

POLITECNICO DI MILANO

Scuola di ingegneria industriale e dell'informazione

Corso di laurea magistrale in ingegneria elettrica



**PROGETTAZIONE E REALIZZAZIONE DI UN
CONVERTITORE DC-DC FAIL OPERATIONAL PER
AUTOMOTIVE**

Relatore: Prof. Luigi Piegari

Tesi di laurea di:

Francesco Bertino

Matricola 853757

Anno accademico 2016/2017

Ringraziamenti

Ringrazio tutte le persone che mi hanno supportato durante questo percorso.

La mia famiglia, in particolare i miei genitori, i compagni di corso e gli amici che mi hanno permesso di affrontare questi anni con la serenità necessaria.

Un ringraziamento particolare va al Professor Piegari per la competenza, la disponibilità e la pazienza dedicatemi, nonché agli altri professori del dipartimento di ingegneria elettrica che con grande disponibilità mi hanno aiutato a portare avanti questo elaborato.

In un mondo dove la crescita tecnologica è sempre più orientata alla ricerca della sostenibilità, anche nel settore della mobilità è sempre più necessaria una nuova visione del modello stesso di sistema, per questo si fa sempre più strada la realtà dell'auto elettrica.

Auto elettrica non significa semplicemente un cambio nel metodo di propulsione dei veicoli, ma significa l'apertura di nuovi scenari e nuove possibilità, come la realizzazione di un sistema di trasporto in cui l'integrazione di una tecnologia intelligente renda l'umano non più conducente del veicolo ma semplicemente passeggero.

L'integrazione dell'intelligenza nel veicolo necessita una crescita tecnologica coerente, cioè che sia in grado di garantire componenti capaci di gestire emergenze di qualunque origine, interna o esterna al veicolo, al fine di ottenere la sicurezza degli utenti del veicolo ma anche di tutti gli altri utenti del sistema di trasporto.

In questo contesto la seguente tesi si propone la progettazione e la realizzazione del prototipo di un convertitore che abbia lo scopo di alimentare, a partire dal gruppo di batterie di trazione, tutti i servizi presenti su un veicolo a guida automatica. Inoltre, al fine di garantire l'operatività del componente, dovrà rispettare il requisito di fail operational, ossia dovrà essere in grado di garantire la funzionalità, totale o parziale, in caso si guasti uno qualunque dei componenti di cui è costituito.

In a world where technological growth is increasingly oriented towards the sustainability, also in mobility there is a new vision of the system itself, which is why the electric car is becoming a stronger and stronger reality.

Electric cars do not simply represent a change in the traction systems, but also the introduction of new scenarios and new possibilities, such as the creation of a transport system in which the integration of intelligent technology makes humans no longer drivers but simply passengers.

The integration of the intelligence in the vehicle needs a consistent technological growth, guaranteeing components able to handle emergencies of any origin, inside or outside the vehicle, in order to obtain the safety of the passengers and of all the other users of transport system.

In this context, this thesis proposes the design and the realization of a DC/DC power converter that supplies the onboard power-net from the power traction batteries. Since on an automatic guided vehicle are present several electric actuators, the power converter has to manage high power level. Moreover, in order to guarantee the component operativity, it must respect the requirement of fail operational, so it has to be able to ensure the total or partial functionality, in case of one of its components fails.

Indice dei contenuti

Ringraziamenti.....	I
Sintesi	2
Abstract	3
Indice dei contenuti.....	5
Indice delle figure	8
Indice delle tabelle	11
Introduzione	13
1. Specifiche di progetto.....	15
2. Scelta della struttura di conversione.....	17
2.1 Stadi di conversione	17
2.2 Livelli di tensione	18
2.3 Frequenza di lavoro	19
3. SOLUZIONE A	21
3.1 Dimensionamento dei filtri di uscita dei convertitori.....	21
3.1.1 Ponte a diodi.....	21
3.1.2 Convertitore Buck.....	22
3.2 Dimensionamento dei componenti magnetici	26
3.2.1 Trasformatore.....	26
3.2.2 Induttore.....	32
3.3 Controllo del convertitore	34
3.3.1 Controllo dell'inverter	34
3.3.2 Controllo del Buck	35
3.4 Metodo di gestione dei guasti.....	43
3.4.1 Inverter	43
3.4.2 Trasformatore.....	44
3.4.3 Ponte raddrizzatore	45
3.4.4 Buck	47
3.5 Simulazione di funzionamento	49
3.5.1 Normale funzionamento	49
3.5.2 Funzionamento durante guasto	54
4. SOLUZIONE B	59
4.1 Dimensionamento dei filtri di uscita dei convertitori.....	59
4.1.1 Ponte a diodi.....	59

4.2 Dimensionamento dei componenti magnetici	59
4.2.1 Trasformatore.....	59
4.3 Controllo del convertitore	62
4.3.1 Controllo dell'inverter	62
4.4 Metodo di gestione dei guasti.....	72
4.4.1 Trasformatore.....	72
4.4.2 Inverter	75
4.5 Simulazione di funzionamento	76
4.5.1 Normale funzionamento	76
4.5.2 Funzionamento durante guasto	82
5. Confronto delle due soluzioni	85
5.1 Prestazioni	85
5.2 Affidabilità	87
5.3 Robustezza.....	87
5.4 Dimensioni.....	87
5.5 Costi	88
5.6 Flessibilità	88
5.7 Riassunto del confronto	88
6. Realizzazione della soluzione A	89
6.1 Scelta dei componenti	89
6.1.1 Inverter	89
6.1.2 Ponte raddrizzatore a diodi	89
6.1.3 Buck	90
6.1.4 Driver	91
6.2 Realizzazione dei componenti magnetici	92
6.2.1 Realizzazione del trasformatore	92
6.2.2 Realizzazione dell'induttore	94
6.3 Strumenti di misura	94
6.3.1 Misure di corrente	94
6.3.2 Misure di tensione.....	95
6.4 Gestione delle alimentazioni	95
6.5 Disegno della PCB	98
6.5.1 Schematico	98
6.5.2 Board	98
6.5.3 Connettori per i diodi	99
6.5.4 Disegno finale.	100

6.6 Realizzazione della PCB	102
Riferimenti bibliografici	105
Appendice 1: potenza trasmissibile da un inverter trifase in presenza di singolo guasto	107
Metodologia di studio	107
Determinazione delle tensioni	108
Tensioni concatenate	110
Tensioni di fase	111
Determinazione delle correnti	112
Corrente tra 0° e 60°	112
Corrente tra 60° e 120°	115
Potenza trasmissibile	117
Limiti di validità	118

Indice delle figure

Figura 1, AutoDrive.....	13
Figura 2, range di operatività al variare della tensione di ingresso.....	15
Figura 3, scelta della struttura di conversione	17
Figura 4, scelta della struttura di conversione	17
Figura 5, scelta della struttura di conversione	17
Figura 6, strutture proposte	18
Figura 7, livelli di tensione	19
Figura 8, filtro capacitivo del ponte raddrizzatore	21
Figura 9, andamento qualitativo della forma d'onda in uscita dal trasformatore	21
Figura 10, filtri del convertitore buck	22
Figura 11, principio di riduzione dell'oscillazione con la tecnica del phase-shifting	23
Figura 12, realizzazione del controllo interleaved.....	23
Figura 13, effetto della modulazione interleaved	24
Figura 14, PWM inverter in normale funzionamento	34
Figura 15, limitazione della corrente di inserzione	35
Figura 16, effetto della limitazione di corrente sulla PWM.....	35
Figura 17, Corrente raddrizzata, effetto della limitazione di corrente durante un avviamento a pieno carico.	35
Figura 18, principio di regolazione	36
Figura 19, buck: sistema fisico	36
Figura 20, buck: modello circuitale	36
Figura 21, Buck: modello di piccolo segnale.....	37
Figura 22, Buck: modello di piccolo segnale trasformato in Laplace	38
Figura 23, diagramma di bode della funzione di trasferimento di corrente in anello chiuso e anello aperto.....	39
Figura 24, diagramma di bode della funzione di trasferimento in anello chiuso di tensione a vuoto (H_{V_v}), a carico (H_{V_c}) e nel punto di taratura (H_{V_t}).....	40
Figura 25, regolatore di tensione, saturazione dinamica	41
Figura 26, risultato della misura di resistenza.....	41
Figura 27, azione della saturazione dinamica	42
Figura 28, riconfigurazione della modulazione in caso di guasto al trasformatore	45
Figura 29, riconfigurazione della limitazione di corrente per guasto del trasformatore	45
Figura 30, andamento delle tensioni in caso di guasto di un diodo del ponte raddrizzatore trifase.....	46
Figura 31, andamento delle tensioni ne ponte raddrizzatore in funzionamento monofase	46
Figura 32, anello chiuso di tensione a vuoto e a pieno carico con singolo buck, bode.	47
Figura 33, riconfigurazione dell'anello di tensione per guasto di un buck.....	48
Figura 34, Soluzione A, normale funzionamento, Andamento delle tensioni con variazione di carico.....	49
Figura 35, Soluzione A, normale funzionamento, Andamento delle correnti con variazione di carico.....	49
Figura 36, Soluzione A, normale funzionamento, Andamento delle tensioni con variazione della tensione di ingresso.....	50
Figura 37, Soluzione A, normale funzionamento, Andamento delle correnti con variazione della tensione di ingresso.....	51
Figura 38, Soluzione A, normale funzionamento, Andamento delle tensioni con variazione di carico e i n presenza di batteria in uscita.	51
Figura 39, Soluzione A, normale funzionamento, Andamento delle correnti con variazione di carico e i n presenza di batteria in uscita.	52

Figura 40, Soluzione A, normale funzionamento, andamento delle tensioni con variazione di carico in presenza di rumore sulle misure di tensione e corrente.	52
Figura 41, Soluzione A, normale funzionamento, andamento delle correnti con variazione di carico in presenza di rumore sulle misure di tensione e corrente.	53
Figura 42, Soluzione A, guasto dell'inverter, andamento delle tensioni con carico massimo.	54
Figura 43, Soluzione A, guasto dell'inverter, andamento delle correnti con carico massimo.	54
Figura 44, Soluzione A, guasto del trasformatore, andamento delle tensioni con carico massimo.	55
Figura 45, Soluzione A, guasto del trasformatore, andamento delle correnti con carico massimo.	55
Figura 46, Soluzione A, guasto del ponte raddrizzatore, andamento delle tensioni con carico massimo.	56
Figura 47, Soluzione A, guasto del ponte raddrizzatore, andamento delle correnti con carico massimo.	56
Figura 48, Soluzione A, guasto di un Buck, andamento delle tensioni con carico massimo.	57
Figura 49, Soluzione A, guasto di un Buck, andamento delle correnti con carico massimo.	57
Figura 50, modulazione PWM sinusoidale	62
Figura 51, principio di regolazione di V_{out}	62
Figura 52, esempio di modulante, portante, onda quadra e PWM risultante	63
Figura 53, creazione della particolare portante	63
Figura 54, creazione della modulazione	64
Figura 55, PWM con M_a 0.25	64
Figura 56, circuito di prova della modulazione	65
Figura 58, $V_{out}(Ma)$ per $R=10\text{ ohm}$ e $C=10\text{ }\mu\text{F}$	65
Figura 59, $P_{out}(Ma)$ per $R=10\text{ ohm}$ e $C=10\text{ }\mu\text{F}$	66
Figura 60, V_{out} con M_a prossimo a 0.3	66
Figura 61, V_{out} con M_a prossimo a 0.7	66
Figura 62, V_{out} con M_a prossimo a 1	67
Figura 63, percorso della corrente con D1 e D4 in conduzione.	68
Figura 64, forma d'onda della corrente di fase e della corrente a valle del ponte raddrizzatore	68
Figura 65, f.d.t. dell'anello di corrente aperto e chiuso, bode.	69
Figura 66, diagramma di bode della f.d.t. dell'anello chiuso di tensione a vuoto (Hv_v), a pieno carico (Hv_c) e nel punto di taratura (Hv_t)	70
Figura 67, riscaldamento dell'uscita del regolatore di corrente	71
Figura 68, modifica della modulazione in risposta a un guasto al trasformatore	72
Figura 69, PWM con inverter monofase	73
Figura 70, $V_{out}(Ma)$ con $R=10\text{ ohm}$ e $C=10\text{ }\mu\text{F}$	73
Figura 71, $P_{out}(Ma)$ con $R=10\text{ ohm}$ e $C=10\text{ }\mu\text{F}$	73
Figura 72, scelta della linearizzazione per funzionamento trifase o monofase	74
Figura 73, limitazione della corrente in seguito a un guasto sul trasformatore	74
Figura 74, Simulazione di un circuito analogo a quello del convertitore B dove si verifica la capacità dell'inverter di erogare 8 kW con un componente guasto	75
Figura 75, Soluzione B, normale funzionamento, Andamento della tensione con variazione di carico.	76
Figura 76, Soluzione B, normale funzionamento, Andamento della corrente con variazione di carico.	76
Figura 77, particolare della corrente in uscita e il suo riferimento a basso carico.	77
Figura 78, forma d'onda della tensione a basso carico.	77
Figura 79, corrente di uscita normale e filtrata a 100 kHz con relativo riferimento a basso carico.	78
Figura 80, Soluzione B, normale funzionamento, Andamento della tensione con variazione della tensione di ingresso	79
Figura 81, Soluzione B, normale funzionamento, Andamento della corrente con variazione della tensione di ingresso	79

Figura 82, Soluzione B, normale funzionamento, Andamento della tensione con variazione di carico e in presenza di batteria in uscita.	80
Figura 83, Soluzione B, normale funzionamento, Andamento della corrente con variazione di carico e in presenza di batteria in uscita.	80
Figura 84, Soluzione B, normale funzionamento, andamento della tensione con variazione di carico in presenza di rumore sulle misure di tensione e corrente.	81
Figura 85, Soluzione B, normale funzionamento, andamento della corrente con variazione di carico in presenza di rumore sulle misure di tensione e corrente.	81
Figura 86, Soluzione B, guasto dell'inverter, andamento della tensione con carico massimo.	82
Figura 87, Soluzione B, guasto dell'inverter, andamento della corrente con carico massimo.	82
Figura 88, Soluzione B, guasto del trasformatore, andamento della tensione con carico massimo.	83
Figura 89, Soluzione B, guasto del trasformatore, andamento della corrente con carico massimo.	83
Figura 90, Soluzione B, guasto del ponte raddrizzatore, andamento della tensione con carico massimo.	84
Figura 91, Soluzione B, guasto del ponte raddrizzatore, andamento della corrente con carico massimo.	84
Figura 92, schema Simulink per il calcolo del rendimento	86
Figura 93, Andamento del rendimento dei due convertitori in funzione della potenza erogata.	86
Figura 94, SiC package TO-247	89
Figura 95, diodi VS-150EBU02HF4.....	90
Figura 96, Mosfet IXFH, package TO-247	90
Figura 97, schema di collegamento dei driver.	91
Figura 98, foto del trasformatore: core, avvolgimento primario e nucleo avvolto.	92
Figura 99, foto dell'induttore: core e induttore avvolto	94
Figura 100, collegamento uscita Lem	94
Figura 101, Schema collegamento AD202KN	95
Figura 102, Tracopower serie TRN-1	96
Figura 103, Tracopower serie TMH	96
Figura 104, schema di alimentazione degli strumenti di misura.....	97
Figura 105, Esempio di footprint creato in Eagle a partire dal datasheet.....	98
Figura 106, foto del disegno e dei connettori realizzati per i diodi.....	99
Figura 107, Disegno finale PCB.....	100
Figura 108, foto della PCB stampata, front.	101
Figura 109, foto della PCB stampata, bottom.	101
Figura 110, foto della PCB assemblata	102
Figura 111, foto del convertitore completo	103
Figura 112, Circuito in analisi.....	107
Figura 113, Esempio di modulazione PWM in onda quadra	108
Figura 114, Tensioni concatenate, confronto tra guasto e normale funzionamento per $V_{dc}=1$	110
Figura 115, Andamento delle tensioni di fase	111
Figura 116, Esempio di tensione sull'induttanza della fase A con V_a in ritardo di 60°	112
Figura 117, Corrente sulla fase A con ritardo 60° , $L=10\ \mu H$, $V_{dc}=800\ V$	113
Figura 118, Grandezze per il calcolo della misura del primo wattmetro Aaron quando il ritardo è 60°	113
Figura 119, Grandezze per il calcolo della misura del secondo wattmetro Aaron quando il ritardo è 60° ..	114
Figura 120, Esempio di tensione sull'induttanza della fase A con V_a in ritardo di 120°	115
Figura 121, Corrente sulla fase A con ritardo 120° , $L=10\ \mu H$, $V_{dc}=800\ V$	115
Figura 122, Grandezze per il calcolo della misura del primo wattmetro Aaron quando il ritardo è 120°	116
Figura 123, Grandezze per il calcolo della misura del secondo wattmetro Aaron quando il ritardo è 120° ..	116
Figura 124, Potenza erogata in funzione dello sfasamento di tensione con $V_{dc}=800\ V$ e $L=10\ \mu H$	117

Indice delle tabelle

Tabella 1, dimensionamento del trasformatore, valori ottimi calcolati.....	29
Tabella 2, dati del core selezionato.....	29
Tabella 3, dimensionamento finale.....	30
Tabella 4, induttanze calcolate.....	30
Tabella 5, dimensionamento del trasformatore della soluzione B, grandezze calcolate.....	60
Tabella 6, dati del core selezionato.....	60
Tabella 7, dimensionamento finale.....	60
Tabella 8: confronto tra i due convertitori.....	88
Tabella 9: parametri longitudinali misurati del trasformatore	92
Tabella 10: parametri trasversali reali misurati.....	93

Introduzione

La guida automatica è una tecnologia che aprirà le porte a un futuro business multimiliardario creando opportunità di investimenti in particolare nell'industria automobilistica ed elettronica. L'industria europea è in testa nella corsa allo sviluppo di apparecchiature e sistemi elettromeccanici ad alta affidabilità.

Al fine di affrontare questa sfida globale, nel progetto AutoDrive si sono riunite aziende leader nel settore semiconduttori, fornitori, OEMs e istituti di ricerca per impegnarsi a creare un sistema europeo, che abbia la massa critica necessaria a definire standard e fornire i componenti e i sistemi necessari per i mezzi a guida automatica.



Figura 1, AutoDrive

Attualmente perfino la più sofisticata tecnologia per veicoli automatici in circolazione su strada non è in grado di superare le capacità della guida umana, in particolare nella valutazione del contesto in ogni situazione. Inoltre, non esiste un accordo comune per la definizione di misure in grado di quantificare l'affidabilità che hardware e software integrati debbano raggiungere per consentire la sicurezza della guida automatica secondo i livelli SAE 3-5¹. AutoDrive mira all'introduzione della guida automatica in tutte le categorie di veicoli, pertanto si propone come obiettivo il progetto di componenti elettronici e architetture dei sistemi che siano:

- (i) fail-aware, auto diagnosticanti;
- (ii) fail-safe, sicuri in caso di guasto;
- (iii) fail-operational, in grado di funzionare in presenza di singolo guasto.

I risultati che AutoDrive si propone di ottenere contribuiranno significativamente a una mobilità più sicura e più efficiente. Tramite il supporto al conducente sia nelle situazioni ad alto rischio che nella guida ordinaria, si genererà accettazione e confort per l'utente finale e si ridurrà il numero di incidenti su strada in particolare in scenari rurali o con condizioni meteo avverse. Autodrive contribuirà alla Vision Zero dell'Europa, cioè un progetto multinazionale cominciato in Svezia nel 1997 che si pone l'obiettivo di raggiungere un sistema di mobilità a mortalità zero e senza infortuni di grave entità.

La tesi si inserisce nel progetto europeo AutoDrive appena introdotto, votato alla progettazione di componenti, architetture e sistemi finalizzati a veicoli elettrici a guida automatica in modo da rendere la mobilità futura più sicura, accessibile e rispondente alle esigenze dei clienti. Nel progetto sono previsti diversi pacchetti di sviluppo, uno dei quali prevede di realizzare un convertitore che dal gruppo di batterie di trazione

¹ I livelli SAE, Society of Automotive Engineers, sono nati per identificare l'autonomia di guida dei veicoli, vanno dal livello minimo di zero, cioè nessuna automazione, al livello massimo di 5, che identifica auto in cui il pilota è totalmente inesistente. Il livello 3 citato nel testo è il livello di automazione condizionata, secondo cui l'auto è in grado di guidarsi autonomamente ma il pilota rimane presente per intervenire in situazioni problematiche.

sia in grado di alimentare la rete di servizi di bordo e tutti i servizi ausiliari di un veicolo elettrico standard, per citarne alcuni: sistema di guida automatica, illuminazione, avviamento motore, climatizzazione.

La seguente tesi prende spunto da questo pacchetto di sviluppo e si propone di realizzare un convertitore compatibile con l'applicazione appena descritta. Le peculiarità del contesto di sviluppo scelto sono l'elevato salto di tensione previsto dall'applicazione, la notevole potenza di conversione dovuta all'entità dei carichi da alimentare e il requisito di fail operational.

Un obbiettivo secondario tratto dal workpackage da cui si è preso spunto e che si porterà avanti in questa tesi, è la valutazione dell'effettiva funzionalità dei mosfet tipo SiC, che pertanto verranno utilizzati. I SiC sono una nuova tecnologia basata su carbonato di silicio che permette di realizzare mosfet funzionanti ad alte tensioni, con il vantaggio, rispetto agli IGBT che di norma vengono utilizzati nelle applicazioni in HV, di una resistenza del canale drain-source decisamente minore con conseguente riduzione della caduta in conduzione.

1. Specifiche di progetto

Data l'applicazione immaginata per il convertitore che si intende sviluppare, le specifiche di dimensionamento si presentano come range, in modo da garantire adattabilità allo specifico contesto di applicazione.

Potenza di conversione

L'insieme dei carichi da alimentare impone una potenza massima di conversione tra 3 e 5 kW in normale funzionamento, sarà invece un punto dello sviluppo definire la potenza limite di conversione in presenza di un guasto.

Tensione di ingresso

La tensione di ingresso proviene dal gruppo di batterie di trazione e ha un valore nominale di 800 V. Al convertitore è però richiesto di poter lavorare a piena potenza fino a un 20% in meno del valore nominale, cioè 640 V, e a potenza ridotta fino a una tensione di 400 V.

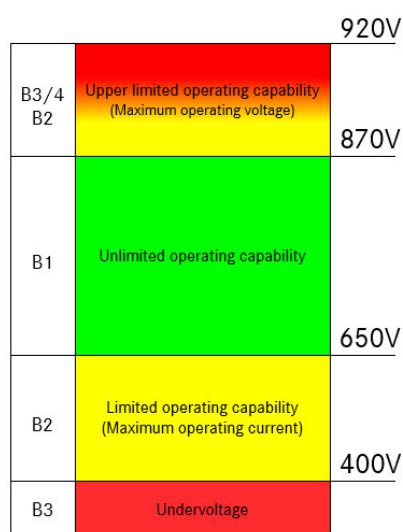


Figura 2, range di operatività al variare della tensione di ingresso

HV Operating Status	HV Operating Status Description
B1	Totale operatività dei componenti, nessuna limitazione sul range operativo.
B2	Totale operatività dei componenti, consentita la riduzione del range di operatività secondo parametri da definirsi. Il Sistema deve garantire il ritorno alla piena operatività in caso di ritorno delle condizioni di funzionamento B1.
B3	Totale operatività dei componenti i quali possono ridurre le proprie performance per auto-protezione. In caso di ripristino delle condizioni B1 o B2 i componenti devono automaticamente riadattarsi alle prestazioni.
B4	Totale operatività dei componenti i quali possono ridurre le proprie performance per auto-protezione. In caso di ripristino delle condizioni B1 o B2 i componenti devono riadattarsi alle prestazioni attraverso un reset o un semplice intervento.

Tensione di uscita

Per la natura dei carichi da alimentare il valore tipico della tensione nominale è di 12 V. Essendo un valore tipico si prevede una tensione di uscita regolabile nel range 12-15 V.

Isolamento galvanico

È imposto che tra il primario e il secondario del convertitore vi sia un isolamento galvanico.

Fail operational

In linea con gli obiettivi di principio di affidabilità e sicurezza di tutti gli aspetti del progetto principale, anche la realizzazione di questo convertitore deve seguire il principio di funzionamento in presenza di singolo guasto, seppur con prestazioni degradate. Il grado di peggioramento delle prestazioni è uno dei parametri da definire durante lo svolgimento del progetto.

Dimensioni

Il convertitore progettato deve essere integrato in un unico case e deve avere dimensioni più contenute possibile.

