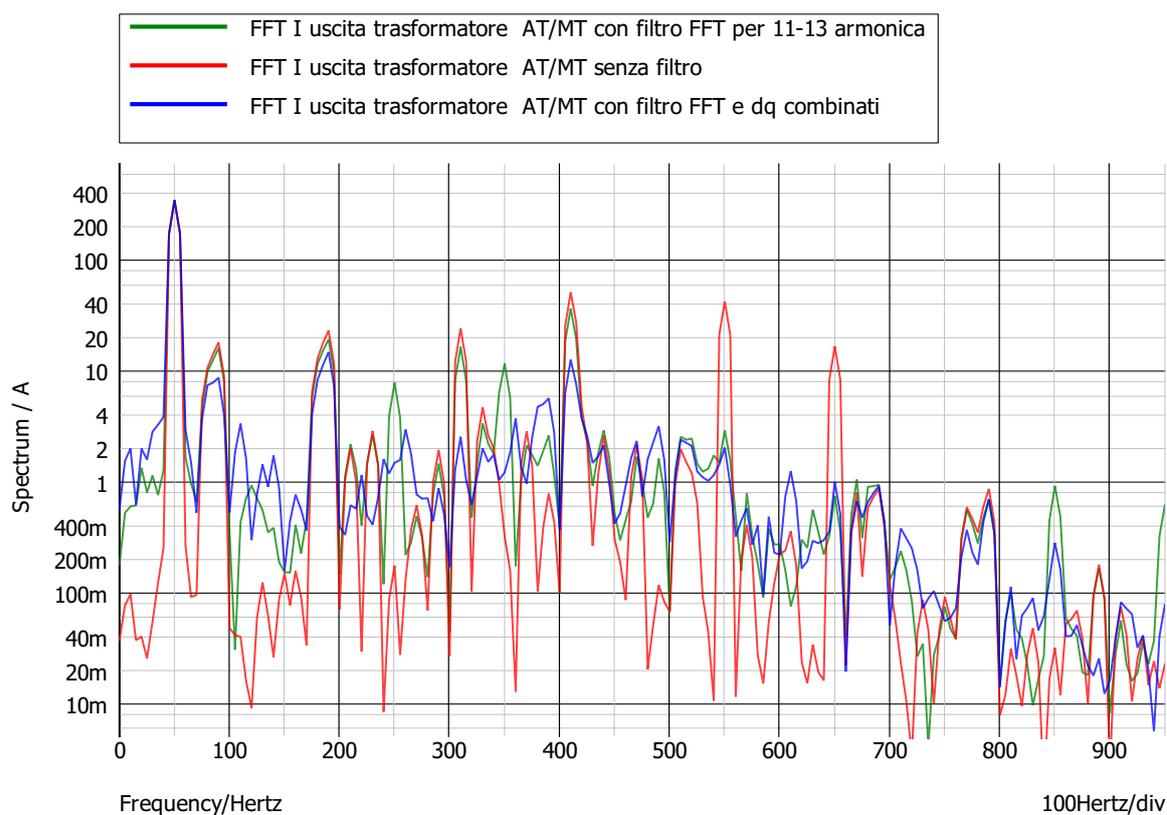


Figure 7.44: Analisi FFT con zoom corrente di linea in uscita dal trasformatore AT/MT.

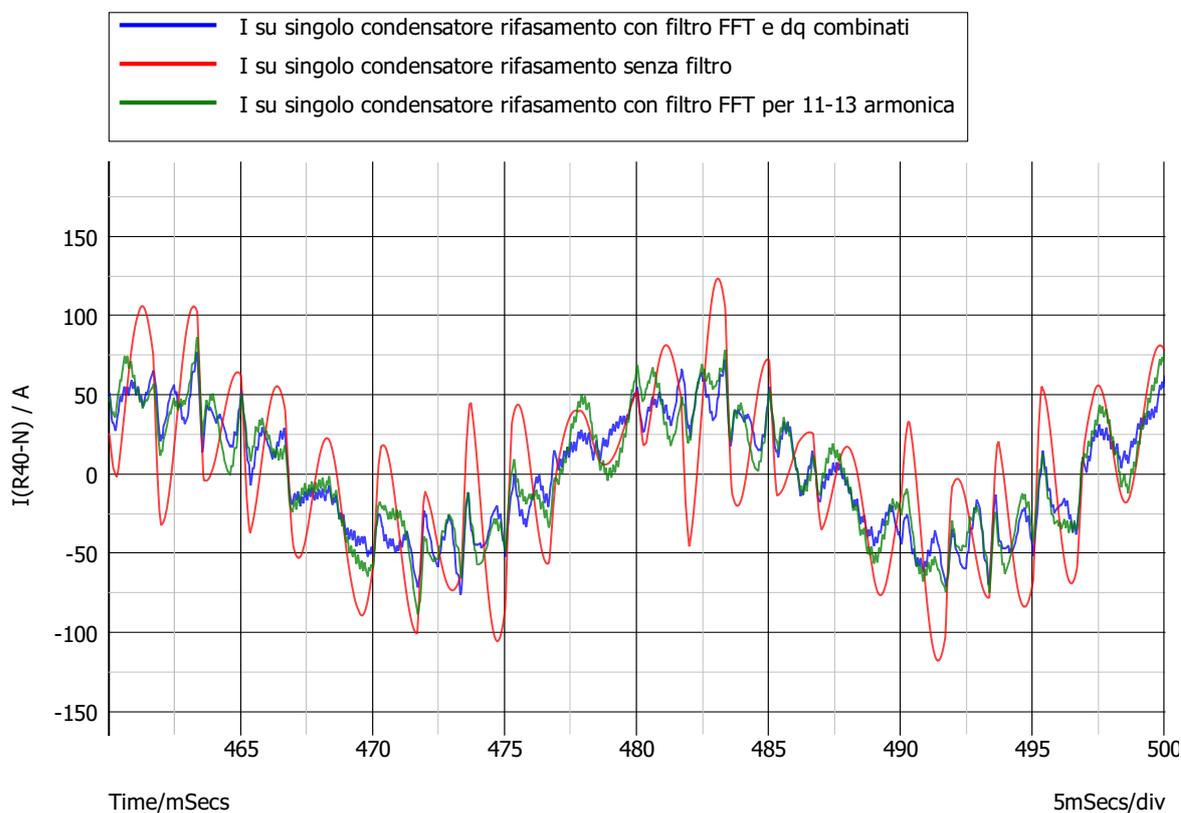


Figure 7.45: Corrente di linea in ingresso ai condensatori di rifasamento.