2. Scelta della struttura di conversione

2.1 Stadi di conversione

Data la necessità di una conversione tra livelli di tensione molto distanti, 800 V e 12 V, un convertitore tipo abbassatore standard monostadio non è applicabile, perciò le possibili opzioni sono la realizzazione di un convertitore multilivello con elevato numero di stadi o un convertitore multistadio dotato di trasformatore in alta frequenza. Per specifica richiesta di isolamento galvanico tra i due stadi, la complessità di un sistema multilivello e l'elevato numero di componenti presenti, che implicano perdite notevoli e possibilità di incorrere in guasti, in questa tesi si è scelto di utilizzare la soluzione di convertitore multistadio dotato di trasformatore in HF.



Figura 3, scelta della struttura di conversione

Per utilizzare un trasformatore in alta frequenza una soluzione è alimentarlo in ingresso con un'onda quadra ad alta frequenza, pertanto il primo stadio del convertitore è costituito da un inverter che lavora per l'appunto con modulazione in onda quadra.



Figura 4, scelta della struttura di conversione

Per quanto riguarda l'uscita del trasformatore, il segnale che si ottiene è un'onda quadra di tensione alla stessa frequenza dell'ingresso e di modulo ridotto, che va quindi ricondotta a una tensione continua. Per ottenere ciò il metodo più semplice ed efficace è un ponte raddrizzatore a diodi che è infatti la scelta fatta in questa tesi. Conseguenza importante di questa scelta è che il convertitore diventa unidirezionale, ma data la natura dell'utilizzo per cui è progettato questo non rappresenta un limite.

Oltre che dalle caratteristiche elettriche, come realizzare il convertitore dipende anche dal vincolo richiesto in specifica di essere immune a un guasto singolo, indipendentemente da dove si verifichi. Per questo motivo si è deciso che la struttura descritta fino ad ora, realizzabile semplicemente in monofase, sia una struttura trifase, di modo che in caso di guasto ad un componente di una fase ci siano sempre due fasi completamente sane da poter utilizzare.



Figura 5, scelta della struttura di conversione

Un altro aspetto da notare legato alla scelta di una struttura trifase del convertitore è che realizzando un trasformatore dotato di centro stella accessibile, di fatto inverter e trasformatore possono funzionare anche

in presenza di due guasti in due punti distinti, in quanto una fase sana e il ritorno attraverso un neutro sarebbero sufficienti. Tale possibilità non rientra nelle richieste di progetto, pertanto non viene investigata in questa tesi.

A questo punto ci si trova di fronte alla necessità di effettuare una scelta: utilizzare l'inverter in ingresso per la regolazione di tensione oppure effettuare la regolazione della tensione con un buck all'uscita del ponte a diodi, anch'esso sdoppiato per immunità al guasto. Entrambe le soluzioni presentano vantaggi e svantaggi. L'utilizzo del solo inverter per la regolazione rende il convertitore più piccolo e più semplice a livello strutturale in quanto c'è uno stadio in meno e spariscono le induttanze necessarie per contenere il ripple di corrente che sono di dimensione considerevole, inoltre il sistema è più affidabile perché un minor numero di componenti significa una minor probabilità che questi si guastino. Di contro la soluzione con Buck finale rende più semplice la logica del sistema, dato che l'inverter può essere semplicemente impulsato con modulazione in onda quadra e la regolazione è solo del buck finale, perciò una regolazione standard senza particolari complicazioni e maggiormente flessibile a variazioni dei parametri di lavoro.

Data la validità teorica e la similitudine costruttiva delle due soluzioni, che da ora in poi definiremo soluzione A quella composta da inverter più buck e soluzione B quella solo con inverter, da qui in avanti si descrive lo sviluppo di entrambe per vederne le criticità e decidere quale sia la più idonea al compimento delle specifiche.

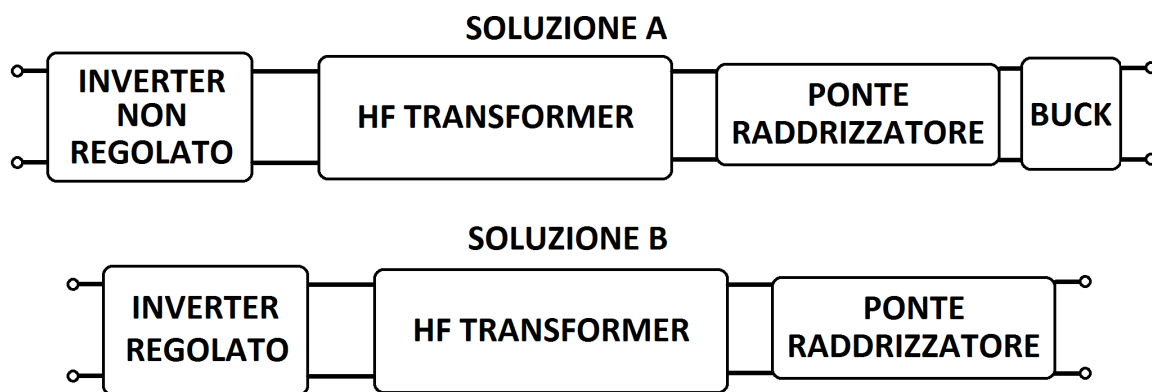


Figura 6, strutture proposte

2.2 Livelli di tensione

La tensione iniziale imposta dal banco di batterie è 800 V.

Nella soluzione A per l'inverter si decide di utilizzare una regolazione minima, col solo fine di limitare eventuali picchi di corrente all'accensione del convertitore, perciò la sua tensione di uscita e quindi al primario del trasformatore è praticamente 800 V salvo le cadute sui componenti. Al secondario del trasformatore si sceglie di utilizzare una tensione dell'ordine di 40 V per non avere correnti troppo elevate negli avvolgimenti di macchina e nel ponte raddrizzatore, inoltre $12/40$ è un salto di tensione che consente un duty cycle di lavoro accettabile per lo stadio successivo. Il convertitore Buck è dimensionato per poter fornire in uscita un valore di tensione uguale o superiore al valore di specifica di 12V.

Nella soluzione B invece si vuole ottenere tutta la regolazione attraverso l'inverter, perciò non si deve scegliere nulla, se non il rapporto di trasformazione del trasformatore che verrà dettagliato in seguito, infatti si hanno fino a 800 V a monte del trasformatore e tra i 12 e i 15 V in uscita.

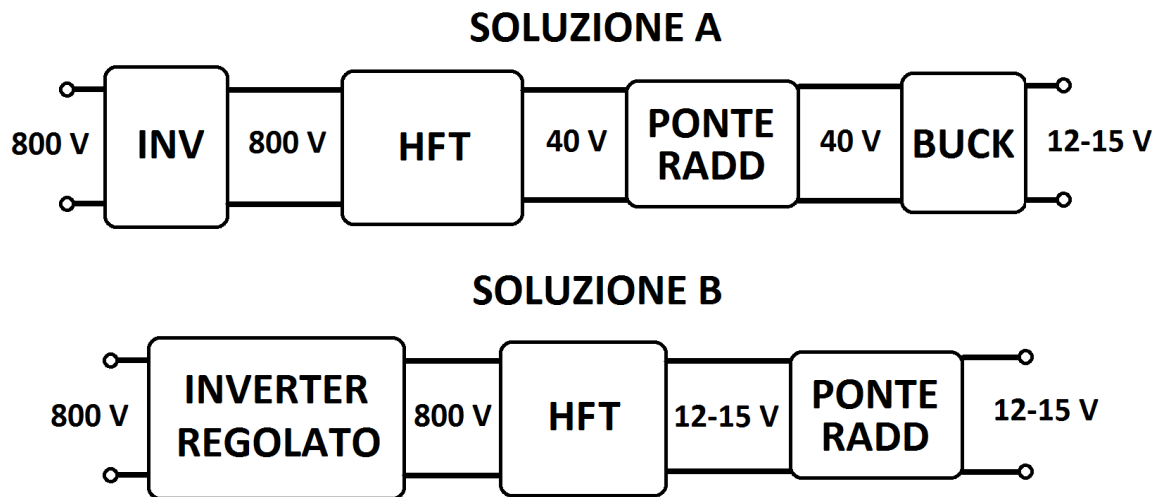


Figura 7, livelli di tensione

2.3 Frequenza di lavoro

In seguito alla struttura e ai livelli di tensione un altro aspetto fondamentale da decidere è la frequenza di commutazione a cui far lavorare le varie parti del sistema.

Sotto un punto di vista delle dimensioni dei componenti, in particolare del trasformatore trifase e dei due induttori del buck che sono le parti più pesanti ed ingombranti, sarebbe auspicabile utilizzare una frequenza di lavoro più alta possibile. Questo è dovuto essenzialmente alla legge di Lenz: $fem = -\frac{d\Phi}{dt}$ dalla quale è facile intuire che a parità di forza elettromotrice da generare, maggiore è la velocità di variazione delle grandezze minore è il flusso necessario e di conseguenza la quantità di materiale ferromagnetico del nucleo.

D'altro canto, data la potenza elevata del sistema, le correnti del lato di bassa tensione risultano di entità notevole, dell'ordine delle centinaia di Ampere, e questo aspetto va a limitare notevolmente la frequenza di commutazione consentita ai componenti.

Viste queste considerazioni, una soluzione di compromesso tra le dimensioni dei componenti e la reperibilità ed i costi dei transistor necessari è stata fissata a 50 kHz sia per l'inverter sia per il Buck per entrambe le soluzioni.

3. SOLUZIONE A

Di seguito si descriverà lo sviluppo della soluzione A, ossia quella che prevede inverter, trasformatore, ponte raddrizzatore a diodi e Buck.

3.1 Dimensionamento dei filtri di uscita dei convertitori

3.1.1 Ponte a diodi

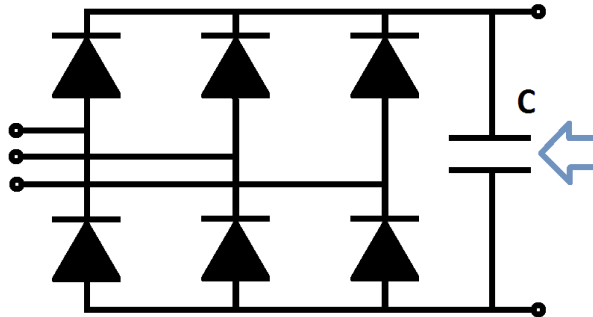


Figura 8, filtro capacitivo del ponte raddrizzatore

Capacità

La capacità di uscita del ponte a diodi serve a ridurre le oscillazioni della tensione in uscita. Lavorando con onde quadre a 50 kHz l'uscita del ponte ha già una buona forma d'onda quindi non è necessario un condensatore grande, però è comunque bene che ci sia per migliorare la tensione di uscita e disaccoppiare il più possibile la dinamica tra valle e monte. Altro aspetto che ne giustifica la presenza è che, come verrà dettagliato in seguito, in caso di guasto a un avvolgimento del trasformatore il sistema deve poter proseguire a funzionare in monofase, accentuando quindi il ripple anche per il ponte.

Innanzitutto bisogna specificare la causa dell'oscillazione di tensione, in quanto se l'onda quadra fosse perfetta non ve ne sarebbe alcuna. In realtà la forma d'onda che esce dal trasformatore è sì un'onda quadra ma con i fronti di salita e discesa addolciti dalla presenza dell'induttanza di dispersione. A questo si aggiungono i tempi di accensione e spegnimento dei diodi, perciò possiamo immaginare che l'andamento qualitativo della forma d'onda risultante sia il seguente:

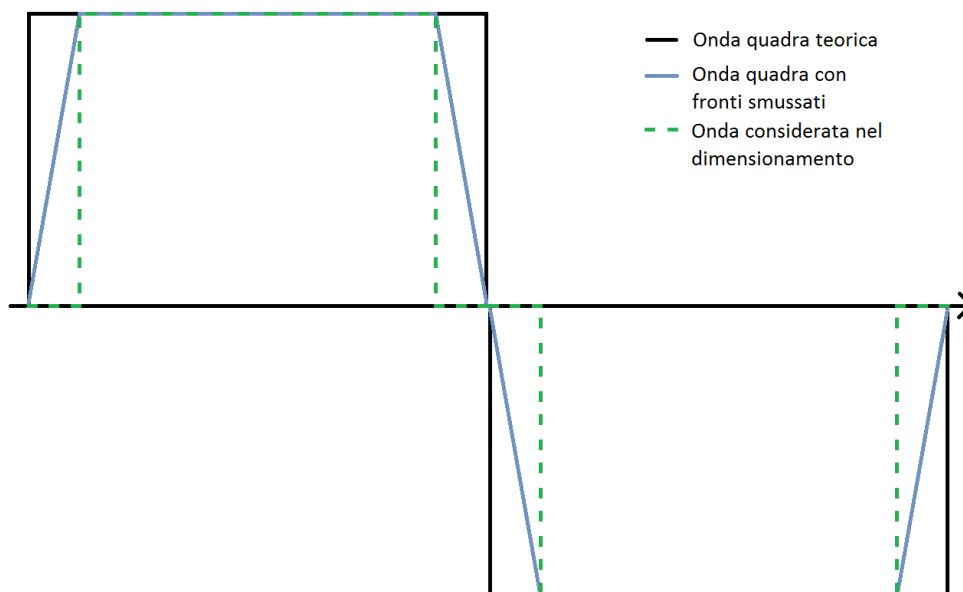


Figura 9, andamento qualitativo della forma d'onda in uscita dal trasformatore

Per quantificare il tempo di salita e discesa dei fronti il ragionamento fatto è stato il seguente, dove L_{nc} è la componente di induttanza di dispersione del trasformatore non compensata:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V}{L_{nc}} = \frac{40}{0.4 \cdot 0.5 \mu} = 2 \cdot 10^8 \frac{A}{s}$$

$$\Delta t_{fronte} = \frac{I_{max}}{\frac{di}{dt}} = \frac{72}{2 \cdot 10^8} = 0.36 \mu s$$

Detto questo andiamo a considerare un tempo di mantenimento da parte del condensatore della corrente massima in uscita dal ponte per due fronti consecutivi, cioè $0.72 \mu s$, considerando quindi che l'onda quadra di alimentazione subisca uno smussamento degli angoli durante il 10% del semiperiodo. Per questo tempo è ammessa una oscillazione della tensione dell'3%. Con questi dati, effettuando un calcolo approssimato per eccesso dove si ipotizza che la tensione per quel 10% di periodo crolli completamente a zero, risulta:

$$\begin{cases} I_{max} = 150A \\ \Delta V = 1.2V \end{cases} \quad C = \frac{Q}{\Delta V} = \frac{I \cdot \Delta t}{\Delta V} = 90 \mu F \mid 40V$$

Durante il normale funzionamento trifase questo valore è ulteriormente sovrabbondante in quanto il tempo per cui è necessario l'intervento del condensatore è $1/3$ rispetto al funzionamento monofase. Per questa ragione si sceglie per la capacità un valore di $100 \mu F$, in modo da ottenere una oscillazione del DC-bus di circa l'1% in normale funzionamento ed ammettere quasi il 3% in funzionamento anomalo.

3.1.2 Convertitore Buck

Il convertitore Buck ha il compito di portare la tensione di uscita del ponte raddrizzatore, che è circa $40 V$ meno le cadute su componenti, diodi e trasformatore, alla tensione utile per l'uscita cioè tra i $12 V$ e i $15 V$. Date le specifiche di progetto all'uscita è necessario porre un'induttanza per contenere il ripple della corrente entro $\pm 10\%$ e un condensatore per contenere l'oscillazione della tensione entro $\pm 1\%$.

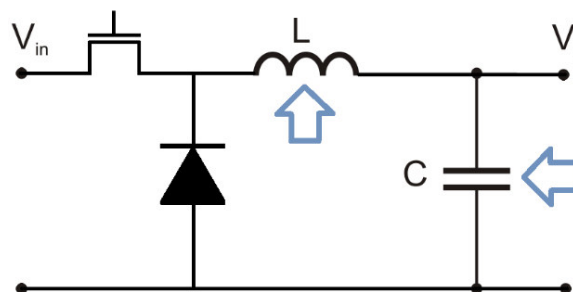


Figura 10, filtri del convertitore buck

Bisogna però considerare che il convertitore lavorerà su una batteria anche in uscita, quindi per quanto riguarda l'oscillazione della tensione il condensatore non è strettamente necessario, diventa necessario solo in caso di perdita per guasto della batteria in uscita.

Inoltre, durante il normale funzionamento, avendo a disposizione due buck in parallelo per la ridondanza funzionale, si decide che siano eserciti interleaved, modalità di gestione che verrà spiegata in dettaglio in seguito. Di conseguenza l'oscillazione della corrente è notevolmente inferiore a quella del singolo ramo del convertitore.

Quindi, a valle di queste considerazioni, si dimensionerà l'induttanza per avere un ripple di corrente sul singolo ramo del $\pm 10\%$, così da avere buone prestazioni anche in caso di funzionamento in guasto con un solo ramo. In seguito verrà calcolato il ripple di corrente effettivamente visto in uscita grazie al phase shifting dei

rami e sulla base di questo ripple si dimensionerà il condensatore di uscita. Infine si valuterà l'oscillazione risultante della tensione di uscita per verificare che sia accettabile.

Controllo Interleaved

Avendo a disposizione due convertitori per l'obiettivo di immunità al singolo guasto, è possibile farli lavorare sfasati in modo che la somma delle oscillazioni di corrente dei due rami sia vicina a zero; questa è la tecnica del controllo interleaved o con phase-shifting.

Ad ogni duty cycle corrisponde un angolo di sfasamento ottimo per ridurre l'oscillazione in uscita, ad esempio se consideriamo duty cycle 50% uno sfasamento di 180° azzererebbe completamente la somma dei ripple. Per non complicare eccessivamente il controllo e avendo comunque bisogno di un condensatore in uscita per il caso di funzionamento in guasto con singolo ramo, si decide di fissare lo sfasamento tra i due rami a 180° ammettendo quindi comunque la presenza di un ripple residuo in uscita.

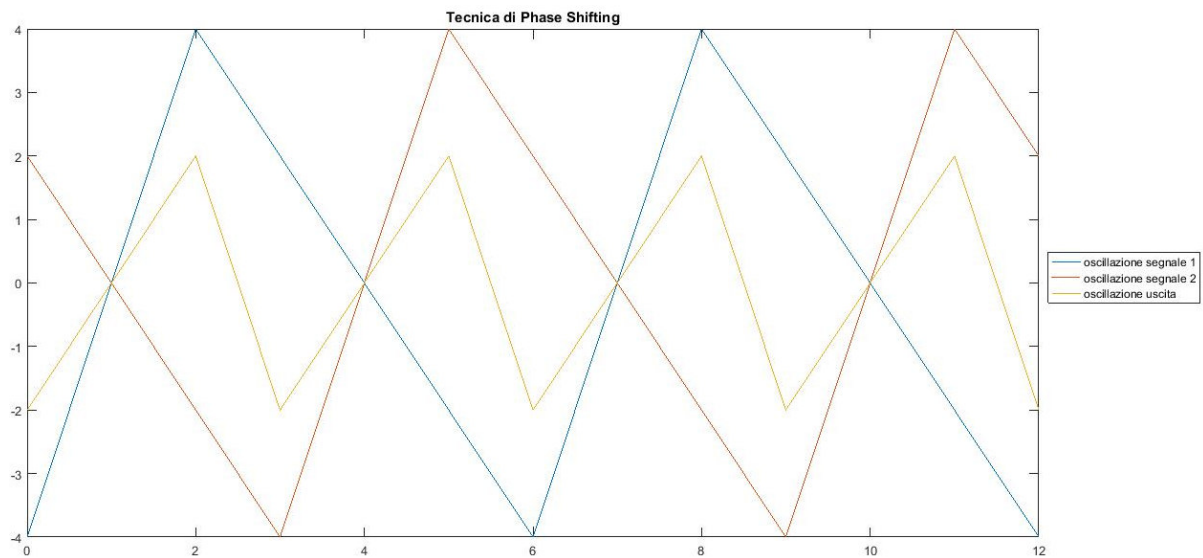


Figura 11, principio di riduzione dell'oscillazione con la tecnica del phase-shifting

Per questo motivo nella parte di regolazione dei Buck dello schema Simulink si può osservare che si generano due PWM distinte, con la seconda sfasata in ritardo di 180° sulla prima. Così facendo si ottiene una notevole riduzione dell'oscillazione di corrente.

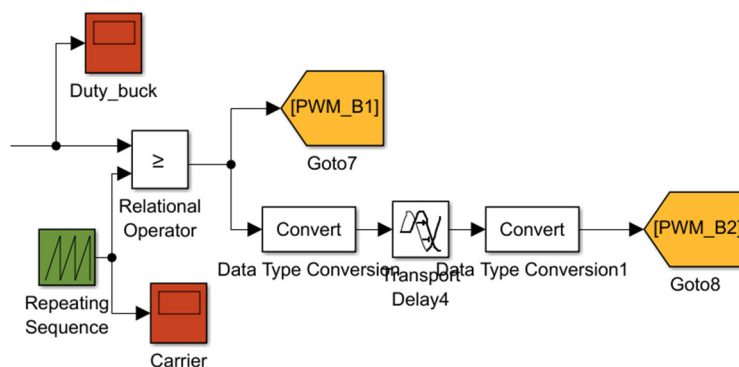


Figura 12, realizzazione del controllo interleaved

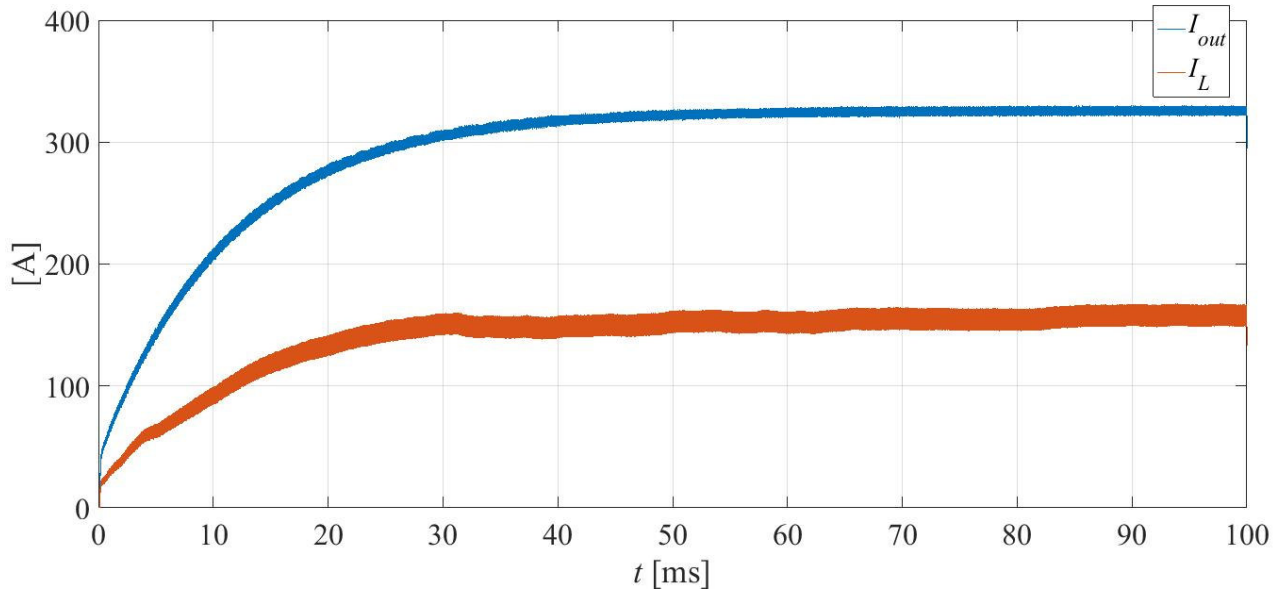


Figura 13, effetto della modulazione interleaved

L'oscillazione di corrente residua in uscita al variare del duty cycle quando lo sfasamento tra i rami è 180° segue la seguente formula, ricavata analizzando le forme d'onda:

$$\Delta I_{res} = \Delta I_{tot} \cdot \left(\frac{1 - 2D}{1 - D} \right)$$

Induttanza

Per dimensionare l'induttanza si considera la corrente circolante in ciascuno dei buck di 210 A e la sua oscillazione ammissibile che si fissa a $\pm 10\%$ e cioè un'escursione totale del 20%. Per i valori di duty cycle e V_{in} ci si è posti nel caso peggiore, rispettivamente 0.5 e 40 V e con questi valori si ottiene:

$$L \geq \frac{D(1-D)V_{in}}{\Delta I \cdot f_{sw}} = 4.76 \mu H \quad \text{si sceglie} \quad L = 5 \mu H \mid I_n = 210 A$$

Con questo valore di induttanza scelto l'oscillazione di corrente singolo ramo risulta ± 20 A.