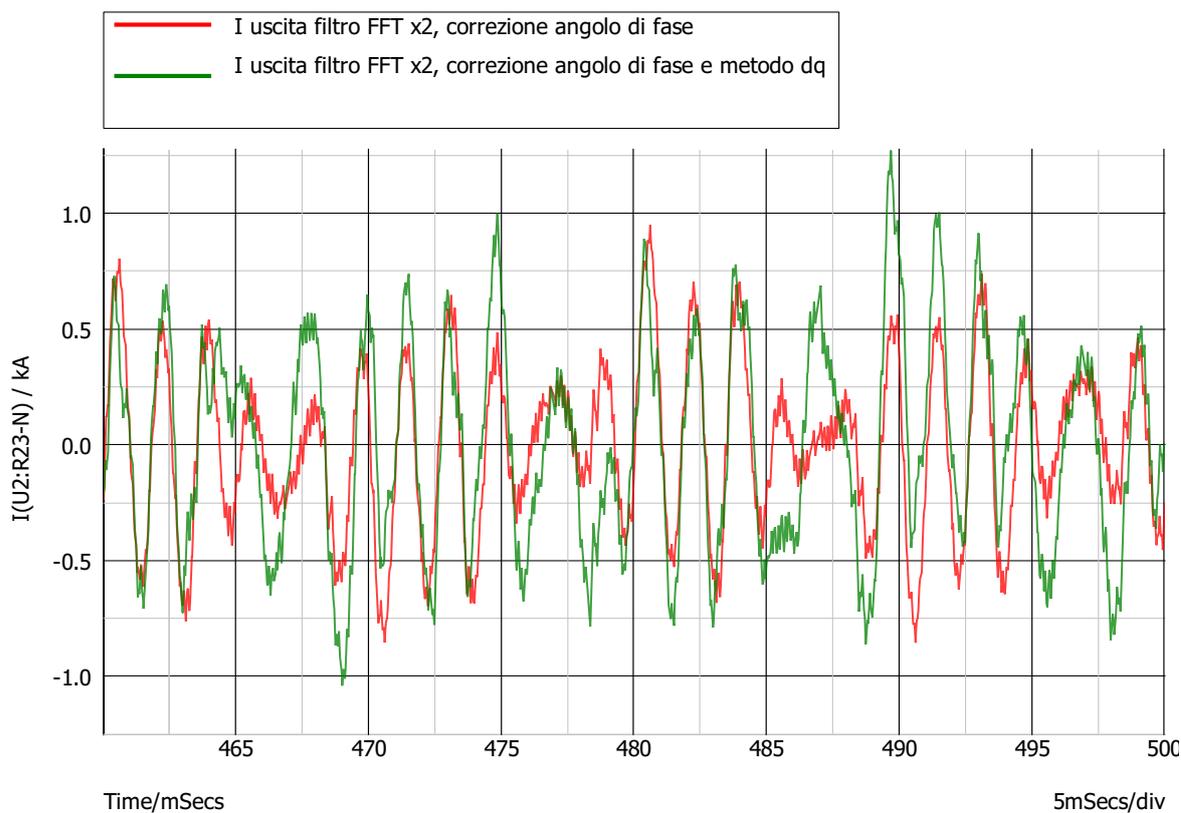


Figure 7.46: Corrente generata dal filtro attivo.