Sostituendo nella formula determinata nell'analisi del phase shifting l'espressione di ΔI , semplificando il termine $(1-D)$ e particolarizzando l'espressione trovata nel punto di lavoro del buck, che significa un duty cycle circa 0.35, è possibile determinare l'oscillazione di corrente vista in uscita:

$$\Delta I_{res} = \frac{DV_{in}}{\Delta I \cdot f_{sw}} \cdot (1 - 2D) = \pm 8.4 A$$

Capacità

Per il condensatore di uscita, sulla base dell'oscillazione di corrente determinata in precedenza e considerando la tensione minima di 12 V con conseguente oscillazione ammissibile di 0.12V, la capacità necessaria è:

$$C \geq \frac{\Delta I_L}{8 \cdot \Delta V \cdot f_{sw}} = 350 \mu F$$

La scelta di un valore non troppo elevato di capacità consentirebbe di evitare l'utilizzo di condensatori elettrolitici che potrebbero compromettere l'affidabilità del sistema, per questo motivo si reputa sufficiente una capacità di 300 μF che comporta un'oscillazione della tensione di 0.14 V, cioè l'1.2%.

Ultima verifica da fare è l'oscillazione in caso di funzionamento con un solo buck. In questo caso l'oscillazione di corrente sarebbe ± 20 A e con la capacità dimensionata si ottiene:

$$\Delta V_{guasto} \geq \frac{\Delta I_L}{8 \cdot C \cdot f_{sw}} = 0.33 \text{ V} \rightarrow 2.75\%$$

Quindi anche in guasto si può ritenere che l'oscillazione sia accettabile.

3.2 Dimensionamento dei componenti magnetici

In questa sezione viene illustrato il dimensionamento dei componenti magnetici in quanto a differenza degli altri verranno costruiti ad hoc secondo le specifiche.

3.2.1 Trasformatore

Per i calcoli di dimensionamento del nucleo e degli avvolgimenti del trasformatore in alta frequenza si è seguito ed implementato in uno script Matlab il metodo descritto in [1]. Tale metodo si basa sulla scelta delle dimensioni al fine di lavorare alla densità di flusso ottima per il nucleo che corrisponde al punto di ottimo delle perdite totali del trasformatore, tenendo in conto gli effetti specifici dell'alta frequenza sia nel nucleo che nei conduttori. Si cercherà ora di dare una descrizione dei passaggi logici su cui si basa tale metodo e delle conclusioni a cui porta, i passaggi matematici non vengono riportati per brevità di trattazione ma sono dettagliati nel già citato libro [1].

Principi di dimensionamento

Tutto si basa sul determinare il flusso ottimo di lavoro (B_o), per fare questo è necessario descrivere le perdite del trasformatore, cioè perdite nel rame (P_{cu}) e perdite nel ferro (P_{fe}), in funzione di alcuni parametri dipendenti dalla geometria del nucleo, della frequenza di lavoro (f), della densità di flusso di lavoro (B_m) e due parametri tipici del tipo di materiale che si sceglie per realizzare il nucleo α e β , che legano le P_{fe} il primo alla frequenza e il secondo alla densità di flusso, che per le ferriti valgono approssimativamente 1.24 e 2. In questo modo è possibile scrivere le perdite totali (P) secondo la dipendenza che hanno P_{fe} e P_{cu} da f e B_m :

$$P = \frac{a}{f^2 B_m^2} + b f^\alpha B_m^\beta$$

Così facendo si scopre che al di sopra di una certa frequenza, denominata critica (f_c), ad ogni frequenza corrisponde una densità di flusso che va a minimizzare le perdite totali e corrisponde ad un rapporto ben preciso tra le perdite nel rame e le perdite nel ferro. Nel caso in cui $\alpha \neq \beta$, come accade nelle ferriti, si ottiene $P_{fe} = \frac{\beta}{2} P_{cu}$, ed essendo $\beta=2$ significa:

$$P_{fe} = P_{cu}.$$

È interessante notare che questa metodologia è applicabile perché scelta la forma del core che si desidera utilizzare, tra le varie dimensioni dei nuclei le proporzioni geometriche rimangono abbastanza costanti, rendendo così possibile la scrittura delle varie dimensioni della macchina in base ad un unico parametro fondamentale per il dimensionamento, chiamato Area Product (A_p). L'Area Product, definita come prodotto tra la sezione di materiale ferromagnetico (A_c , Crossing Area) e l'area della finestra di avvolgimento (W_a , Window Area), moltiplicata per delle opportune costanti permette quindi di risalire alle principali dimensioni del nucleo desiderato.

Utilizzando ora la condizione di ottimo delle perdite ricavata in precedenza e applicando l'ipotesi che la densità di flusso ottima sia minore della densità di flusso di saturazione del materiale ferromagnetico, (ipotesi facilmente verificabile in applicazioni ad alta frequenza) è possibile risalire proprio al parametro Area Product legando le potenze perse alla potenza dissipabile dal nucleo, la quale dipende dalla forma e dalle dimensioni e quindi proprio da A_p :

$$Ap = Ko^2 \left[\frac{\sum VA^3}{K^4 f \Delta T} \right]^{4/3} [\rho c^5 Kc^6 f^\alpha]^{2/3}$$

Come ultimo passaggio concettuale ora manca solo descrivere la densità di corrente ottima (Jo) legandola ad Ap , sempre tramite il vincolo di minime perdite:

$$Jo = \sqrt{\frac{h^7 Ka^8 \Delta T}{2 \rho w^9 ku^{10} kw^{11} Ap^{1/4}}}$$

Partendo ora dall'espressione generale della densità di flusso:

$$Bm = \frac{\sum VA}{K f Kf^{12} ku J Ap}$$

E sostituendovi le espressioni di J e Ap legate alla condizione di ottimo, si ottiene l'espressione che permette di calcolare la densità di flusso ottima:

$$Bo = \frac{1}{Ko^{7/8} Kt^{13} Kf ku} \frac{\sqrt{\Delta T} \left[\frac{K f \Delta T}{\sum VA} \right]^{1/6}}{[\rho c Kc f^\alpha]^{7/12}}$$

Dimensionamento

Visti i principi su cui si basa il metodo e le equazioni risultanti si illustra ora la sequenza di passaggi che permette di dimensionare core e avvolgimenti, prendendo solo in considerazione il caso $Bo < Bsat$ in quanto l'unico di interesse per questa applicazione.

Con i dati di specifica e i dati della ferrite scelta per l'applicazione si va a calcolare B ottimo e si verifica che sia effettivamente minore di $Bsat$ del materiale scelto. Con verifica positiva è possibile calcolare il valore di Ap necessario e con questo andare su un catalogo di costruttori e scegliere un core delle dimensioni opportune.

Scelto il core, prima di procedere è importante verificare che le assunzioni sui rapporti tra Ap e le altre dimensioni fatte in principio siano coerenti. Per fare ciò in questa tesi è stato creato uno script Matlab, da usare congiuntamente allo script di dimensionamento, che inseriti i dati geometrici del core va a calcolare tutte le costanti necessarie.

Verificata la coerenza delle costanti e inseriti tutti i dati necessari del core scelto, ipotizzando di utilizzare $Bm=Bo$ è possibile calcolare il numero di spire di ciascun avvolgimento, primario (Np) e secondario (Ns) secondo le equazioni:

² Ko , costante che dipende dalla resistività del rame, parametri geometrici del core e parametri termici

³ $\sum VA^3$, sommatorie delle potenze transanti tra primario e secondario

⁴ K , fattore di forma dell'onda quadra

⁵ ρc , densità del core

⁶ Kc , coefficiente proprio del materiale per la determinazione delle Pfe

⁷ h , coefficiente di scambio termico

⁸ Ka , rapporto tra area equivalente termicamente e Ap^2

⁹ ρw , resistività del rame

¹⁰ ku , coefficiente di utilizzazione della finestra di avvolgimento

¹¹ Kw , rapporto tra il volume di avvolgimento e $Ap^{0.75}$

¹² Kf , rapporto tra sezione effettiva del ferro e sezione del core

¹³ Kt , costante che dipende da parametri dei conduttori e parametri termici

$$Np = \frac{Vin}{K f_{sw} B_m A_m}$$

$$Ns = Np \cdot K_{trasf}$$

Eseguiti i calcoli bisogna scegliere un numero intero di spire più vicino possibile ai risultati ottenuti; in questa tesi si è scelto di adottare una approssimazione per eccesso del numero di spire in quanto consente di lavorare con una densità di flusso leggermente minore, riducendo così le perdite nel ferro e mantenendo un margine leggermente più ampio per le perdite nel rame.

Scelti Np e Ns , tramite una formula inversa si va a calcolare la densità di flusso effettiva B_m a cui lavorerà il core, così da determinare le P_{fe} e la potenza totale dissipabile (PTD):

$$P_{fe} = m K_c f_{sw}^\alpha B_m^\beta$$

$$PTD = h A_t \Delta T_{max}$$

Con questi due valori, tramite il bilancio di potenze $P_{persa} = P_{dissipabile}$, è possibile stabilire le P_{cu} ammissibili e di conseguenza la J :

$$J = \sqrt{\frac{PTD - P_{fe}}{\rho_w k_u V_w^{14}}}$$

E dividendo le correnti di primario e secondario per la J si possono finalmente determinare anche le sezioni dei conduttori di primario (S_p) e secondario (S_s).

Verifiche

Una volta effettuato il dimensionamento è necessario eseguire essenzialmente due verifiche:

- che gli effetti dell'alta frequenza, tenuti in conto mediante un coefficiente di utilizzazione dei conduttori, non siano stati sottostimati e che quindi le P_{cu} in alta frequenza siano contenute nei limiti ammissibili;
- che le costanti legate all'utilizzo degli spazi ipotizzate all'inizio del procedimento siano compatibili con i fattori ottenuti a fine progetto.

Per tenere conto degli effetti dell'alta frequenza si calcola lo spessore di penetrazione (δ) del campo elettromagnetico e di conseguenza il coefficiente di incremento k_s tra la resistenza in corrente continua (R_{dc}) e in corrente alternata (R_{ac}):

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho_w}{\pi f \mu_o}}$$

$$k_s = 1 + \frac{\left(\frac{R_o}{\delta}\right)^4}{48 + 0.8 \cdot \left(\frac{R_o}{\delta}\right)^4}$$

Così facendo si calcola il nuovo valore di resistenza come:

$$R_{ac} = R_{dc} \cdot K_s$$

¹⁴ V_w , volume degli avvolgimenti

E da qui si ricalcola il valore delle P_{cu} , che sommato alle P_{fe} dovrà ancora essere inferiore a PTD . Nel caso la disequazione non sia soddisfatta si può agire in due modi:

- aumento della sezione dei conduttori;
- utilizzo di conduttori specifici per ridurre l'effetto pelle.

In questa tesi sono state utilizzate entrambe, infatti è stato necessario un sovradimensionamento del 20% rispetto al valore di sezione calcolato inizialmente. Inoltre al secondario, data la sezione importante dei conduttori, l'effetto pelle determinerebbe un incremento esagerato della resistenza in alternata, perciò è stato necessario usare conduttori tipo Litz. I Litz sono conduttori specifici per applicazioni in alta frequenza composti da conduttori molto sottili isolati tra loro e parallelizzati. In questa applicazione si è fatto uso di Litz in cui i singoli conduttori hanno diametro di 0.10 mm ben inferiore allo spessore di penetrazione del rame a 50 kHz che è 0.29 mm, quindi rendendo praticamente nullo l'effetto pelle.

Per quanto riguarda il secondo aspetto di verifica delle ipotesi di partenza, il principale valore da calcolare è lo spazio effettivamente disponibile alla conduzione all'interno della finestra di avvolgimento nel seguente modo:

$$k_{u_{effettivo}} = \frac{\frac{S_p \cdot N_p}{k_{s_p}} + \frac{S_s \cdot N_s}{k_{s_s}}}{W_a}$$

Gli ultimi coefficienti da verificare sono quelli legati alla dinamica termica, cioè h coefficiente di scambio termico globale e K_a coefficiente che permette di calcolare l'area equivalente termicamente a partire da A_p . Questi due, h in particolare, sono di molto complessa determinazione e pertanto si utilizzano valori cautelativi ma non si esegue nessuna verifica di questi ultimi, che rimangono pertanto i due parametri più incerti del dimensionamento.

Risultati ottenuti

Per realizzare il trasformatore trifase da 5 kW sono stati progettati tre trasformatori monofase, ciascuno da 2 kW. Si è scelto di utilizzare un core toroidale, poiché essendo priva di angoli è la forma che contiene maggiormente i flussi dispersi, di materiale EPCOS T65 [4], ferrite sviluppata specificamente per applicazioni di potenza in alta frequenza caratterizzata da elevata permeabilità, elevato flusso di saturazione e basso fattore di perdita. Svolgendo i passaggi descritti per individuare A_p si sono ottenuti i seguenti risultati:

B_o	0,1099 T
A_p	30,59 cm ⁴
J_o	3,157 A/mm ²

Tabella 1, dimensionamento del trasformatore, valori ottimi calcolati

Che hanno portato alla scelta del core EPCOS-B64290L699X65 dalle caratteristiche seguenti:

A_p	35,44 cm ⁴
A_c	3,125 cm ²
W_a	11,34 cm ²
MLT	11,11 cm
V_{core}	49,58 cm ³
m	238 g

Tabella 2, dati del core selezionato

Sempre come descritto precedentemente dal calcolo degli avvolgimenti risulta:

Np	80
Ns	4
Bm	0,1066 T
PTD	7,239 W
Pfe	3,448 W
J	2,38 A/mm ²
Sp	1,757 mm ²
Ss	31,53 mm ²
Pcu_DC	3,37 W
Pcu_AC	3,58 W
P tot	7,16 W
Rend	0,9964

Tabella 3, dimensionamento finale

Come si può notare il bilancio delle perdite con i dimensionamenti fatti è soddisfatto quindi il dimensionamento può considerarsi concluso. Il margine tra perdite e potenza dissipabile è abbastanza ridotto, ma si può comunque considerare sufficiente in quanto si sono mantenute scelte cautelative riguardo a:

- il trasformatore trifase lavora massimo a 5 kW in normale funzionamento e qui la singola fase è stata dimensionata per 2 kW;
- h normalmente considerato 10 e in questo progetto posto 8;
- le sezioni dei conduttori che dovendo scegliere sezioni commerciali in realtà sono leggermente superiori;
- il coefficiente di effetto pelle secondario, in quanto considerato 1.05 mentre con Litz composto da conduttori di 0.1 mm vale praticamente 1;

Per quanto riguarda la disposizione dei conduttori sul nucleo si cerca di mantenere la minor distanza possibile tra conduttori e nucleo, in modo da contenere la dispersione dei flussi. Avendo a disposizione 119 mm di circonferenza interna del toroide si presentano due possibili alternative: la prima posizionare il secondario poggiato sul lato corto del conduttore ($8 \times 4.6 = 36.8$ mm altezza dal nucleo 6.7 mm) e per il primario sovrapporre 3 piani da 80 spire di 1 mm di raggio esterno ($80 \times 1 = 80$ mm altezza dal nucleo 3 mm), la seconda posizionare il secondario poggiato sul lato lungo ($8 \times 6.7 = 53.6$ mm altezza dal nucleo 4.6 mm) e per il primario sovrapporre 4 piani da 60 spire ($60 \times 1 = 60$ mm altezza dal nucleo 4 mm).

Nonostante la seconda alternativa sarebbe migliore da un punto di vista progettuale si sceglie di utilizzare la prima opzione proposta per motivi pratici di avvolgimento del nucleo.

Compensazione dell'induttanza di dispersione

Data la notevole frequenza di lavoro del trasformatore è importante valutare il valore dell'induttanza di dispersione poiché, se elevata, possibile fonte di un'eccessiva caduta di tensione sull'impedenza serie del trasformatore. Mediante un software di simulazione agli elementi finiti di nome Maxwell si è effettuata una stima di tale parametro e si ottiene:

	L1	Lm	L2	L1+L2	
Primario	0,2158	58,7745	0,146056	0,361856	mH
Secondario	0,77688	211,5882	0,5258	1,30268	μH

Tabella 4, induttanze calcolate

il che significa considerando ad esempio il valore riportato al primario:

$$X_d = 2\pi f_{sw} \cdot L_d = 113 \, \Omega$$

Tale valore è decisamente elevato, infatti anche con una corrente primaria di 4 A causa una caduta di tensione di circa 450 V. In presenza di una caduta così elevata il convertitore non è in grado di funzionare, perciò per ridurla si è scelto di sfruttare una risonanza serie con delle capacità così calcolate:

$$\omega \cdot L_d = \frac{1}{\omega \cdot C_{ris}} \rightarrow C_{ris} = \frac{1}{\omega^2 L_d}$$

È importante ai fini del controllo che verrà descritto in seguito tenere in considerazione che essendo il segnale di lavoro un'onda quadra, la compensazione dell'induttanza di fatto è completa solo per la prima armonica mentre per tutte le altre no, quindi con la capacità calcolata la caduta di tensione dovuta all'induttanza non è comunque zero. Dalle simulazioni si è visto che il miglior compromesso ai fini del controllo è stato trovato considerando un equivalente del 40% di induttanza non compensata.

Inoltre, per fini pratici si è scelto di compiere la compensazione totalmente sul lato primario perché porta a due vantaggi. Il primo è che al primario il valore dell'induttanza equivalente è più alto, perciò serve un valore di capacità più basso. Il secondo è che al primario le correnti sono molto più basse e facendo una compensazione serie, in cui i condensatori sono percorsi dalla corrente di fase, è un vantaggio notevole. Il prezzo di questa scelta è che a vuoto il trasformatore alimentato dal secondario di fatto è non compensato, ma essendo il convertitore unidirezionale per la presenza del ponte a diodi di fatto la scelta non ha conseguenze.

3.2.2 Induttore

Si va ora a illustrare come si è dimensionato il nucleo magnetico e i conduttori per creare i due induttori da utilizzare nel filtro di uscita del Buck.

Specifiche dell'induttore necessario:

$$L = 5 \mu H, \quad I_n = 210 A, \quad \text{Ripple} = \pm 20 A, \quad I_{max} = 230 A$$

Nucleo

Il dimensionamento si basa sul calcolo dell'energia che il nucleo è in grado di immagazzinare che determina di conseguenza la quantità di ferro necessaria e sulla verifica che anche in presenza della corrente massima il materiale magnetico non saturi. Per non sovradimensionare eccessivamente il nucleo si sceglie di dimensionare secondo la corrente nominale e non la massima, ammettendo un leggero calo del valore di L proprio in corrispondenza di questo valore.

Prima di tutto si calcola l'energia massima immagazzinabile:

$$W_{max} = \frac{1}{2} L I_n^2 = \frac{1}{2} 5 \cdot 10^{-6} \cdot 210^2 = 110.25 mJ$$

Dato il valore elevato di energia da immagazzinare dovuto all'alto valore della corrente di lavoro, è necessario utilizzare un nucleo con traferro, che per il differente valore di permeabilità magnetica dell'aria rispetto al ferro permette di utilizzare molto meno ferro rispetto ad un nucleo intero. Utilizzando infatti la legge della circuitazione magnetica si scopre che il quantitativo di energia immagazzinato nel ferro è trascurabile rispetto all'energia nel traferro:

$$W = \frac{1}{2} \int H \cdot B \cdot dv \approx \frac{1}{2} H_{fe} B_{fe} V_{fe} + \frac{1}{2} H_t B_t V_t$$

Sapendo che $B_{fe} \approx B_t \approx B$, $H = \frac{B}{\mu}$ e che $\mu_{fe} \gg \mu_0$ di circa tre ordini di grandezza, risulta evidente che finché il volume del traferro è più piccolo di almeno due ordini di grandezza rispetto al volume del ferro, il termine relativo all'energia contenuta nel ferro è trascurabile rispetto all'energia nel traferro. Partendo da questa considerazione e considerando un Bmax che per le ferriti si può considerare 0.3 T, è possibile calcolare il volume minimo di traferro necessario per immagazzinare l'energia massima necessaria all'induttore:

$$\frac{1}{2} \frac{B_{max}^2}{\mu_0} V_t = \frac{1}{2} L I_{max}^2 \rightarrow V_{t \min} = \frac{L I_n^2 \cdot \mu_0}{B_{max}^2} = 3.01 cm^3$$

Determinato Vt da catalogo EPCOS è stato selezionato un core che assolvesse la specifica, cioè il PM 74/59 B65686 gapped di materiale N27. Dal datasheet si ricava il valore di conduttanza magnetica, $A_L = 315 nH$, la sezione minima, $A_t = 7.1 cm^2$, e il traferro $t = 3.80 mm$.

$$V_{t \text{ reale}} = A_{min} \cdot t = 2.70 cm^3$$

Il volume calcolato è inferiore di circa il 10% al valore necessario teoricamente, però si può ritenere che il core sia comunque sufficiente in quanto il volume reale calcolato considera che il traferro abbia la medesima sezione del ferro, ma quando le linee di flusso si trovano in aria seguono una traiettoria più larga, occupando un volume maggiore.

Ora è possibile calcolare il numero di spire e verificare la non saturazione del nucleo:

$$N = \sqrt{\frac{5 \cdot 10^{-6}}{315 \cdot 10^{-9}}} = 4 \text{ spire}$$

$$B_{max} = B_{o\ max} = \mu_0 \cdot H_{o\ max} = \mu_0 \frac{N I_{max}}{t} = 0.278\ T < B_{sat} = 410\ T\ \text{verifica positiva!}$$

Conduttori

Verificato ora il core, tramite un criterio di potenza persa si dimensionano i conduttori. Si impone che la perdita su ciascun induttore debba essere minore o uguale a 10 W, così facendo si determina:

$$S = \frac{\rho \cdot l \cdot I^2}{P} = \frac{\rho \cdot N \cdot \pi D_{core} \cdot I^2}{P} = 35.5\ mm^2$$

Come per il trasformatore anche qui l'effetto pelle gioca un ruolo determinante su una sezione così grande, perciò si utilizzano anche in questo caso fili tipo Litz. Inoltre, per uniformità nell'ordine dei materiali e per le sezioni disponibili dal produttore di Litz, si utilizzano gli stessi conduttori utilizzati nel secondario del trasformatore, cioè 15.7 mm², parallelizzandone tre per ottenere 47.1 mm². Si accetta questo sovradimensionamento anche in quanto non si è tenuto conto della presenza del ripple e perché l'abbassamento della potenza da dissipare migliora le proprietà termiche del sistema e il rendimento.

$$P_{cu} = \frac{\rho \cdot l \cdot I^2}{S} = 7.54\ W$$

Valutazione delle perdite nel ferro

Massimo valore di campo magnetico medio di lavoro:

$$B_{m\ max} = \mu_0 \frac{N I_n}{t} = 0.256\ T$$

Dal datasheet del materiale magnetico si ricava che a 250 mT le perdite nel nucleo sono circa 0.6 W/cm², che moltiplicati per 101cm³ di volume del core portano a Pfe= 60.6W.

Tale valore è elevatissimo, ma questo è dovuto al fatto che i valori riportati nel datasheet si riferiscono ad un ciclo di isteresi completo a 50 kHz. Nella applicazione da induttore non si compie un ciclo di isteresi ma bensì una parziale carica/scarica che in normale funzionamento è il 20% della corrente. Quindi si percorre solo il 20% del semiciclo positivo, cioè il 10% del ciclo complessivo. Poiché la perdita è rappresentata dall'area interna alla curva, di fatto tra la perdita percentuale e la percentuale di ciclo percorsa c'è un legame quadratico. Pertanto, è possibile affermare che la perdita approssimata è 3.5% del valore di perdita totale e dunque:

$$P_{fe} = 60.6 \cdot 3.5\% = 2.12\ W$$

La perdita complessiva è quindi:

$$P_{tot} = P_{cu} + P_{fe} = 7.54 + 2.12 = 9.66\ W$$

3.3 Controllo del convertitore

Si affronta ora il tema del controllo della struttura scelta. Per fare ciò si è utilizzato il software di calcolo Matlab dove sono stati implementati diversi script in grado di svolgere i calcoli di taratura e lo strumento Matlab-Simulink per effettuare le simulazioni e verificare l'efficacia dei calcoli eseguiti. Si illustrano ora le strategie di controllo di inverter e buck.

3.3.1 Controllo dell'inverter

Come anticipato nella parte di descrizione della struttura, in questa soluzione si sceglie per l'inverter una modulazione in onda quadra, senza che questi abbia compiti di regolazione della tensione di uscita che spetta esclusivamente al buck. Per questo motivo l'idea di base è impulsare le tre gambe che compongono l'inverter con onde quadre a 50 kHz sfasate l'un l'altra di 120°.