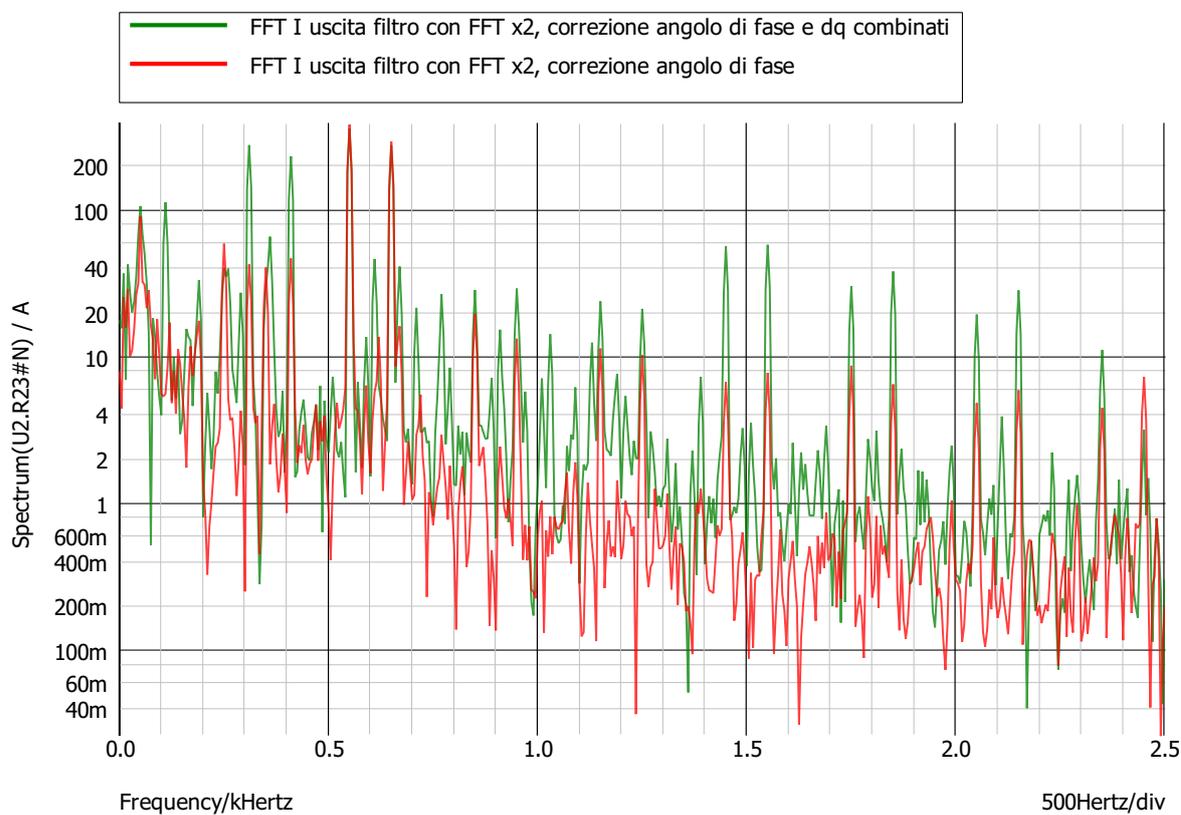


Figure 7.47: FFT corrente generata dal filtro attivo.

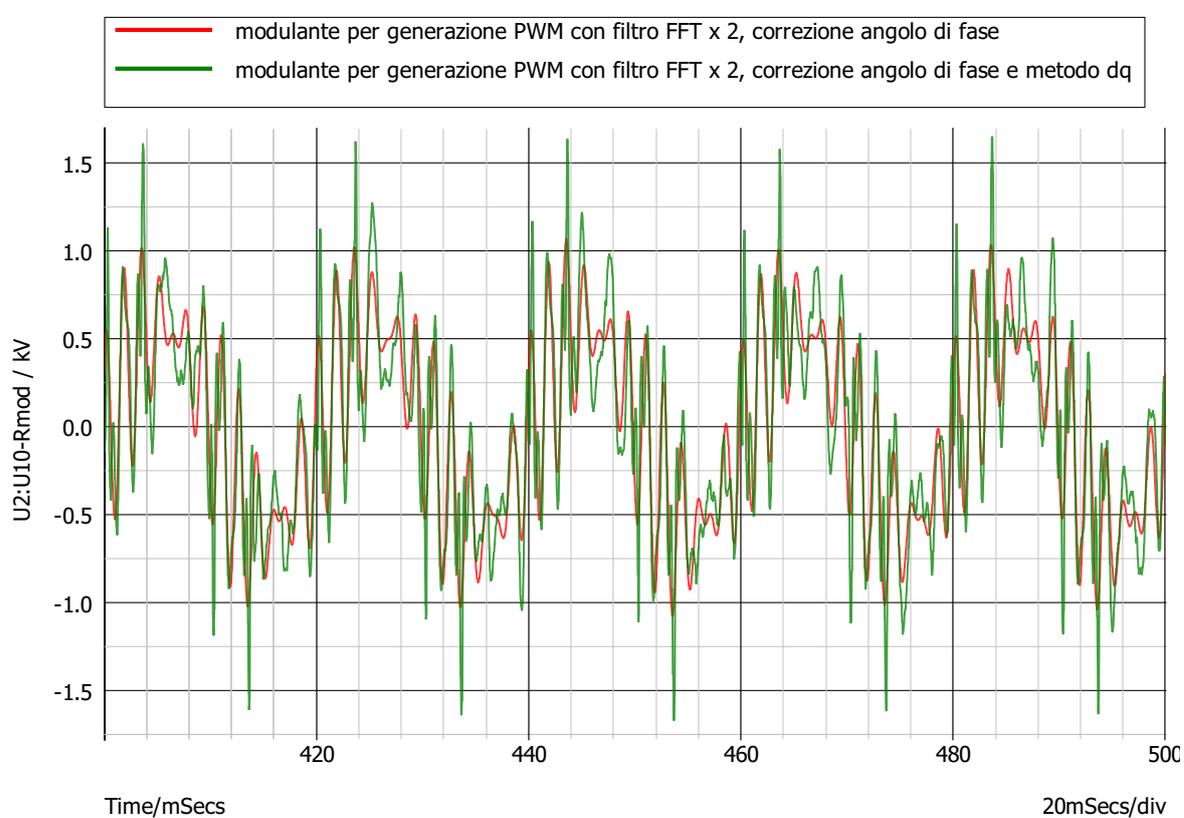


Figure 7.48: Modulante PWM.

Capitolo 8

Conclusioni

Nel presente lavoro di tesi è stata affrontata la problematica dell'inquinamento armonico nella rete elettrica della fonderia VDP di Vicenza. Ciascun forno della fonderia è controllato attraverso un sistema composto da doppio ponte raddrizzatore comandato (12 impulsi) e inverter a corrente impressa. Questi elementi di potenza generano sulla rete elettrica rispettivamente armoniche ed interarmoniche.

Come prima analisi, si è effettuata quindi una simulazione semplificata, attraverso il software di calcolo SIMetrix, trascurando la presenza di interarmoniche nel sistema per il caso di un forno e di tre forni connessi alla rete elettrica. Variando gli angoli di comando degli SCR presenti nel ponte raddrizzatore è stato individuato il caso che presenta il maggiore livello di distorsione armonica (corrispondente ad un angolo di 60°) ed utilizzato come caso studio.

Per la compensazione armonica è stato utilizzato un filtro attivo di potenza (APF) connesso in parallelo ad un ramo del ponte raddrizzatore a 12 impulsi. L'APF introduce nella rete elettrica una corrente capace di compensare le armoniche prodotte nel funzionamento dei ponti raddrizzatori, diminuendo notevolmente la distorsione armonica della tensione e della corrente all'interfaccia con la rete di alimentazione. Per la generazione dei segnali necessari al comando degli IGBT dell'APF è stata utilizzata la tecnica PWM. Per la generazione della modulante, necessaria per il funzionamento della tecnica PWM, è stato utilizzato il metodo di estrazione delle componenti armoniche della corrente nel dominio della frequenza attraverso l'uso della trasformata di Fourier veloce (FFT). Il metodo nel dominio del tempo che utilizza per il suo funzionamento le trasformazioni in assi d-q delle componenti di corrente è risultato invece non applicabile al caso studio vista la posizione del filtro sulla rete. I risultati numerici, a seguito dell'applicazione del filtro, sono stati ricavati imponendo i valori di guadagno dell'anello aperto di controllo a $x 1$, per la compensazione delle armoniche prodotte da un solo ponte raddrizzatore, e a $x 1.8$, per le armoniche prodotte da due ponti raddrizzatori. I livelli di distorsione armonica totale di tensione e corrente (THD) misurati al PCC sono risultati ridotti del 50% nel caso di guadagno a $x 1$, e del 75% nel caso di guadagno a $x 1.8$.

Sono state poi considerate nel modello numerico le interarmoniche prodotte dal funzionamento dell'inverter per il caso di tre forni. Con la presenza delle interarmoniche i livelli di THD al PCC risultano incrementati di circa il 19% per la corrente, e di circa il 42% per la tensione.

Per ridurre tale incremento dovuto alle interarmoniche è stato necessario sviluppare un metodo risultato dalla combinazione dei metodi FFT e d-q; tale metodo è stato denominato FFT + dq. L'applicazione del metodo FFT + dq ha permesso di compen-

sare le armoniche più rilevanti presenti nel sistema (11esima - 13esima) con l'FFT, le interarmoniche ed i transitori veloci con il dq.

In questo caso applicando il solo metodo FFT i valori di THD al PCC risultano ridotti di circa il 16% per la corrente, e di circa il 49% per la tensione rispetto ai valori senza l'applicazione del filtro.

Applicando il metodo FFT + dq i valori risultano ulteriormente ridotti di circa il 47% per la corrente, e di circa il 54% per la tensione rispetto al caso del solo FFT.

In questo caso, laddove il metodo dq non è risultato applicabile, il metodo FFT + dq ha condotto ai risultati desiderati per la mitigazione delle interarmoniche.