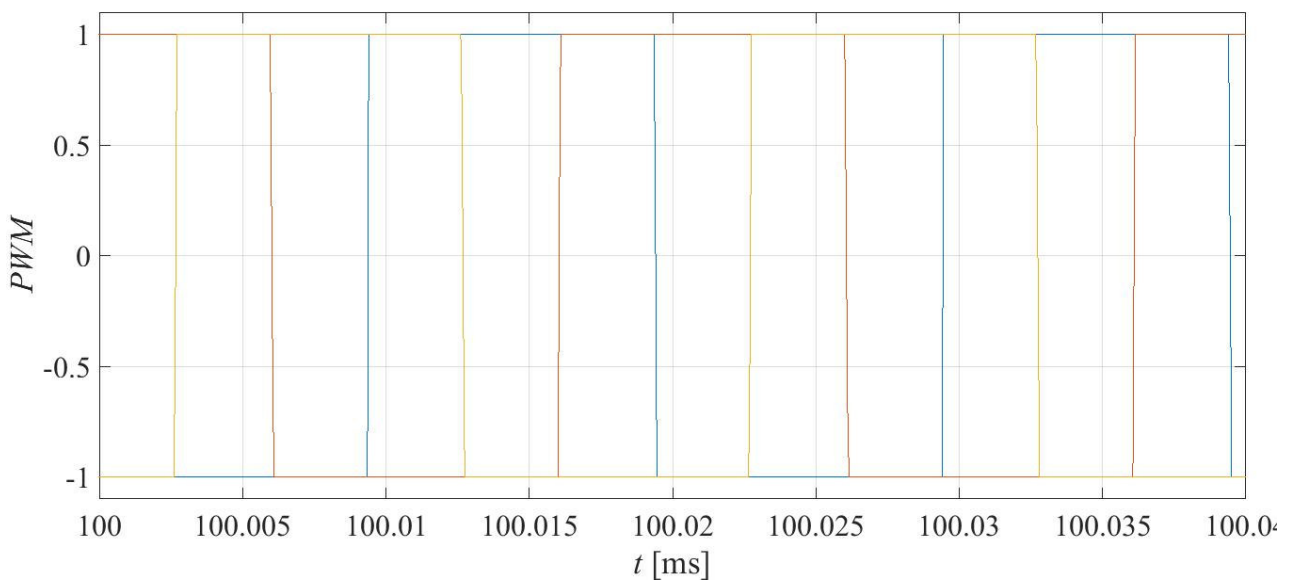


Figura 14, PWM inverter in normale funzionamento

Limitazione della corrente di inserzione

Attuando questa strategia così come descritta però si incorre nel problema della alta corrente di inserzione del condensatore in uscita dal ponte raddrizzatore, che è quindi necessario limitare. Una prima limitazione è fatta naturalmente dal sistema, in quanto i parametri parassiti dei componenti, dei diodi e del trasformatore limitano il picco di corrente. Siccome dalla simulazione gli effetti di questa limitazione risultano insufficienti, si decide di aggiungere un'ulteriore limitazione e sono state individuate due strategie applicabili: porre in serie al condensatore una resistenza di inserzione bypassata dopo i primissimi istanti oppure limitare con una rampa la larghezza dell'onda quadra di tensione fornita dall'inverter.

Effettuando delle simulazioni si è verificato che il metodo di utilizzare una rampa di 200 μ s durante l'avviamento è sufficiente per contenere la corrente di spunto, perciò è stato preferito tale metodo in quanto semplice e consente di non aggiungere nessun componente che poi sarebbe sede di perdite durante il normale funzionamento.

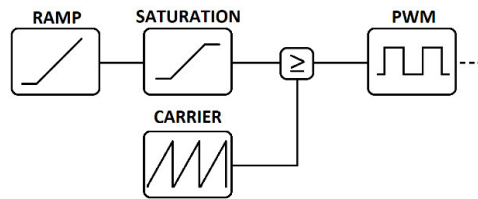


Figura 15, limitazione della corrente di inserzione

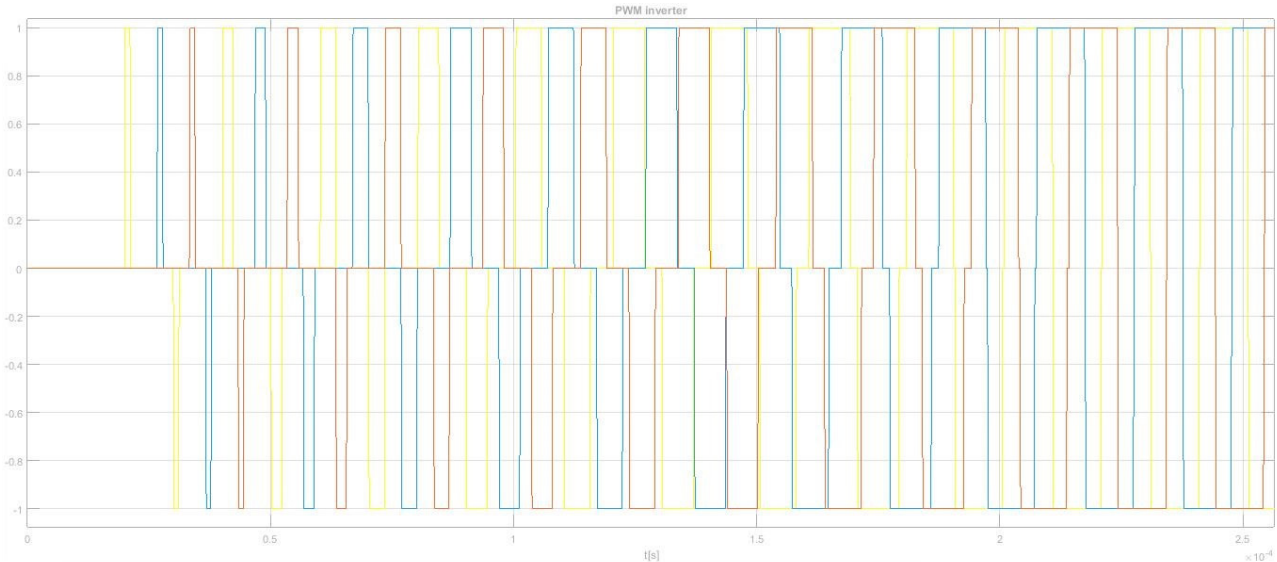


Figura 16, effetto della limitazione di corrente sulla PWM

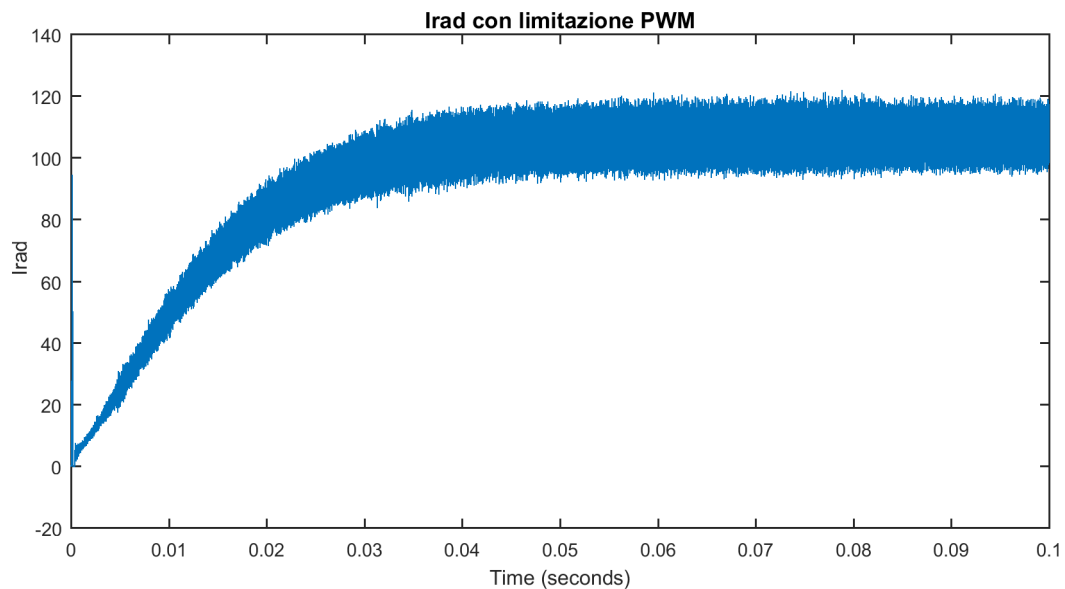


Figura 17, Corrente raddrizzata, effetto della limitazione di corrente durante un avviamento a pieno carico.

A seguito di uno studio dettagliato successivamente, eseguito per il controllo dell'inverter nella soluzione b, la rampa di avviamento dell'inverter è stata scalata da 0.3 a 1.

3.3.2 Controllo del Buck

Lo stadio buck del convertitore ha il compito di effettuare la regolazione della tensione, pertanto necessita di un controllo completo in anello chiuso. Il controllo che viene qui effettuato e descritto sul singolo buck è

di tipo classico, l'unica particolarità è l'esercizio dei due Buck presenti in phase-shifting precedentemente spiegato.

Controllo classico si intende anello chiuso di regolazione della tensione che al suo interno contiene l'anello chiuso di regolazione della corrente.

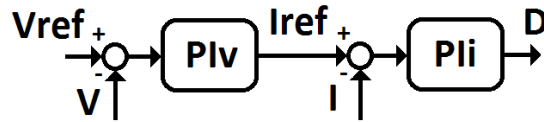


Figura 18, principio di regolazione

Si descriverà ora come si è giunti al controllo del sistema.

Funzione di trasferimento

Per effettuare il controllo è necessario innanzitutto determinare la funzione di trasferimento del sistema fisico da regolare. Per fare ciò bisogna partire dal modello fisico:

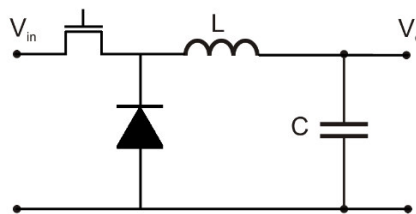


Figura 19, buck: sistema fisico

Da cui applicando le leggi di funzionamento valide in Continuous Conduction Mode è possibile estrarre il modello circuitale e le equazioni (leggi di Kirchhoff) che costituiscono il sistema di stato:

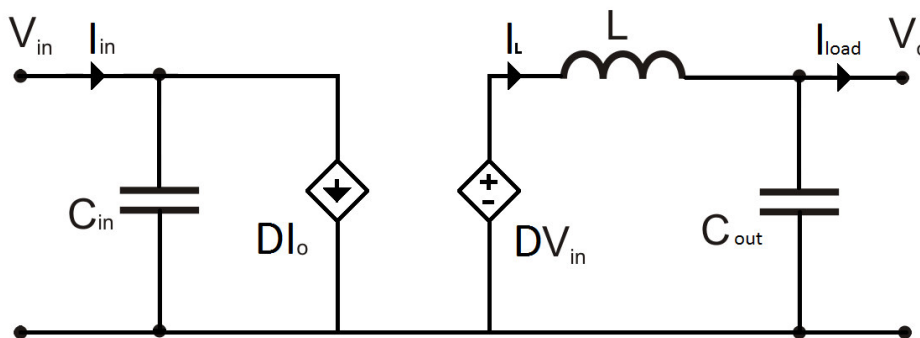


Figura 20, buck: modello circuitale

$$\begin{cases} \frac{di_L}{dt} = \frac{D \cdot v_{in}}{L} - \frac{v_o}{L} \\ \frac{dv_{in}}{dt} = \frac{i_{in}}{C_{in}} - \frac{D \cdot i_L}{C_{in}} \\ \frac{dv_o}{dt} = \frac{i_L}{C_{out}} - \frac{i_{load}}{C_{out}} \end{cases}$$

Osservazione: la tensione v_{in} in questa applicazione è la tensione di uscita del ponte raddrizzatore, per il quale è stato dimensionato un filtro di uscita che garantisce un'oscillazione sempre inferiore al 3%, per questo motivo si può ritenere tale grandezza pressoché costante e dunque nei passaggi successivi la sua derivata sarà considerata nulla.

Dal sistema di stato per ottenere il controllo è necessario linearizzare il sistema intorno a un punto, per questo motivo si considerano tutte le grandezze composte da una componente costante, evidenziata da lettera maiuscola, e una componente variabile, evidenziate dall'accento, per ipotesi molto inferiore alla componente costante.

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \frac{\hat{d} \cdot V_{in}}{L} + \frac{D \cdot V_{in}}{L} - \frac{\hat{v}_o}{L} - \frac{V_o}{L} \\ 0 = \frac{\hat{i}_{in}}{C_{in}} + \frac{I_{in}}{C_{in}} - \frac{(\hat{d} + D) \cdot (\hat{i}_L + I_L)}{C_{in}} \\ \frac{d\hat{v}_o}{dt} = \frac{\hat{i}_L}{C_{out}} + \frac{I_L}{C_{out}} - \frac{\hat{i}_{load}}{C_{out}} - \frac{I_{load}}{C_{out}} \end{cases}$$

Osservazione: i termini costanti che si generano all'interno delle operazioni di derivazione non vengono riportati in quanto darebbero risultato nullo.

È necessario a questo punto compiere un'approssimazione, cioè trascurare i prodotti di due o più termini variabili. Questa approssimazione è valida e ha tanto più senso, quanto più è verificata l'ipotesi di partenza del ragionamento. Con questo procedimento dal sistema di stato si arriva a distinguere due sottosistemi distinti: il Punto Operazione, che tiene in conto dei termini costanti, e il Modello di Piccolo Segnale del convertitore che contiene le informazioni sulla dinamica e sarà perciò quello utile ai fini del controllo.

$$\text{Punto Operazione} \begin{cases} 0 = D \cdot V_{Cin} - V_{Cout} \\ 0 = I_{in} - D I_L \\ 0 = I_L - I_{load} \end{cases}$$

$$\text{Modello di Piccolo Segnale} \begin{cases} \frac{d\hat{i}_L}{dt} = \frac{\hat{d} \cdot V_{Cin}}{L} - \frac{\hat{v}_{Cout}}{L} \\ 0 = \hat{i}_{in} - \hat{d} \cdot I_L - D \cdot \hat{i}_L \\ \frac{d\hat{v}_{Cout}}{dt} = \frac{\hat{i}_L}{C_{out}} - \frac{\hat{i}_{load}}{C_{out}} \end{cases}$$

Alle equazioni del modello per fini di chiarezza è possibile dare forma circuitale ed unirle in un unico circuito:

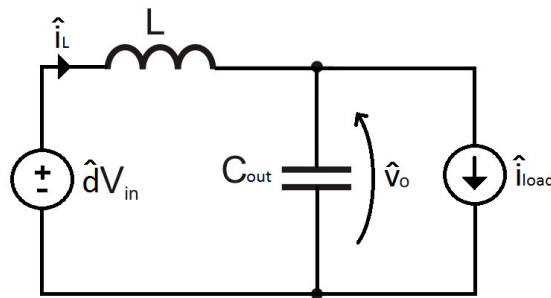


Figura 21, Buck: modello di piccolo segnale

Facendo un ultimo passaggio logico che consiste nel considerare il carico composto da un'unica resistenza equivalente, è semplice risalire alle funzioni di trasferimento utili al nostro scopo, e cioè quella che lega la tensione di uscita alla corrente nell'induttore per l'anello di tensione, e quella che lega la corrente nell'induttore al duty-cycle per l'anello di corrente. È importante tenere in conto però che l'equazione della corrente è composta da due parti, una che contiene la dinamica del circuito R-L e un'altra che dipende esclusivamente dai termini V_{in} e V_o e che pertanto è da considerarsi come disturbo.

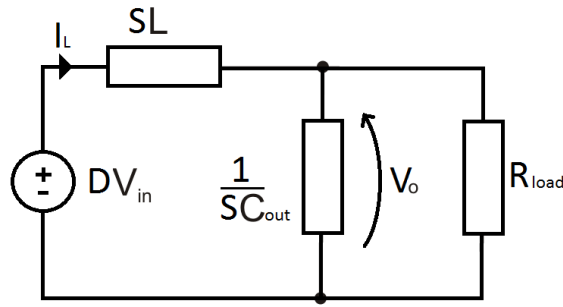


Figura 22, Buck: modello di piccolo segnale trasformato in Laplace

$$\begin{cases} I_L = \frac{D \cdot Vin - Vo}{sL} \rightarrow D = \frac{I_L sL}{Vin} + \frac{Vo}{Vin} \\ Vo = Z_{eq} \cdot I_L \rightarrow I_L = \frac{Vo}{Z_{eq}} \\ Z_{eq} = \frac{1}{s \cdot C_{out}} // R_{load} = \frac{R_{load}}{1 + s \cdot C_{out} \cdot R_{load}} \end{cases}$$

Il sistema trovato descrive un sistema costituito da un solo buck, ora per giungere alle equazioni finali che descrivono il nostro sistema con doppio buck è sufficiente tenere in conto che la corrente di uscita è la somma delle correnti provenienti da due induttori, dunque:

$$\begin{cases} I_L = \frac{D \cdot Vin - Vo}{sL} \rightarrow D = \frac{I_L sL}{Vin} + \frac{Vo}{Vin} \\ Vo = Z_{eq} \cdot 2I_L \rightarrow I_L = \frac{Vo}{2 \cdot Z_{eq}} \\ Z_{eq} = \frac{1}{s \cdot C_{out}} // R_{load} = \frac{R_{load}}{1 + s \cdot C_{out} \cdot R_{load}} \end{cases}$$

Calcolo dei regolatori

Dovendo regolare in anello chiuso due sistemi del primo ordine si è scelto di utilizzare dei regolatori di tipo Proporzionale-Integratore (PI). Per il calcolo dei valori di Kp e Ki da porre nei regolatori è stato implementato uno script Matlab nel quale si utilizzano delle formule per la taratura in anello chiuso ricavate imponendo il modulo della funzione di trasferimento in anello chiuso uguale a -3 dB in corrispondenza della frequenza di taglio (ft) e che i valori di Kp e Ki debbano essere reali e positivi. Così facendo si trovano queste espressioni:

$$F(s) = \frac{1}{a + sb} \text{ generica fdt del 1° ordine}$$

$$\omega_t = 2\pi f_t \text{ pulsazione di taglio}$$

$$\begin{cases} kp < a + \sqrt{2a^2 + \omega_t^2 b^2} \\ ki = -\omega_t^2 b + \omega_t \sqrt{2\omega_t^2 b^2 - kp^2 + a^2 + 2kp \cdot a} \end{cases}$$

A patto che kp sia minore di a, che rappresentando normalmente il parametro resistivo è una condizione facilmente verificabile, è valida la seguente relazione:

$$\frac{dki}{dkp} < 0$$

Che congiuntamente alla relazione:

$$fase(G(j\omega)) = -arctg\left(\frac{ki}{\omega kp}\right) + fase(sistema fisico)$$

Permette di affermare che maggiore è il Kp che si sceglie maggiore è il margine di fase, e quindi la stabilità del sistema. È bene però non avvicinarsi troppo al valore limite per l'incertezza sul valore dei parametri utilizzati; per questo motivo si è utilizzato nei calcoli il 90% del Kp massimo.

L'anello di corrente è indipendente dalle variazioni di carico perciò la sua taratura si effettua semplicemente col valore di induttanza di 5 μ H e con la frequenza di taglio che si è scelto di porre al valore massimo possibile di 5 kHz, cioè una decade al di sotto della fsw, per poter avere un buon range nella scelta della frequenza di taglio dell'anello di tensione. Il regolatore risultante è il seguente e porta ai seguenti diagrammi di bode dove si vede la funzione in anello aperto (linea blu) e in anello chiuso (linea rossa):

$$PIi(s) = 3.53 \cdot 10^{-3} + \frac{11.21}{s}$$

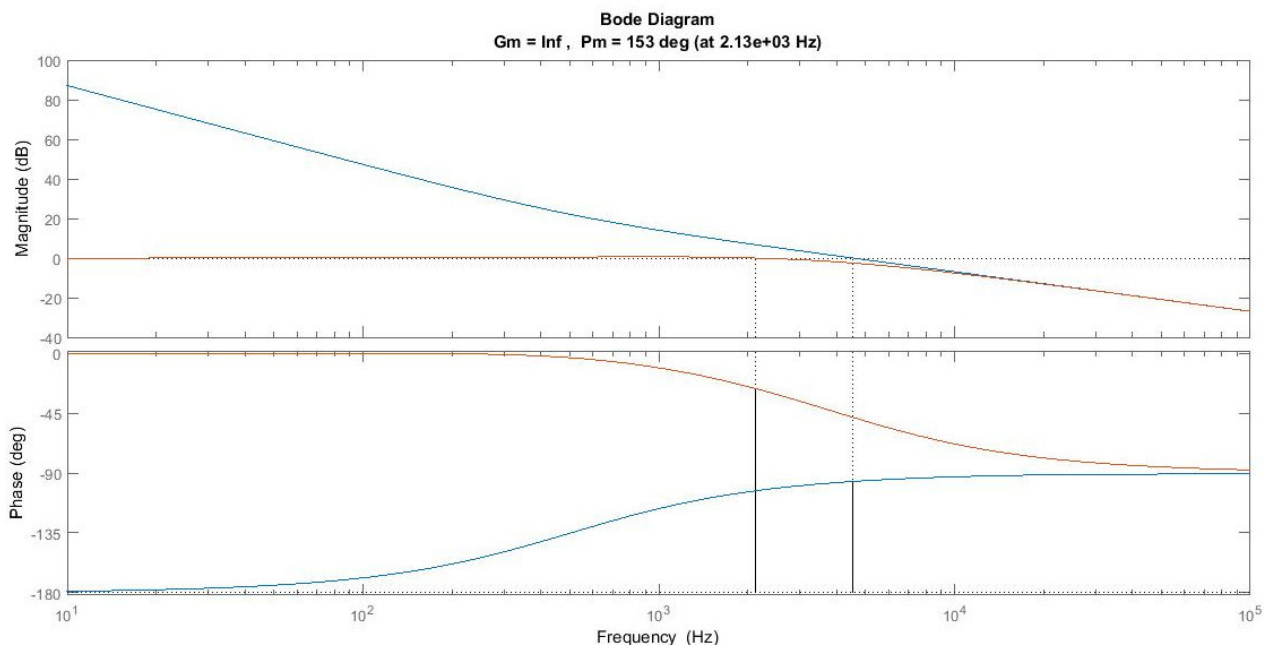


Figura 23, diagramma di bode della funzione di trasferimento di corrente in anello chiuso e anello aperto.

La funzione di trasferimento dell'anello di tensione dipende invece dal valore del carico che può variare da 28.8 m Ω a circuito aperto. Il compromesso che è necessario trovare è tra la rapidità di raggiungimento del valore di tensione quando il carico è massimo e la velocità per controllare la carica del condensatore quando il carico è zero. Per fare questo dopo un certo numero di prove il miglior compromesso è stato trovato tarando con un carico pari al 5% del carico massimo. In questo modo il regolatore calcolato risulta il seguente e porta ai seguenti diagrammi di bode dove sono riportati i casi limite vuoto (linea rossa) e carico massimo (linea blu):

$$PIv(s) = 1.965 + \frac{1238}{s}$$

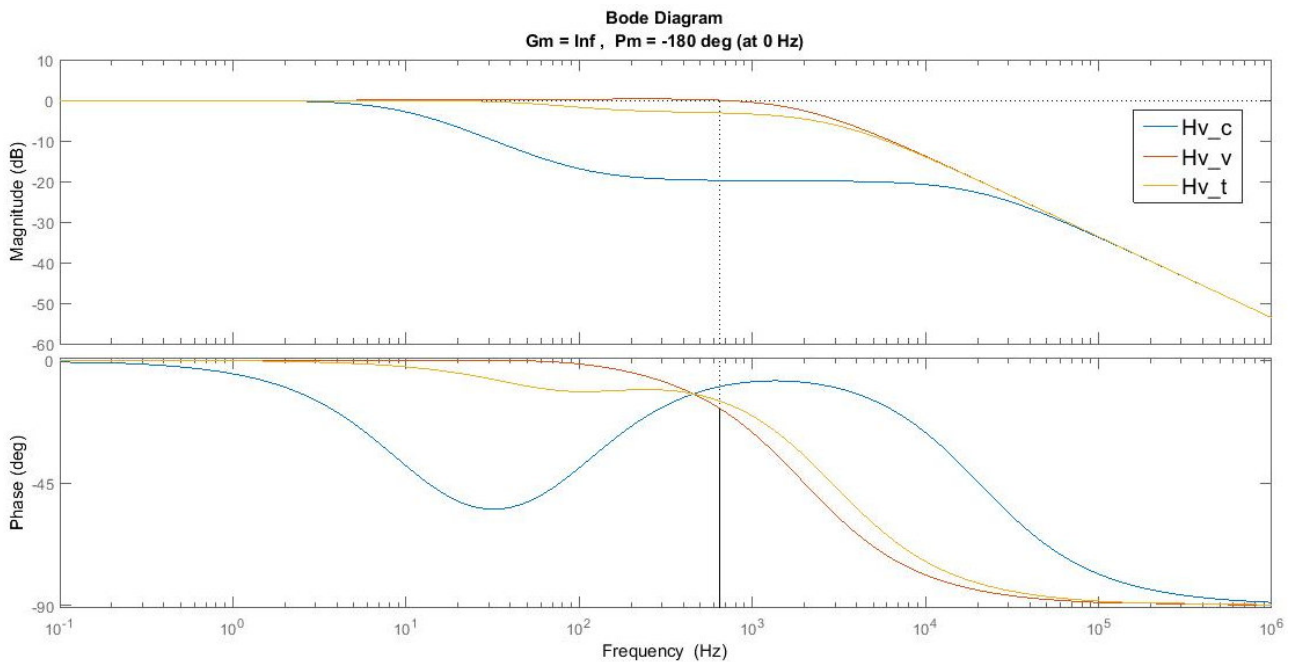


Figura 24, diagramma di bode della funzione di trasferimento in anello chiuso di tensione a vuoto (Hv_v), a carico (Hv_c) e nel punto di taratura (Hv_t)

Accorgimenti per l'anello di tensione

Dato l'ampio range di carico in cui deve poter funzionare l'anello di tensione, e dato che la corrente massima di uscita è vincolata alla tensione e al carico secondo la legge di ohm, è importante **aggiustare** istante per istante l'anti wind-up del regolatore al rapporto V/R . Bisogna quindi creare una saturazione dinamica capace di leggere il carico e di calcolare la corrente massima possibile in quel momento, in modo da limitare la componente integrale del regolatore.

Per fare ciò si effettua una misura mediata su più periodi di commutazione della tensione e della corrente di uscita al fine di calcolare la resistenza del carico. Col valore della resistenza si divide la tensione massima ottenibile in uscita così da determinare la corrente massima applicabile in quell'istante; quest'ultimo valore trovato sarà proprio quello a cui saturare l'integrale. Ora per compiere l'atto di saturazione va confrontato il valore attuale dell'integrale con il valore di corrente massima calcolato, nel momento in cui è maggiore o uguale e l'ingresso (l'errore) è maggiore di zero si azzerà ciò che entra nell'integrale e così si ottiene la saturazione superiore. Viceversa si ottiene la soglia inferiore.

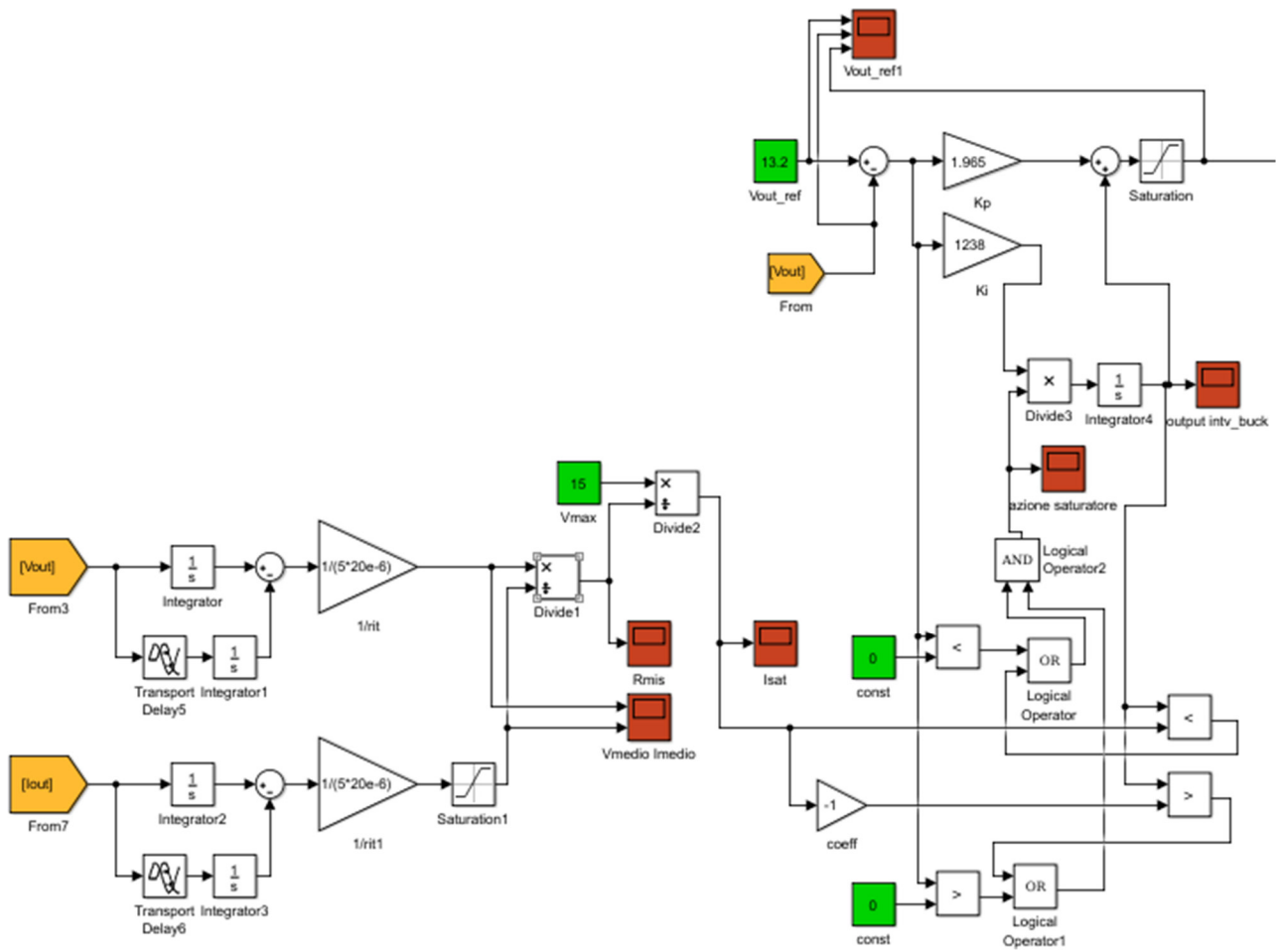


Figura 25, regolatore di tensione, saturazione dinamica

Avendo fatto una media su più periodi e avendo la corrente bisogno di qualche istante perché la tensione sul condensatore cominci a salire, la stima di resistenza nei primissimi istanti è errata il che dà quindi luogo al calcolo di una corrente massima errata a sua volta. Questo però non rappresenta un problema ai fini del controllo in quanto nei primi istanti anche l'integrale ha bisogno tempo per crescere quindi è distante dalla saturazione.

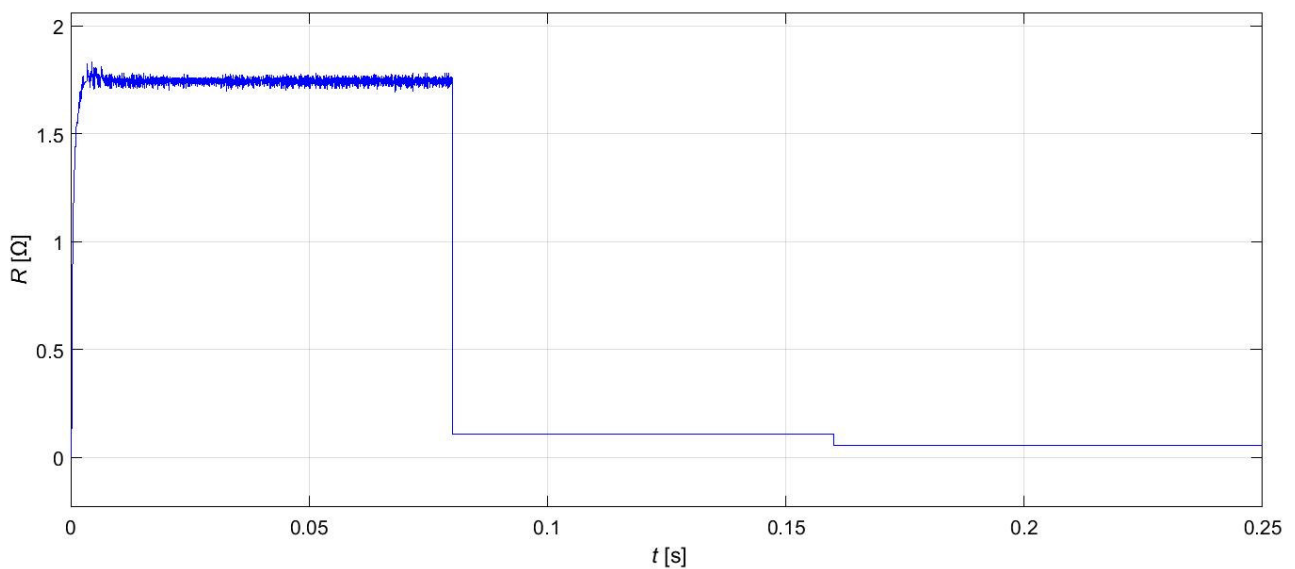


Figura 26, risultato della misura di resistenza

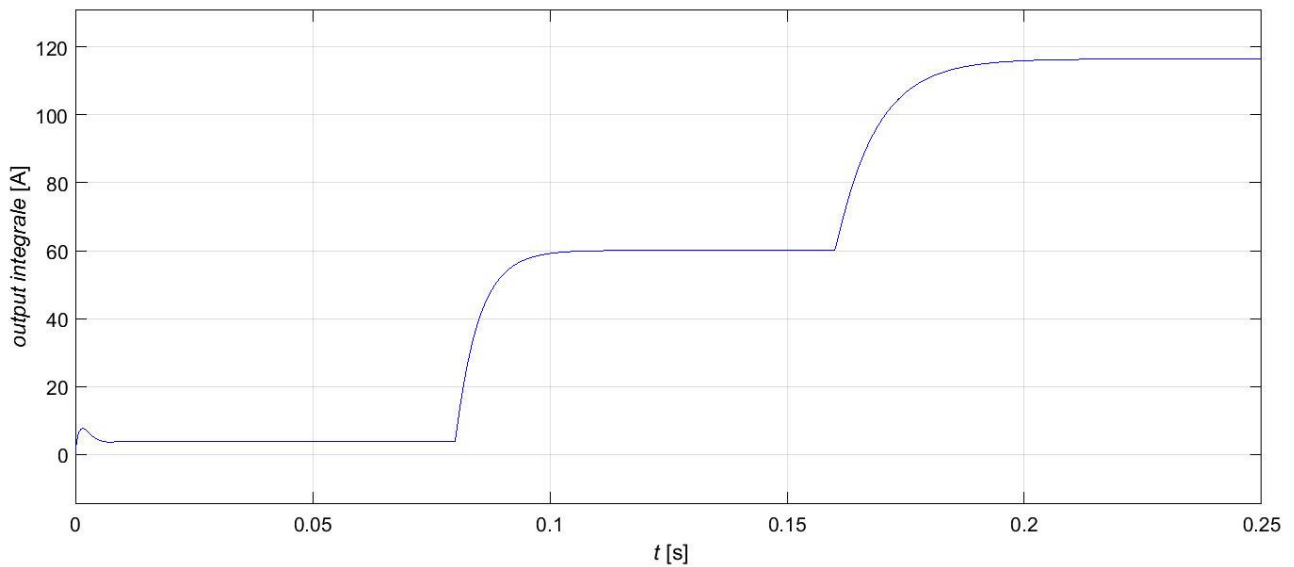


Figura 27, azione della saturazione dinamica

Accorgimenti per l'anello di corrente

L'equazione di corrente come detto in precedenza è composta da parte dinamica e disturbo, perciò l'anello di regolazione potrebbe essere costituito da regolatore PI per la dinamica e compensazione del disturbo. Però, dato l'ampio range di funzionamento, il buck può venire a trovarsi in regione di funzionamento discontinuo, zona in cui non vale più il legame $D = \frac{V_{out}}{V_{in}}$ valido in Continuous Conduction Mode. Pertanto, venendo meno l'equazione su cui si basa la compensazione stessa, per la stabilità del sistema si decide di regolare il sistema solo per mezzo di un PI senza compensazione del disturbo.

Da notare inoltre che in ingresso, controllando il singolo Buck, è necessario retroazionare la metà della corrente di uscita, in quanto la corrente totale è somma dei due contributi.

3.4 Metodo di gestione dei guasti

Per ottenere il requisito di specifica di mantenimento della operatività, seppur ridotta, a fronte di un singolo guasto che si presenti su una qualunque delle parti del sistema è necessario elaborare una strategia di riconfigurazione della logica per adattare il funzionamento alla nuova condizione. Pertanto di seguito si analizzeranno uno ad uno i possibili guasti che si possono verificare e la strategia elaborata per farvi fronte.

3.4.1 Inverter

Un guasto nell'inverter significa che uno dei sei SiC di cui si compone smette di funzionare, risultando perennemente aperto e dunque non più in grado di condurre. Detto ciò i due scenari possibili di gestione sono continuare a funzionare in configurazione trifase, sfruttando il componente ancora sano della gamba guasta, oppure smettere di impulsare tutta la gamba guasta e utilizzare l'inverter come monofase.

Nel secondo caso, concettualmente più semplice, è sufficiente, tramite un selettore nella parte di logica, sfasare le due gambe sane dell'inverter di 180° a differenza dei 120° usati nel normale funzionamento trifase. Questa scelta implica che tutta la catena a valle (trasformatore + ponte raddrizzatore) dovranno necessariamente funzionare anch'essi in monofase con prestazioni di potenza limitate per quanto riguarda il trasformatore e prestazioni qualitative degradate per quanto riguarda il ponte a diodi, che saranno dettagliate in seguito nelle loro specifiche sezioni.

In caso di mantenere operativo il quinto SiC disponibile e mantenendo quindi una modulazione trifase, cambia notevolmente la forma d'onda in uscita ed è stato quindi necessario un apposito studio, i cui passaggi sono spiegati in dettaglio nell'appendice 1 *"Potenza trasmissibile da un inverter trifase in presenza di singolo guasto"* allegato a questa tesi, per determinare la potenza erogabile dall'inverter in guasto, i cui risultati sono poi stati verificati attraverso un modello di simulazione.

Metodologia di studio dell'inverter in guasto

L'obiettivo dell'analisi svolta è determinare la potenza trasmissibile dall'inverter in guasto, la quale è stata determinata con il metodo di Aaron che prevede di calcolare la potenza come somma del prodotto fra due correnti di fase e le rispettive tensioni concatenate rispetto alla terza fase.

Si sono quindi analizzate le configurazioni circuitali che si vengono a creare con una modulazione in onda quadra standard dell'inverter al fine di determinare la forma d'onda delle tensioni concatenate e conseguentemente di fase che si ottengono in uscita. Dopodiché si è calcolata la corrente di fase, ottenuta sfasando la tensione a valle rispetto alla tensione a monte di un'induttanza posta in uscita all'inverter secondo la legge:

$$di = \frac{v \cdot dt}{L}$$

Nel fare questa operazione sono state utilizzate due ipotesi: la prima è che la variazione di corrente segua un andamento rettilineo, il che è accettabile se si considerano dt piccoli e quindi frequenze di commutazione elevate come nella nostra applicazione, la seconda è che la tensione a valle dell'induttanza abbia lo stesso modulo della tensione a monte, ossia che sia trascurabile la caduta sull'induttanza stessa, e vedremo in seguito che restrizioni di validità comporterà questa assunzione.

Determinato l'andamento delle tensioni concatenate e delle correnti di due fasi è stato sufficiente applicare il metodo di Aaron per determinare l'andamento della potenza in uscita in funzione dell'angolo di sfasamento tra la tensione a monte e a valle dell'induttanza.

Risultati

Dai calcoli effettuati è stata ottenuta la seguente relazione $P(\alpha)$, legata ai parametri T, L e Vdc:

$$P\left(\frac{t_\alpha}{T}\right) = T \cdot \frac{V_{dc}^2}{L} \begin{cases} -\frac{3}{2}\left(\frac{t_\alpha}{T}\right)^2 + \frac{7}{18}\left(\frac{t_\alpha}{T}\right), & \text{per } 0 \leq \frac{t_\alpha}{T} \leq \frac{1}{6} \\ -\frac{5}{4}\left(\frac{t_\alpha}{T}\right)^2 + \frac{23}{36}\left(\frac{t_\alpha}{T}\right) - \frac{11}{432}, & \text{per } \frac{1}{6} \leq \frac{t_\alpha}{T} \leq \frac{1}{3} \end{cases}$$

Il punto di massimo di questa funzione è in 23/90, corrispondenti a 92° circa, dove il valore della potenza è:

$$P_{max} = 0.0562 \cdot T \cdot \frac{V_{dc}^2}{L}$$

Utilizzando i valori dei parametri che si hanno in questa tesi, cioè $V_{dc}=800$ V, $L=5$ μ H e $T=20$ μ S si ottiene un valore di potenza massima teorico di 143.8 kW.

Purtroppo, il valore massimo calcolato con questa formula non è di alcuna utilità pratica perché nella situazione di funzionamento in cui si otterrebbe, data l'elevata corrente circolante, viene meno l'ipotesi fatta di caduta di tensione sull'induttanza trascurabile. Il fatto di violare questa ipotesi implica un valore insensato nel calcolo della corrente di fase e pertanto della potenza erogabile.

La buona notizia però è che la formula, sebbene non abbia alcun senso vicino al valore massimo, descrive bene ciò che succede per potenze basse rispetto alla massima. Nel caso del convertitore sviluppato in questa tesi ad esempio la potenza massima trasferita è 5 kW, il che implica una corrente di pochi Ampere e di conseguenza una caduta di tensione relativamente bassa e dunque nelle ipotesi di validità della formula.

In conclusione, l'analisi fatta consente di affermare che l'inverter in guasto è in grado comunque di erogare la potenza massima di 5 kW richiedibile dal sistema senza incorrere in problemi di stabilità.

Conseguenze

Immediata conseguenza della conclusione appena estratta è che in caso di guasto di un componente non è necessario provvedere ad alcuna correzione o limitazione del funzionamento in quanto il convertitore è in grado di soddisfare il fabbisogno di potenza.

3.4.2 Trasformatore

Un guasto al trasformatore normalmente significa che in una delle tre fasi di cui si compone ha ceduto l'isolamento e pertanto le spire dell'avvolgimento risultano cortocircuitate tra loro e o cortocircuitate al nucleo magnetico. L'unica soluzione possibile in questo caso è escludere completamente la fase guasta e continuare a funzionare con le due rimanenti. Questo è ottenibile applicando all'inverter la strategia descritta prima di funzionamento monofase con le due fasi sane rimaste. Per di più se il guasto coinvolge il nucleo, e il nucleo fosse collegato a massa, risulterebbe in tensione l'intera carcassa. Per evitare ciò sarebbe quindi necessario aprire l'avvolgimento in questione da entrambi i lati e perciò bisognerebbe prevedere una configurazione di centro stella sezionabile. Nella nostra applicazione si provvederà perciò a mantenere il core del trasformatore isolato da altri elementi del convertitore.

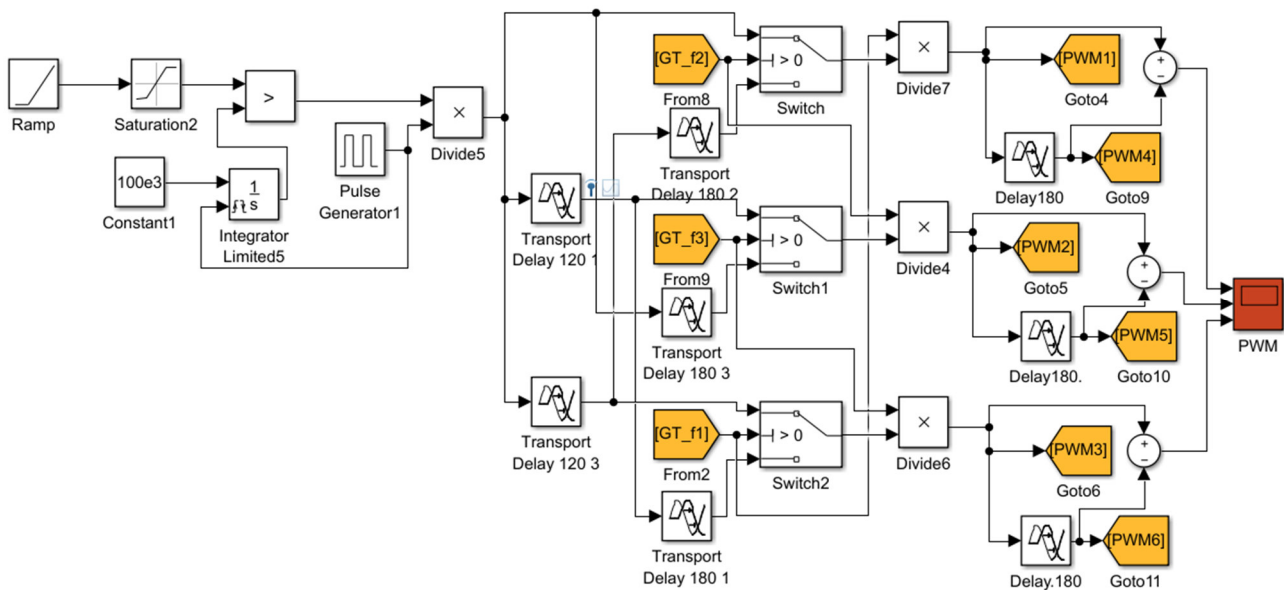


Figura 28, riconfigurazione della modulazione in caso di guasto al trasformatore

Immediata conseguenza dell'esclusione di una fase è che dovendo funzionare con due sole fasi, ed essendo ciascuna fase dimensionata per una potenza di 2 kW, la potenza massima a cui può funzionare il sistema in questa condizione è 4 kW, e di questo bisogna tener conto modificando opportunamente la corrente massima esigibile dal Buck che a questo punto diventa 330 A. Altra conseguenza analogamente a prima è che il ponte raddrizzatore deve funzionare in configurazione monofase e per tanto con prestazioni leggermente peggiori. (Fortunatamente si può dire che il guasto del trasformatore sia uno dei meno probabili.)

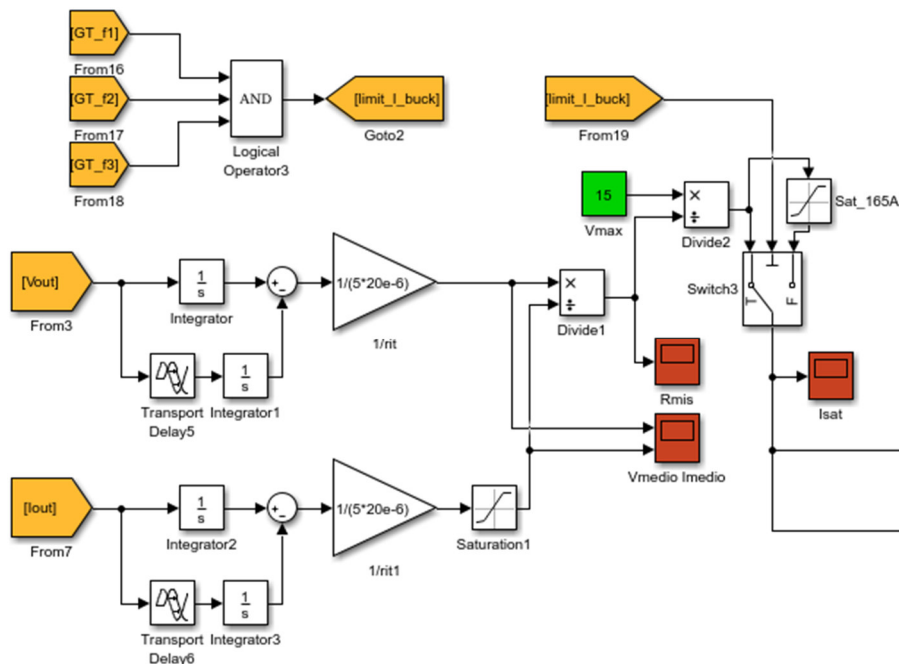


Figura 29, riconfigurazione della limitazione di corrente per guasto del trasformatore

3.4.3 Ponte raddrizzatore

Un guasto al ponte raddrizzatore significa che uno dei diodi è bruciato e pertanto inabile alla conduzione. Anche qui come nell'inverter si presenta la duplice opzione di funzionamento monofase con i rami sani o trifase sfruttando il componente sano del ramo guasto e anche qui è stata fatta una analisi dei due modi di funzionamento per decidere il più conveniente da usare.