In ultima analisi, i valori di THD al PCC per la corrente e per la tensione sono stati confrontati con i valori raccomandati dallo standard IEEE 519-2014. Tramite l'applicazione del metodo FFT + dq il valore di THD, nel caso della corrente, si discosta leggermente da quello standard, mentre, nel caso della tensione, il valore di THD risulta altamente al di sotto. Bisogna ricordare che è stato preso come caso studio la casistica peggiore e quindi per le altre condizioni di funzionamento si rientra con molta probabilità negli standard normativi.

Per eventuali sviluppi futuri si prevede la possibilità di migliorare i risultati ottenuti in caso di dinamica veloce del sistema. Questo è possibile variando la tecnica di estrazione delle componenti armoniche nel dominio della frequenza dalla FFT alla RDFT. Questa tecnica permette, dopo il primo periodo, di ottenere la conoscenza dei valori delle componenti armoniche presenti nel sistema con continuità. Una miglioria sulla precisione del filtro è realizzabile attraverso la variazione del tipo di anello di controllo da aperto a chiuso. Un anello chiuso possibile è il controllo del valore dell'angolo di fase delle componenti armoniche, in questo modo è possibile compensare completamente le armoniche di entrambi i rami del ponte raddrizzatore (con guadagno $\times 2$).

Bibliografia

- [1] ABB (2018). *Guida alle armoniche negli azionamenti in c.a.*
- [2] Arif, M. R., F. Mahmood, M. Hashmi, and S. Hanninen (2012, sep). Application of passive filters to mitigate power quality problems caused by induction furnaces. In *2012 IEEE International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis*. IEEE.
- [3] Asiminoaei, L., F. Blaabjerg, and S. Hansen (2007, 08). Detection is key - harmonic detection methods for active power filter applications. *Industry Applications Magazine, IEEE 13*, 22 – 33.
- [4] CEI (2018). *CEI EN 61000-*.
- [5] Dugan, R. and L. Conrad (1999). Impact of induction furnace interharmonics on distribution systems. In *1999 IEEE Transmission and Distribution Conference (Cat. No. 99CH36333)*. IEEE.
- [6] G.Chicco (2018). *Appunti del corso di distribuzione e utilizzazione dell'energia elettrica.*
- [7] Halpin, M. (2014, January). Ieee recommended practices and requirements /or harmonic control in electrical power systems. *ieee standard 519*.
- [8] Ltd., S. T. (2018, February). *Users manual Simetrix*.
- [9] Massoud, A. M., S. Ahmed, and A. S. Abdel-Khalik (2014, may). Active power filter. In *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, pp. 534–572. John Wiley & Sons, Ltd.
- [10] Peng, F. Z. and D. J. Adams (1999, Oct). Harmonic sources and filtering approaches-series/parallel, active/passive, and their combined power filters. In *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No.99CH36370)*, Volume 1, pp. 448–455 vol.1.
- [11] Raghavendiran, T., Thiruvengadam, and K. Udayakumar (2002). Designing filter for harmonic suppression for industrial plant as per IEEE-519 standard. In *2002 IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering. TENCOM '02. Proceedings*. IEEE.
- [12] Rahim, N., S. Mekhilef, and Z. Islam (2005, nov). A new approach for harmonic compensation using single- phase hybrid active power filter. In *TENCON 2005 - 2005 IEEE Region 10 Conference*. IEEE.

-
- [13] Sharaf, A. and M. El-Moursi (2003). Stability and power quality enhancement using a combined capacitive compensation and active power filter. In *10th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, 2003. ICECS 2003. Proceedings of the 2003*. IEEE.
- [14] Srivastava, K. K., S. Shakil, and A. V. Pandey (2013). Harmonics & its mitigation technique by passive shunt filter.
- [15] Teke, A., L. Saribulut, M. Emin Meral, and M. Tümay (2011, 01). Active power filter: Review of converter topologies and control strategies. *Gazi University Journal of Science* 24, 283–289.
- [16] Unnikrishnan, A., J. Aby, and T. S. Joshi (2007). Three-level converter based active filter for harmonic compensation of 4mw induction furnace. In *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*. IEEE.