In caso di scelta di funzionamento monofase ciò che cambia è un'altra volta il comando dell'inverter a monte mentre il funzionamento di un ponte raddrizzatore monofase è cosa ben nota.

Il funzionamento trifase con un componente guasto al contrario è stato oggetto di una analisi specifica di ciascuna fase di cui si compone un periodo per capirne le implicazioni. Come si può vedere dalle forme d'onda ottenute in simulazione solo una delle sei fasi del normale funzionamento trifase è realmente affetta dal guasto, mentre per le altre cinque la presenza o meno del guasto è pressoché influente. Nell'intervallo di tempo dove il guasto modifica il funzionamento di fatto si verrebbe a creare un crollo della tensione applicata al condensatore di uscita. Questa tensione troppo bassa però a conti fatti non viene mai applicata al condensatore perché date le tensioni in gioco tutti i diodi presenti sono polarizzati inversamente e quindi in interdizione, ciò significa che in questo intervallo di 60° al condensatore di uscita non viene applicata alcuna tensione.

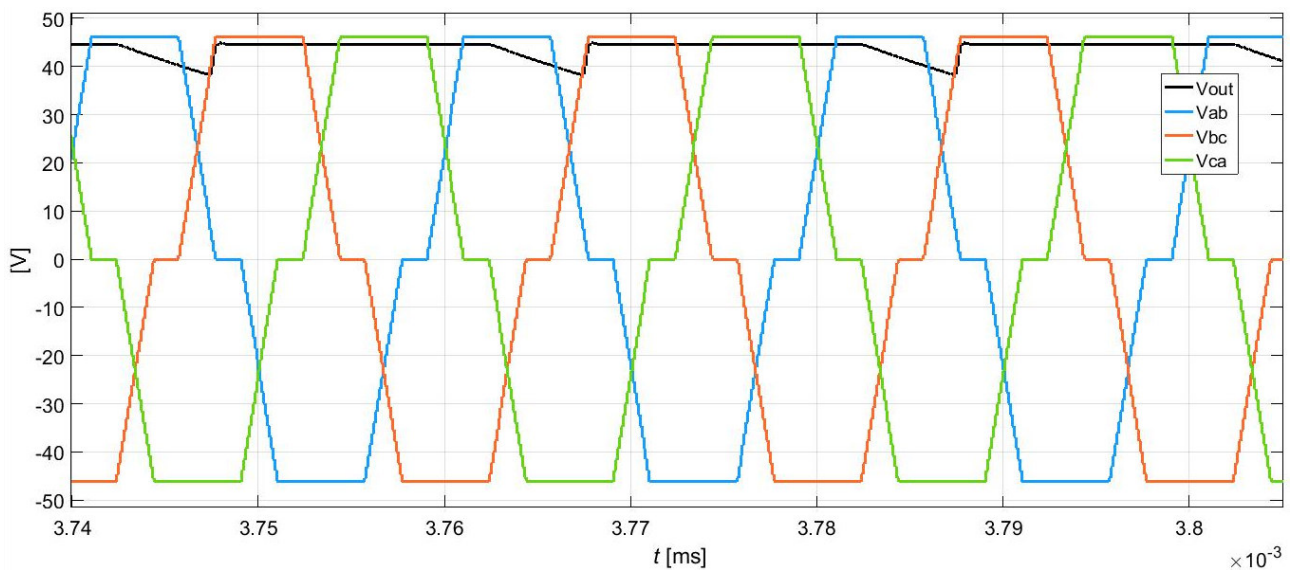


Figura 30, andamento delle tensioni in caso di guasto di un diodo del ponte raddrizzatore trifase

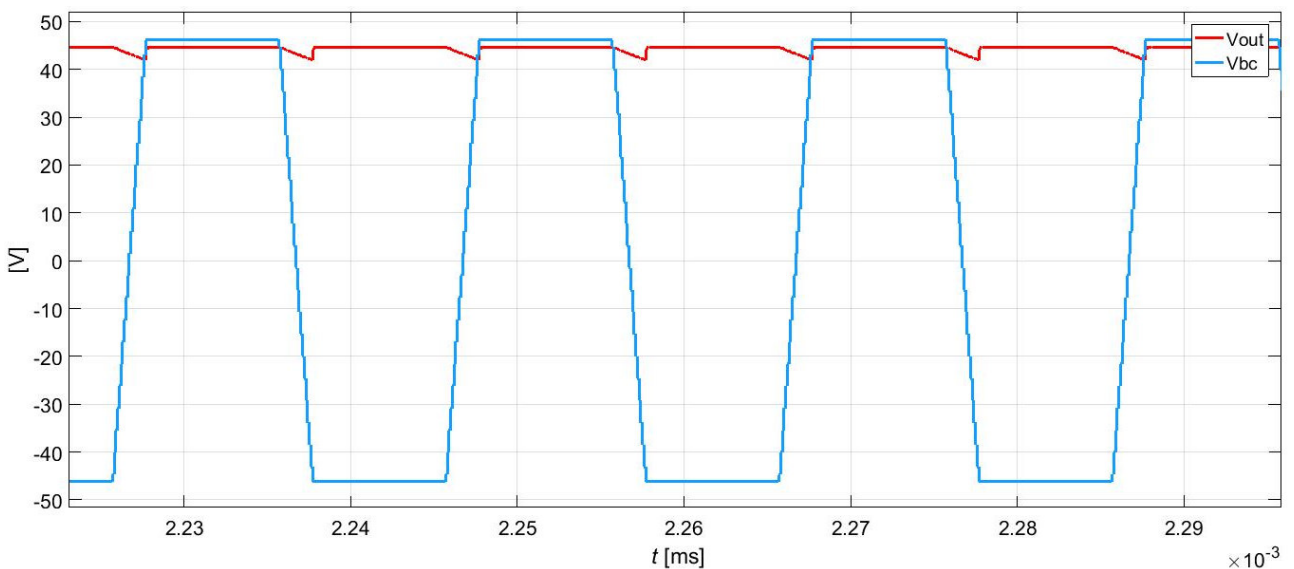


Figura 31, andamento delle tensioni nel ponte raddrizzatore in funzionamento monofase

Confrontando i risultati, è facile notare che finché l'onda quadra è definita, cioè i fronti di salita e discesa rimangono sufficientemente rapidi, il funzionamento con onda quadra monofase ha una forma d'onda che in uscita è certamente migliore. A favore però del funzionamento trifase bisogna osservare che la tensione

presenta sì un'oscillazione, ma solo per 1/6 di ogni periodo e comunque l'ampiezza non assume valori tali da pregiudicare il funzionamento per la nostra applicazione.

Molto diverso sarebbe il discorso in caso di onde sinusoidali, dove il buco di 60° che si presenta nel funzionamento trifase sarebbe comunque nettamente inferiore in termini di tempo a quello che si ha tra i fronti utili delle gobbe della sinusoide monofase raddrizzata.

Ulteriore aspetto da tenere in conto è che qualora si scegliesse di funzionare in monofase anche il trasformatore sarebbe costretto a lavorare su due sole fasi e perciò sarebbe necessario limitare un'altra volta la potenza a 4 kW.

Date queste considerazioni la conclusione a cui si è giunti è che in caso di rottura di un diodo la strategia migliore è continuare a funzionare in configurazione trifase.

3.4.4 Buck

Un guasto al buck può coinvolgere un Mosfet, un diodo o un induttore di filtro e in ogni caso è necessario utilizzare solo la metà di convertitore con tutti i componenti funzionanti, è inoltre importante in caso di guasto di induttore o diodo smettere di impulsare il componente relativo alla parte guasta. Questo cambio nel funzionamento modifica la funzione di trasferimento del sistema, specificamente nell'anello di tensione, dove sparisce il $x2$ legato alla somma delle correnti dei due convertitori. Modificandosi la funzione di trasferimento risultano differenti i valori delle costanti per la taratura del regolatore PI dell'anello di tensione, perciò nella parte di logica si decide di inserire un selettore che in base alla condizione di funzionamento, normale o di guasto, utilizzi il valore appropriato delle costanti.

Il cambio della costante di integrazione dell'integrale è un'operazione da fare con cautela, in questo caso non da problemi perché cambiando le costanti a monte dell'integrale da cui si parte la funzione rimane continua.

$$PIV(s) = 3.929 + \frac{2475}{s} \quad \text{con singolo Buck}$$

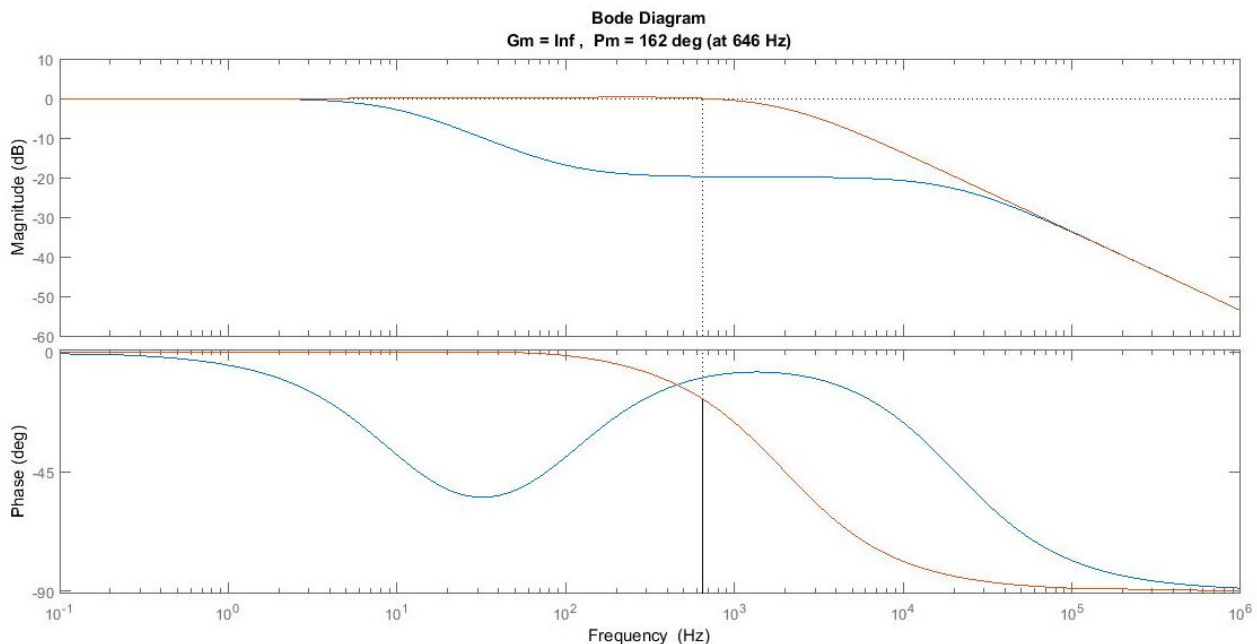


Figura 32, anello chiuso di tensione a vuoto e a pieno carico con singolo buck, bode.

Anche in questa situazione per i dimensionamenti scelti utilizzando uno solo dei canali del buck la potenza erogabile risulta limitata, in quanto secondo il datasheet del Mosfet utilizzato il singolo canale può lavorare a 320 A che a 13.5 V dell'uscita significano 4.3 kW.

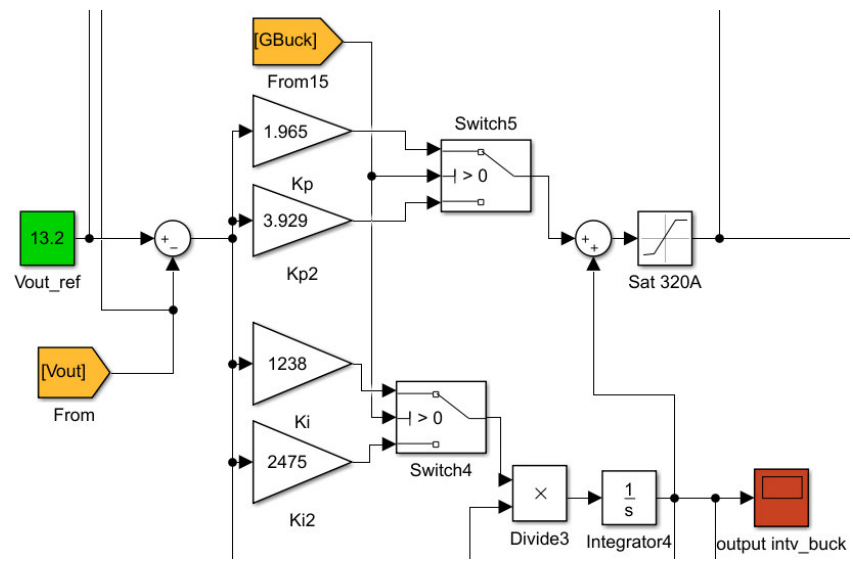


Figura 33, riconfigurazione dell'anello di tensione per guasto di un buck

3.5 Simulazione di funzionamento

Avvalendosi dello strumento di simulazione Simulink di Matlab si sono effettuate le simulazioni nelle differenti situazioni di funzionamento normale e in guasto e con differenti condizioni di carico. Gli estremi di variazione del carico possono essere da un massimo di 5000 W a un minimo di 10 W, dovuto per lo meno all'autoconsumo del convertitore. Nelle prove il minimo carico è posto a 1 W che è una condizione peggiorativa dal punto di vista della stabilità.

3.5.1 Normale funzionamento

Funzionamento con variazioni di carico

Prova effettuata mantenendo la tensione di ingresso costante a 800 V e facendo variare il carico da 1 W a 5000 W e viceversa:

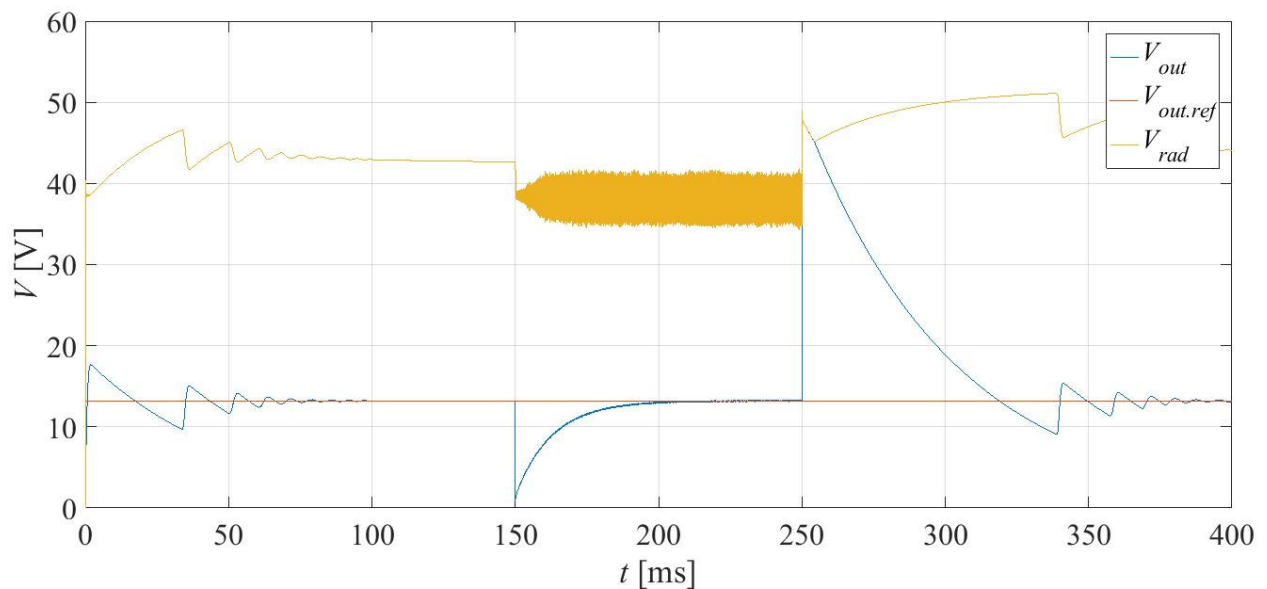


Figura 34, Soluzione A, normale funzionamento, Andamento delle tensioni con variazione di carico.

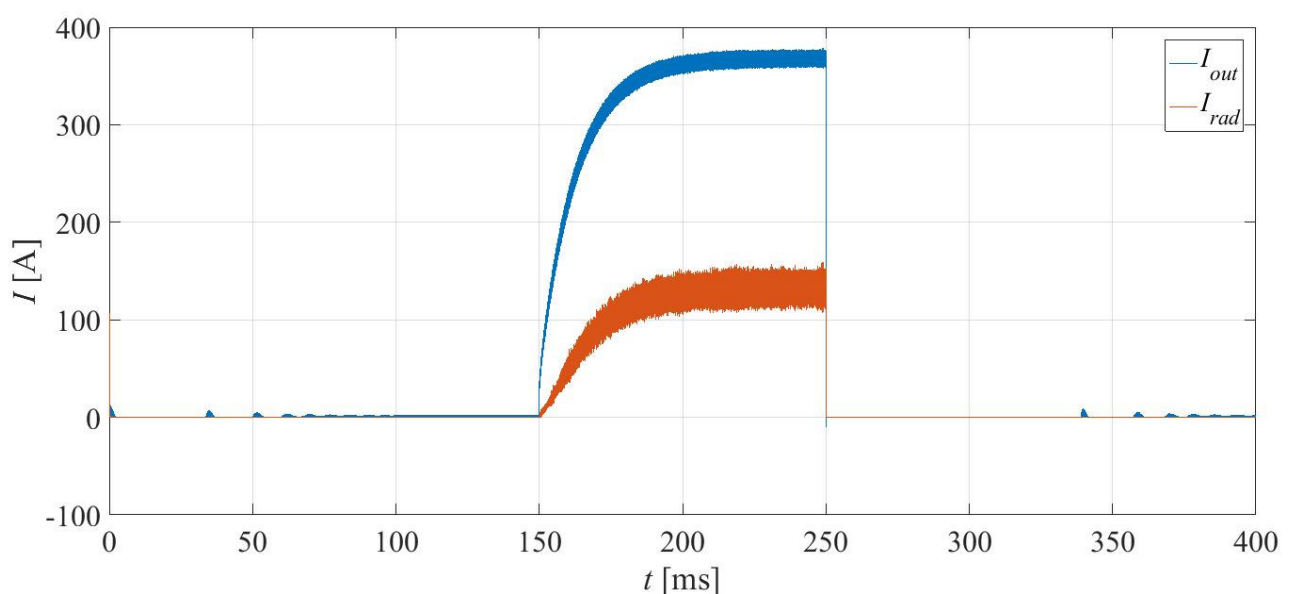


Figura 35, Soluzione A, normale funzionamento, Andamento delle correnti con variazione di carico.

Come si vede dall'immagine durante l'avviamento con basso carico nella tensione di uscita c'è una piccola oscillazione che si smorza in modo accettabile in meno di 0.1 s che si riflette anche nella tensione raddrizzata.

Quando il carico aumenta la tensione di uscita ha un crollo dovuto alla scarica della capacità di filtro, il regolatore però interviene e riporta in breve tempo la tensione al valore di setpoint. Durante il funzionamento ad alto carico subentra una considerevole oscillazione della tensione raddrizzata.

Quando il carico ritorna istantaneamente vicino alla condizione di vuoto la tensione sul condensatore di uscita ha un picco verso l'alto però ancora una volta interviene il regolatore che riporta la tensione verso il setpoint.

Funzionamento con tensione di ingresso variabile

Essendo l'ingresso del convertitore la tensione proveniente da una batteria può essere soggetto a delle variazioni anche di notevole entità, si valuta quindi in questa simulazione il comportamento del convertitore variando la tensione di ingresso fino al 20% in meno del valore nominale e cioè tra 800 V e 640 V. Si simula una variazione sinusoidale di V_{in} con frequenza 10 Hz e carico massimo perché è la condizione in cui si ha la massima caduta di tensione nel circuito.

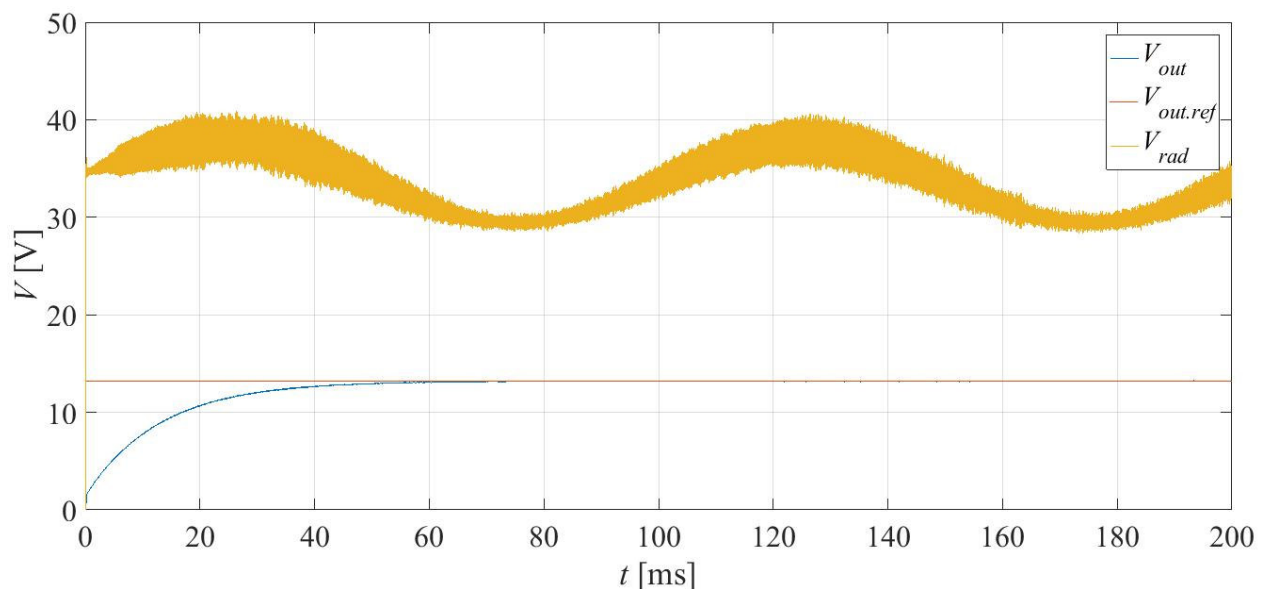


Figura 36, Soluzione A, normale funzionamento, Andamento delle tensioni con variazione della tensione di ingresso.

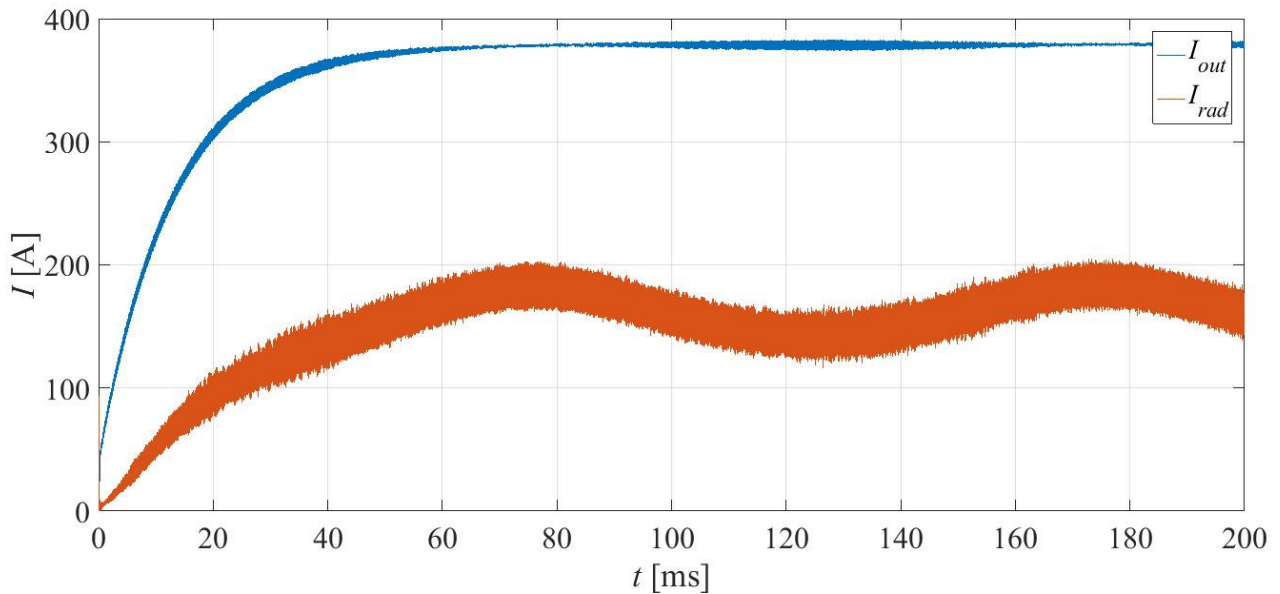


Figura 37, Soluzione A, normale funzionamento, Andamento delle correnti con variazione della tensione di ingresso.

Come mostra l'immagine le variazioni della tensione di ingresso hanno immediata influenza sulla tensione raddrizzata, in quanto a monte non c'è nulla che regoli al fine di mantenere tale tensione stabile. Tali variazioni però hanno influenza pressoché nulla sulla tensione di uscita.

Funzionamento con batteria in uscita

Data la futura applicazione per cui si sta progettando il convertitore il funzionamento su batteria in uscita, modellizzata come fonte ideale di tensione con fem 13.2 V e in serie una resistenza interna di 5 mΩ. Si simula una variazione di carico da 1 W al carico massimo 5000 W e ritorno, così da avere un grafico immediatamente confrontabile con la simulazione di funzionamento senza batteria.

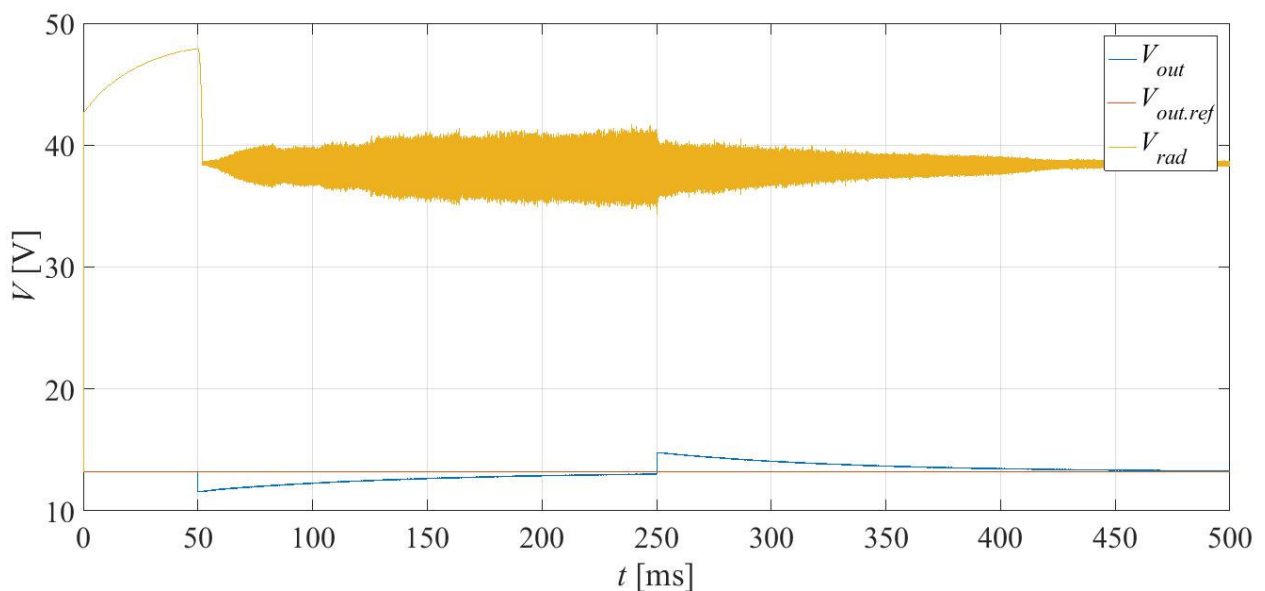


Figura 38, Soluzione A, normale funzionamento, Andamento delle tensioni con variazione di carico e in presenza di batteria in uscita.

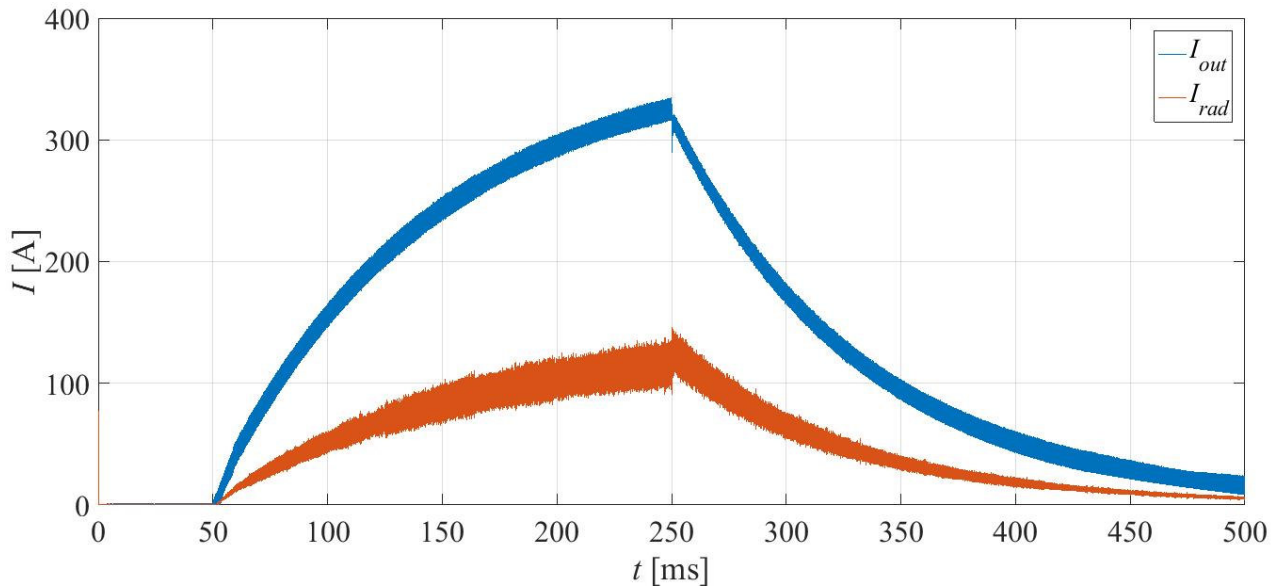


Figura 39, Soluzione A, normale funzionamento, Andamento delle correnti con variazione di carico e in presenza di batteria in uscita.

Il convertitore beneficia notevolmente della presenza della batteria, infatti risulta pressoché inesistente il transitorio di inserzione, è fortemente ridimensionata la caduta durante la presa di carico e si riduce moltissimo la sovratensione dovuta al distacco del carico massimo.

Funzionamento in presenza di rumore sulle misure

Si vuole ora valutare la capacità del sistema di funzionare anche in presenza di rumore sulle misure delle grandezze portate in retroazione, in quanto indicatore della robustezza del sistema realizzato.

Per questo motivo in questa prova si simula la stessa variazione di carico verificata nella prima simulazione, cioè da 1 W a 5000 W e ritorno, ma con un rumore a distribuzione uniforme da zero alla frequenza di commutazione in aggiunta alle misure della corrente e della tensione di uscita. Per la tensione si considera un rumore di ampiezza 1.5 V che corrisponde al 10% o più della misura mentre per la corrente l'ampiezza scelta è 2 A, ovvero lo stesso ordine di grandezza del massimo errore ammissibile da un tipico trasduttore.

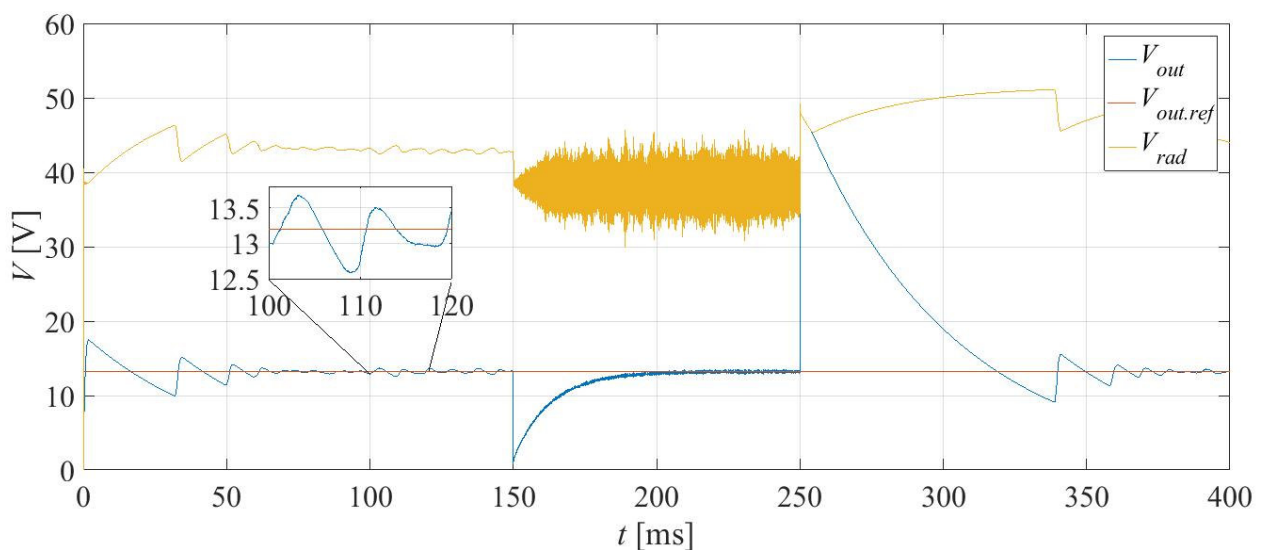


Figura 40, Soluzione A, normale funzionamento, andamento delle tensioni con variazione di carico in presenza di rumore sulle misure di tensione e corrente.

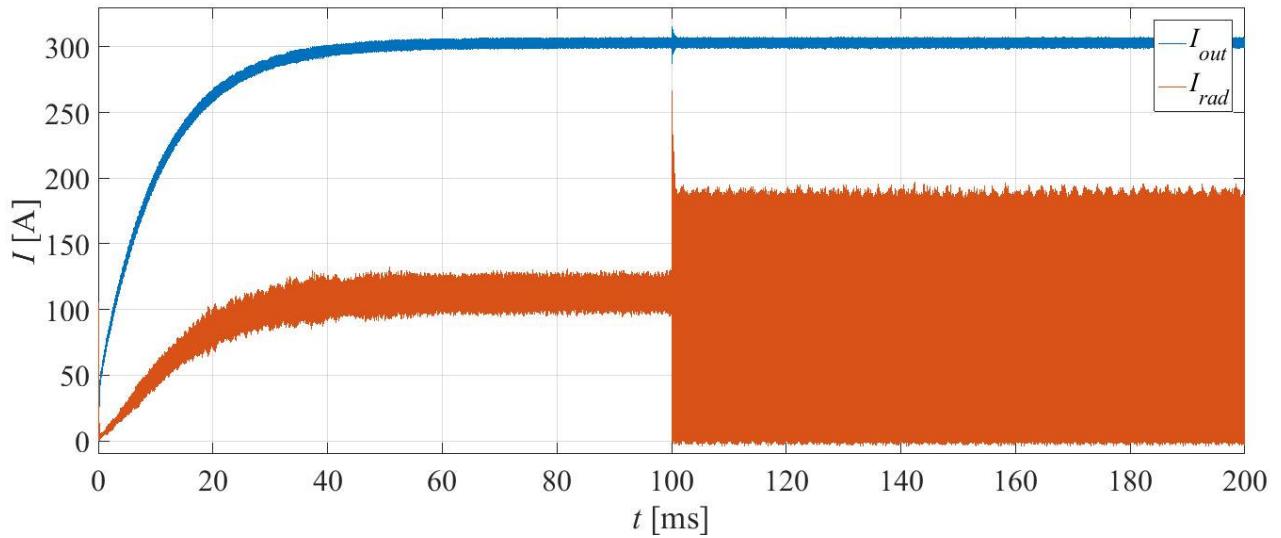


Figura 41, Soluzione A, normale funzionamento, andamento delle correnti con variazione di carico in presenza di rumore sulle misure di tensione e corrente.

Come si può vedere dalle immagini della simulazione anche in presenza di rumore su entrambe le misure il convertitore è in grado di mantenere l'uscita desiderata senza un significativo peggioramento della qualità della forma d'onda, infatti sulla tensione di uscita del rumore di ampiezza 1.5 V c'è solo una componente a bassa frequenza con ampiezza smorzata a 0.6 V.

3.5.2 Funzionamento durante guasto

Guasto dell'inverter

Come già descritto precedentemente in caso di guasto dell'inverter non si attua nessuna strategia. Si è perciò simulato il guasto nella condizione più gravosa possibile, ovvero a carico massimo, ed è possibile osservare come il guasto influisca sulla tensione raddrizzata ma non abbia ripercussioni sulla tensione di uscita se non un abbassamento colmato da un breve transitorio:

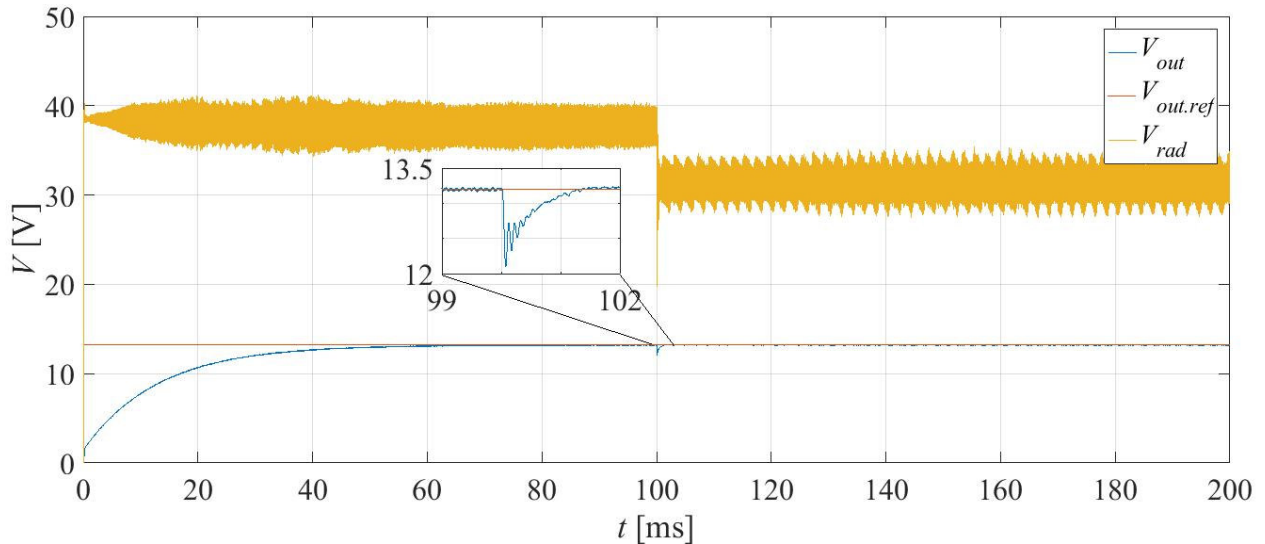


Figura 42, Soluzione A, guasto dell'inverter, andamento delle tensioni con carico massimo.

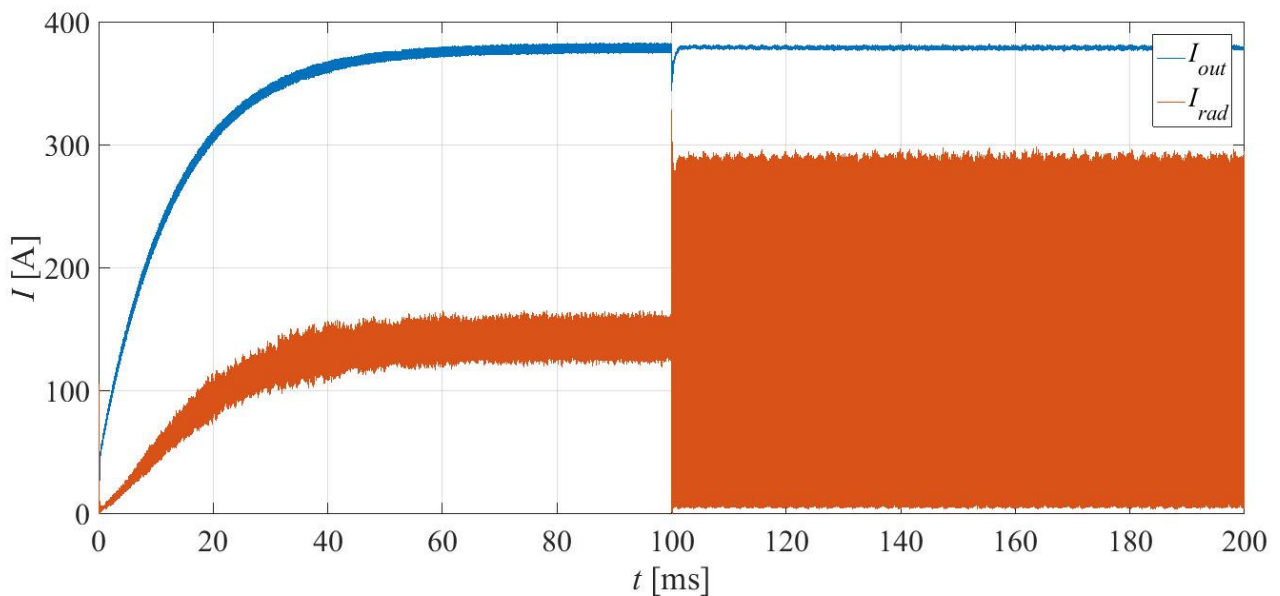


Figura 43, Soluzione A, guasto dell'inverter, andamento delle correnti con carico massimo.

Da notare il peggioramento a livello di forma d'onda della corrente raddrizzata che non ha ripercussioni sull'uscita, e il leggero abbassamento della tensione raddrizzata determinato dall'aumento della corrente e quindi della caduta sulla reattanza del trasformatore nelle fasi sane.

Guasto del trasformatore

Nella seguente simulazione si è posta in guasto la fase A del trasformatore, perciò la relativa gamba di inverter è stata completamente aperta in modo da escludere la fase. Il carico è posto a 3.5 kW ovvero la massima potenza trasmissibile da due fasi.

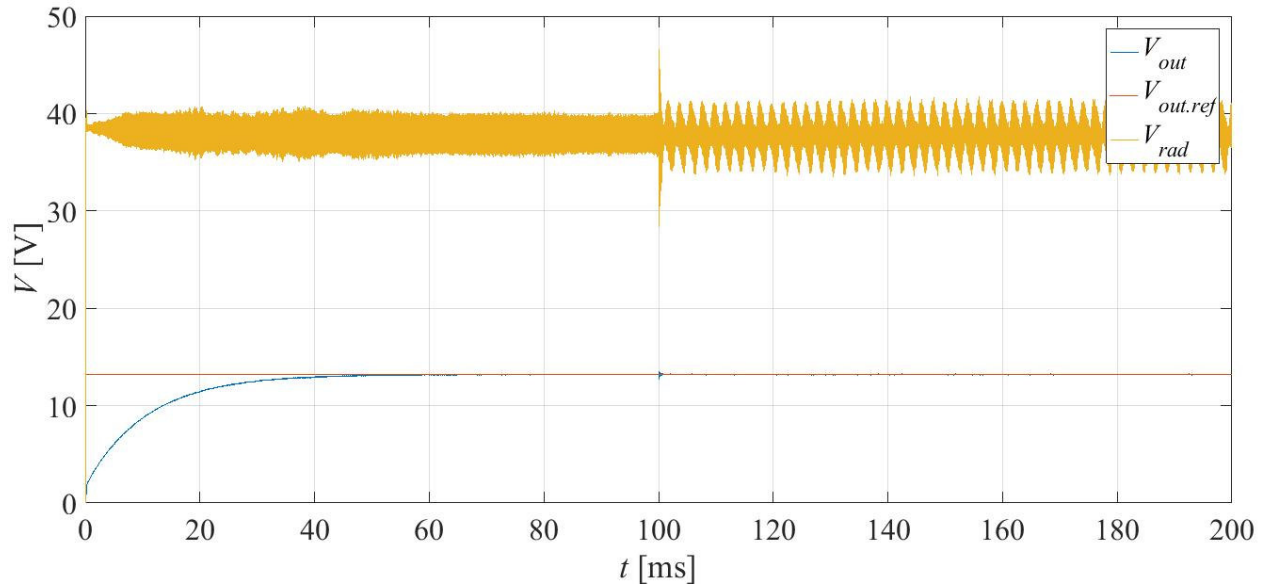


Figura 44, Soluzione A, guasto del trasformatore, andamento delle tensioni con carico massimo.

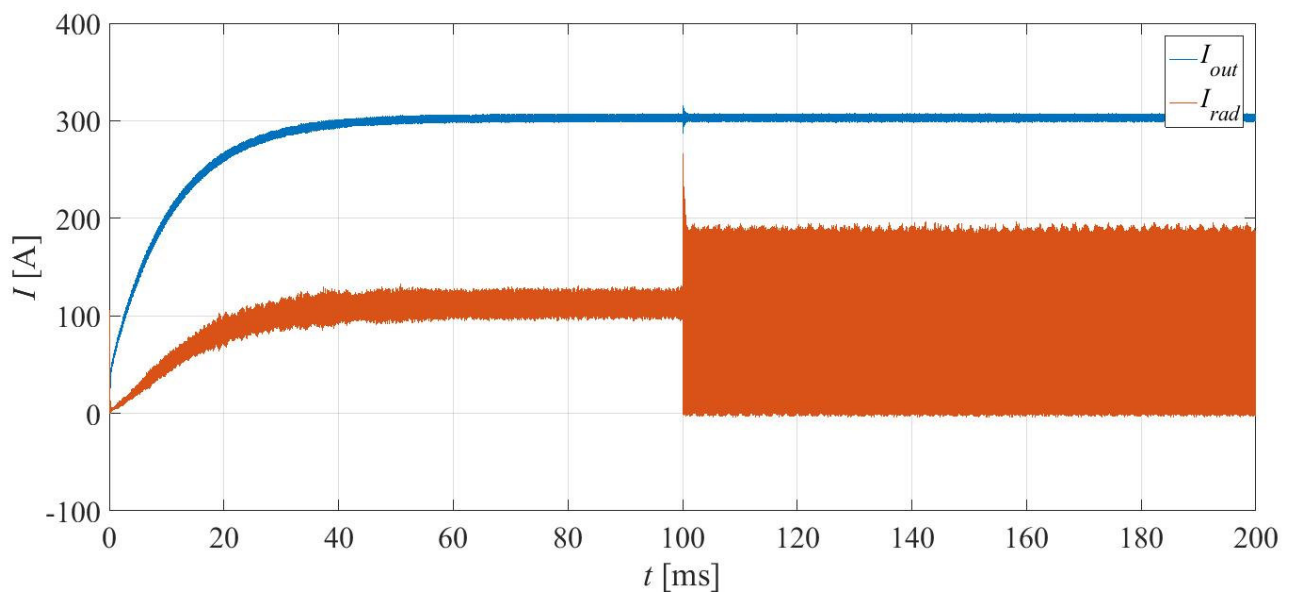


Figura 45, Soluzione A, guasto del trasformatore, andamento delle correnti con carico massimo.

Come intuibile il funzionamento dell'inverter che a questo punto diventa monofase peggiora l'oscillazione della tensione raddrizzata, tale oscillazione però non si ripercuote nella tensione di uscita.

Guasto del ponte raddrizzatore

Analogamente a quanto accade in caso di guasto dell'inverter anche per il guasto di un diodo del ponte raddrizzatore non si attua alcuna strategia, pertanto con questa simulazione si verifica che il convertitore sia in grado di mantenere la sua operatività nella condizione di massimo carico:

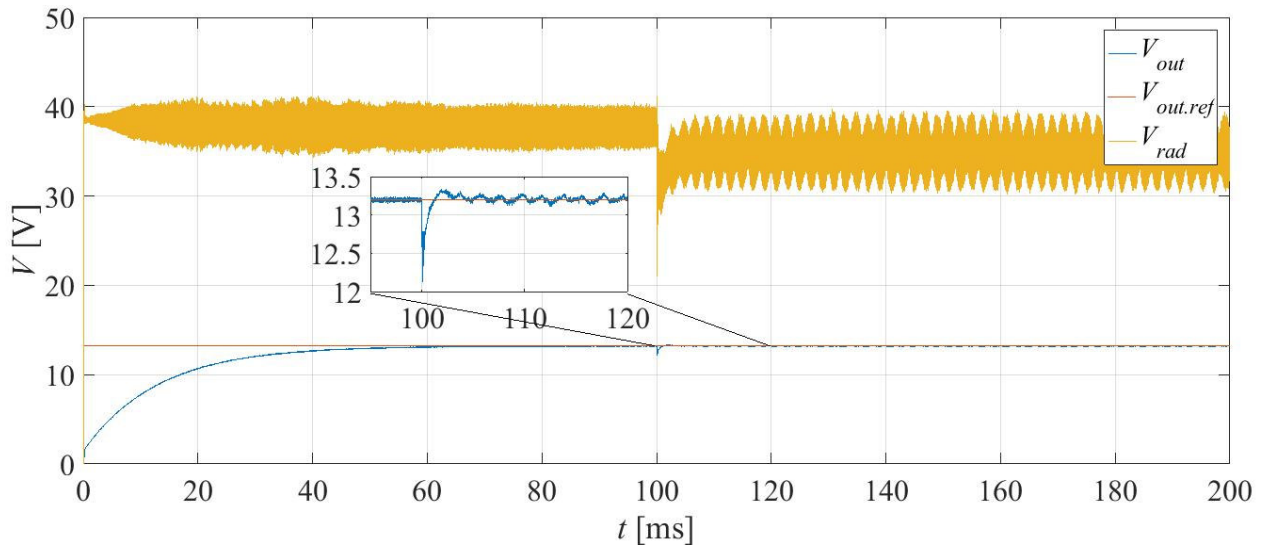


Figura 46, Soluzione A, guasto del ponte raddrizzatore, andamento delle tensioni con carico massimo.

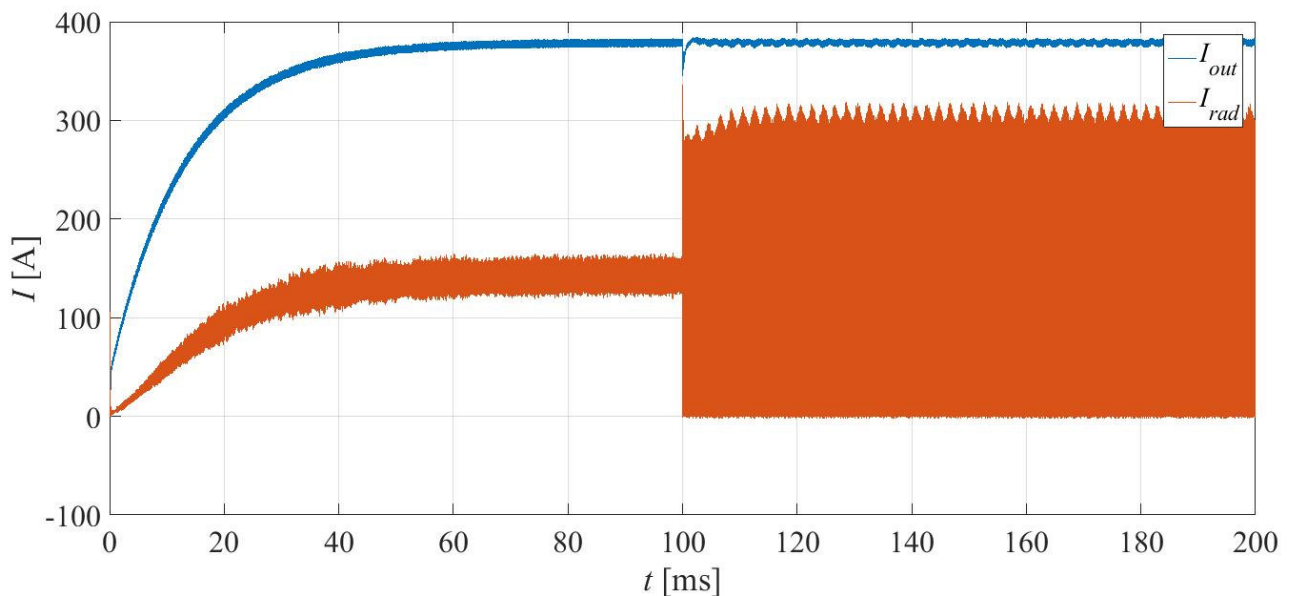


Figura 47, Soluzione A, guasto del ponte raddrizzatore, andamento delle correnti con carico massimo.

Come si può vedere il convertitore è in grado di compiere a pieno la sua funzione, però bisogna notare che nella tensione raddrizzata appare una consistente oscillazione che rimane visibile anche se di entità molto ridotta anche nella tensione di uscita.

Guasto di un Buck

In questa simulazione si valuta la risposta del convertitore quando si guasta uno dei componenti di un buck e pertanto si deve funzionare solo con l'altro. Il carico è posto a 4 kW, molto vicino al limite di 4.3 kW imposto dalla corrente limite dei Mosfet.

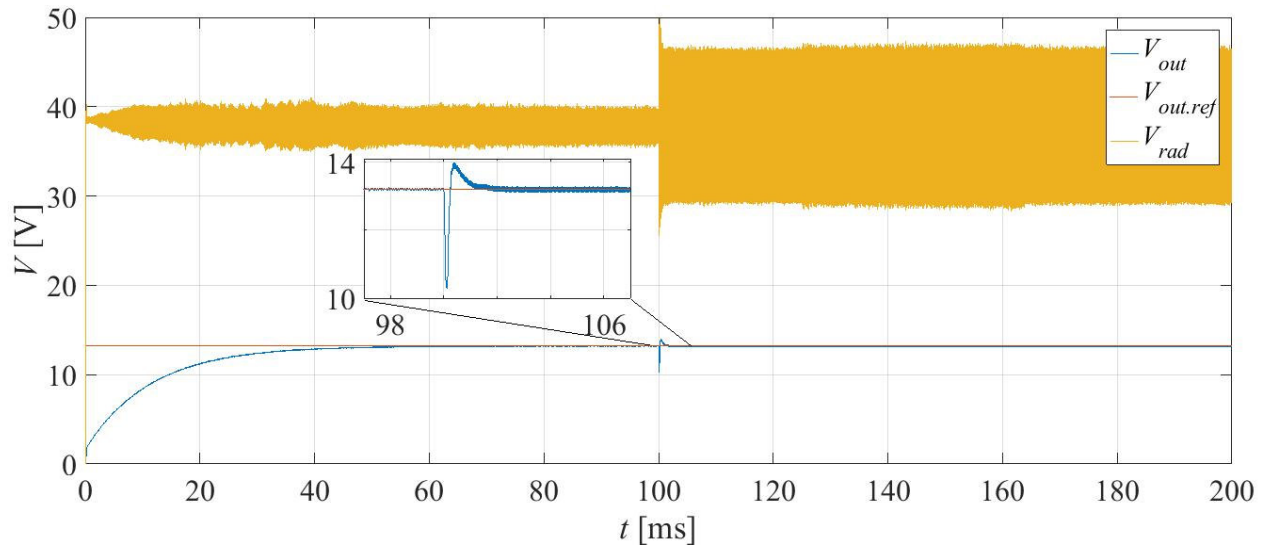


Figura 48, Soluzione A, guasto di un Buck, andamento delle tensioni con carico massimo.

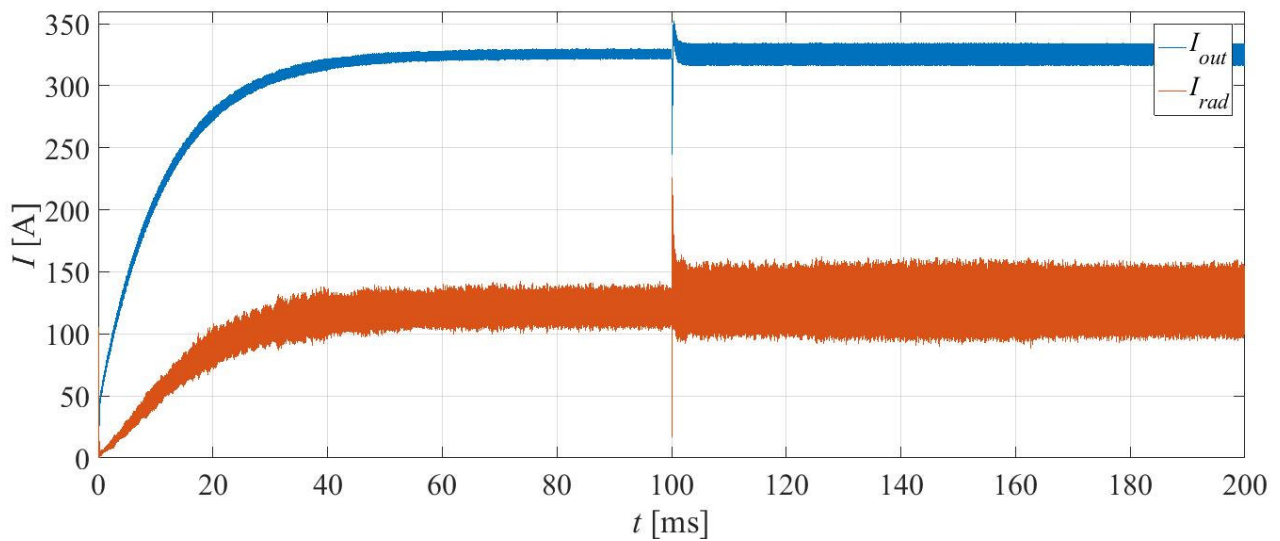


Figura 49, Soluzione A, guasto di un Buck, andamento delle correnti con carico massimo.

La perdita di un Buck ha effetti considerevoli sull'oscillazione della tensione raddrizzata, mentre ha un effetto del tutto trascurabile sulla tensione di uscita dove si può vedere un breve transitorio e un leggero aumento dell'oscillazione che rimane comunque ampiamente accettabile.

4. SOLUZIONE B

Di seguito seguendo gli stessi passaggi del capitolo precedente si descriverà lo sviluppo della soluzione B, cioè quella che prevede inverter, trasformatore e ponte a diodi.

4.1 Dimensionamento dei filtri di uscita dei convertitori

4.1.1 Ponte a diodi

Capacità

Per questo tipo di convertitore la capacità di uscita del ponte raddrizzatore a diodi è l'unico filtro da dimensionare e il dimensionamento si svolge come visto in precedenza. Considerando la presenza della batteria in uscita il condensatore non sarebbe necessario ma prevedendo la possibilità che questa si guasti e per favorire il disaccoppiamento tra convertitore e uscita è bene che il condensatore ci sia. Analogamente a come già spiegato per la soluzione A si stima la durata di un singolo fronte:

$$\frac{di}{dt} = \frac{V}{Lnc} = \frac{12}{0.4 \cdot 50n} = 600 \cdot 10^6 \frac{A}{s}$$
$$\Delta t_{fronte} = \frac{I_{max}}{\frac{di}{dt}} = \frac{420}{600 \cdot 10^6} = 0.7 \mu s$$

Quindi si considera un tempo di mantenimento da parte del condensatore della corrente massima in uscita, che in questo caso è 420 A, dal ponte per 1,4 μs e considerando che siamo in una situazione anomala si ammette una oscillazione della tensione del 5%. Con questi dati risulta:

$$\begin{cases} I_{max} = 420A \\ \Delta V = 0.6V \end{cases} \quad C = \frac{Q}{\Delta V} = \frac{I \cdot \Delta t}{\Delta V} = 0.98 \text{ mF} \mid 20V$$

Di conseguenza si è scelto di utilizzare una C di 1 mF.

4.2 Dimensionamento dei componenti magnetici

4.2.1 Trasformatore

Il metodo per dimensionare un trasformatore in alta frequenza è già stato spiegato nel capitolo precedente, pertanto ora si utilizzeranno le medesime formule con i dati di questo nuovo dimensionamento.

Dati in ingresso

In questo caso dove la regolazione si effettua a monte del trasformatore è fondamentale determinare un rapporto di trasformazione che permetta in ogni condizione di mantenersi nei range stabiliti per la tensione di uscita. Perciò prima di tutto è necessario mettere in chiaro i range di variazione delle tensioni di ingresso e di uscita. La tensione nominale di ingresso proveniente dal banco batterie principale è 800 V però è possibile che questa vari fino a -20% e quindi 640 V, mentre per la tensione di uscita la tensione deve sempre essere compresa tra 12 e 15 V. Quindi per scegliere il rapporto spire si è considerata la condizione più gravosa, cioè ottenere almeno 12 V quando l'ingresso è 640 V, e tenendo il margine di almeno 2 V per le cadute sui componenti si è scelto un rapporto spire di 40, di modo che a 640 V si abbiano 16 V con buon margine sui 12 V minimi. Si è cercato di non abbassare troppo il rapporto spire in modo che l'inverter in normale funzionamento debba regolare il meno possibile, così da lavorare il più possibile vicino alla modulazione in onda quadra classica.

Risultati ottenuti

Si è scelto anche in questo caso di utilizzare un core toroidale EPCOS N27 e svolgendo lo stesso script Matlab creato per il primo dimensionamento si sono ottenuti i seguenti risultati:

Bo	0,1099 T
Ap	30,59 cm ⁴
Jo	3,157 A/mm ²

Tabella 5, dimensionamento del trasformatore della soluzione B, grandezze calcolate

Dati i risultati praticamente identici al caso precedente ottenuti si può utilizzare anche per questa applicazione il core scelto in precedenza:

Ap	35,44 cm ⁴
Ac	3,125 cm ²
Wa	11,34 cm ²
MLT	11,11 cm
Vcore	49,58 cm ³
m	238 g

Tabella 6, dati del core selezionato

Dal calcolo degli avvolgimenti risulta:

Np	80
Ns	2
Bm	0,1066 T
PTD	7,239 W
Pfe	3,448 W
J	2,86 A/mm ²
Sp	1,58 mm ²
Ss	63,1 mm ²
Pcu_DC	3,37 W
Pcu_AC	3,71 W
P tot	7,16 W
Rend	0,9964

Tabella 7, dimensionamento finale

Il vincolo potenza persa minore di potenza dissipabile è soddisfatto quindi il dimensionamento può considerarsi concluso. Anche qui il margine tra perdite e potenza dissipabile è abbastanza ridotto, ma per le stesse considerazioni del caso precedente è da considerarsi accettabile.

Il primario è composto da due conduttori da 1 mm² in parallelo per un totale di 80 spire, il secondario può essere costituito da 4 o 5 conduttori da 15.7 mm² in parallelo per due spire complessive. Dovendo fare solo due spire al secondario si sceglie la soluzione a 5 conduttori per contenere ulteriormente le perdite. Per quanto riguarda la disposizione dei conduttori sui 119mm di circonferenza interna del toroide si valutano due possibili soluzioni. La prima avvolgere il secondario col conduttore poggiato sul suo lato corto di 4.6 mm per un totale di 46 mm e il secondario sovrapposto su 3 piani da 67 spire l'uno per un totale di 67 mm; la seconda posizionare il secondario col conduttore poggiato sul suo lato lungo di 6.7 mm per un totale di 67 mm e il secondario sovrapposto su 4 piani da 50 spire l'uno per un totale di 67 mm.

Compensazione dell'induttanza di dispersione

Sempre avvalendosi del software di calcolo Maxwell è stata calcolata l'induttanza di dispersione del trasformatore ed anche in questo caso si decide di compensarne la prima armonica per ridurre la caduta di tensione e per le stesse ragioni spiegate nella soluzione A la compensazione viene fatta tutta al primario.

$$\begin{cases} Ld_1 = 90 \mu H \\ Ld_2 = 56.3 nH \end{cases} \rightarrow C_{ris} = \frac{1}{\omega^2 Ld_{eq'}} = 56.3 nF$$

4.3 Controllo del convertitore

Anche per questa configurazione di convertitore al fine di ottenerne il controllo si è fatto uso del software di calcolo Matlab in cui è stato implementato uno script per svolgere i calcoli di taratura e lo strumento Matlab-Simulink per effettuare le simulazioni e verificare l'efficacia dei calcoli eseguiti. Si illustra ora la strategia di controllo dell'inverter.

4.3.1 Controllo dell'inverter

Strategia di modulazione

Come anticipato nella parte di descrizione della struttura, in questa soluzione l'inverter è l'unico stadio controllato, pertanto deve assolvere il compito di regolazione della tensione di uscita. Anche qui si vuole ottenere in uscita dall'inverter un'onda quadra da inviare al trasformatore. La scelta dell'onda quadra è determinata dall'elevata frequenza di lavoro perché se si volesse ottenere un'onda sinusoidale a 50 kHz sarebbe necessario effettuare una modulazione sinusoidale con modulante a 50 kHz e portante molto più rapida, di conseguenza i componenti dell'inverter dovrebbero avere frequenze di commutazione molto maggiore.

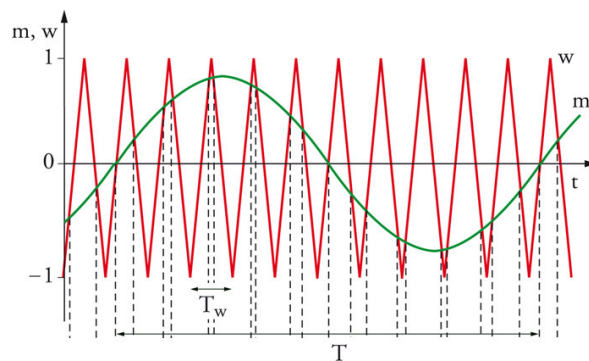


Figura 50, modulazione PWM sinusoidale

Quindi l'idea di principio è di ottenere in uscita un'onda quadra, però dato che deve poter regolare si è cercato di ottenere un'onda quadra con impulsi di larghezza regolabile e a questo scopo si è utilizzata una modulazione specifica.

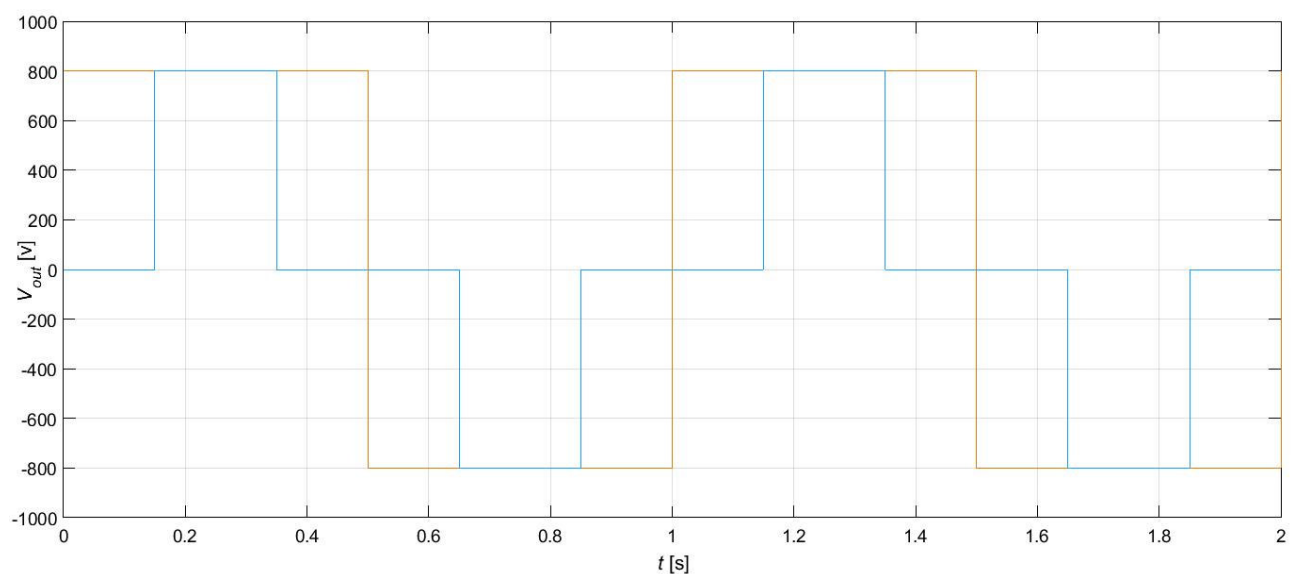


Figura 51, principio di regolazione di Vout

Modulazione

Per ottenere la forma d'onda desiderata l'idea di principio è utilizzare la classica modulazione in onda quadra, regolando però l'ampiezza del t_{on} di ogni componente fino a 180° in modo da regolare la tensione di uscita.

Per fare questo innanzitutto è necessario poter comandare singolarmente ogni componente perché viene negato il principio classico secondo cui il componente inferiore esegue il negato del componente superiore. Perciò deciso il valore di M_a con cui comandare l'inverter, che sarà il risultato degli anelli di regolazione, viene confrontato con un'onda portante, triangolare di ampiezza unitaria per mezzo periodo e zero per il mezzo periodo rimanente, in quanto ciascun componente viene impulsato un semiperiodo sì e uno no.

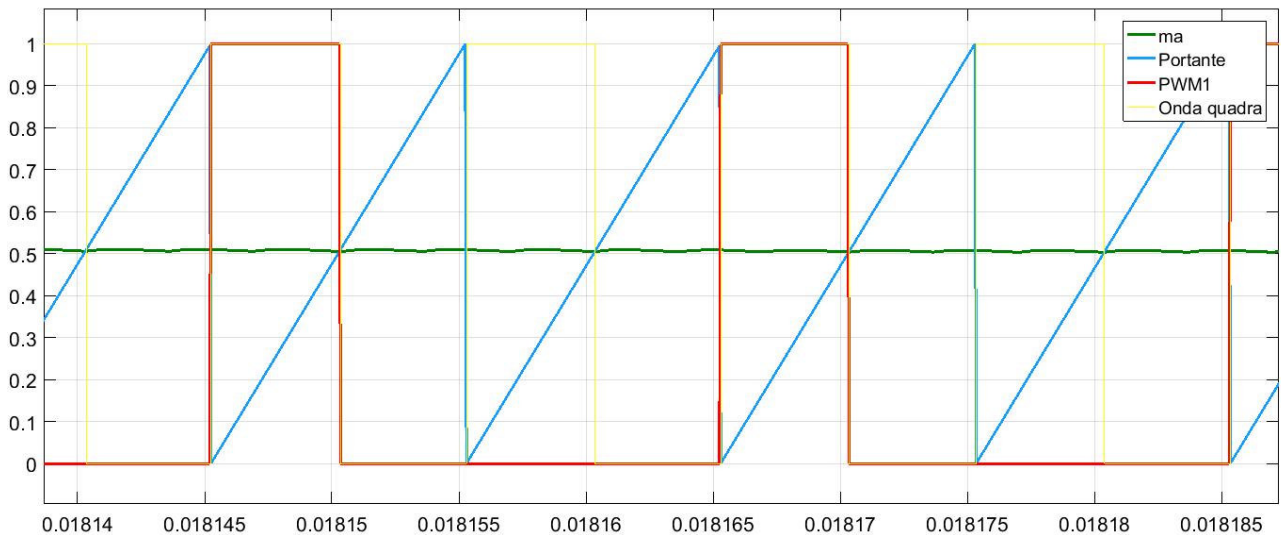


Figura 52, esempio di modulante, portante, onda quadra e PWM risultante

Creazione della portante: se si utilizza il blocco per la creazione di una forma d'onda periodica il risultato è pessimo, per creare la portante è stato quindi necessario fare un prodotto tra un'onda triangolare a 100 kHz, creata integrando una costante, e una pulsante a 50 kHz con ampiezza al 50%. Critica è la questione della sincronizzazione delle due onde che devono essere perfettamente in fase, che si è stata ottenuta resettando l'integrale che crea la triangolare sui fronti di salita e discesa della pulsante.

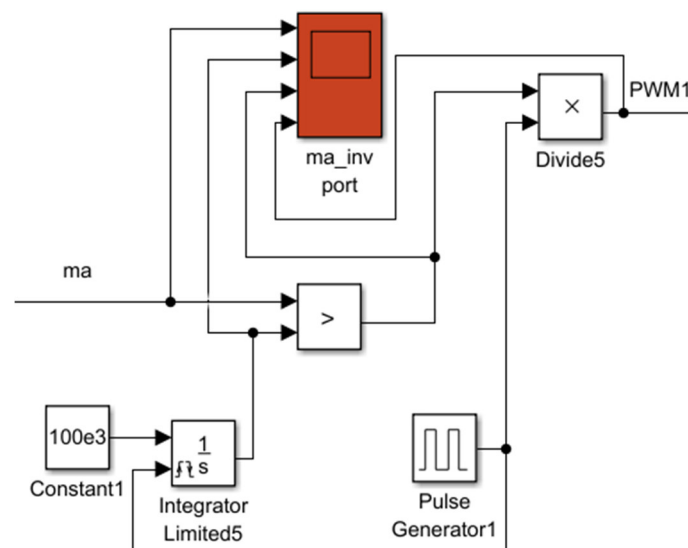


Figura 53, creazione della particolare portante

Il risultato di questo confronto è il comando del primo componente della prima gamba, per il secondo è sufficiente ritardare di 180° questo segnale così la prima gamba è completa, le due gambe rimanenti si devono sfasare di 120° .

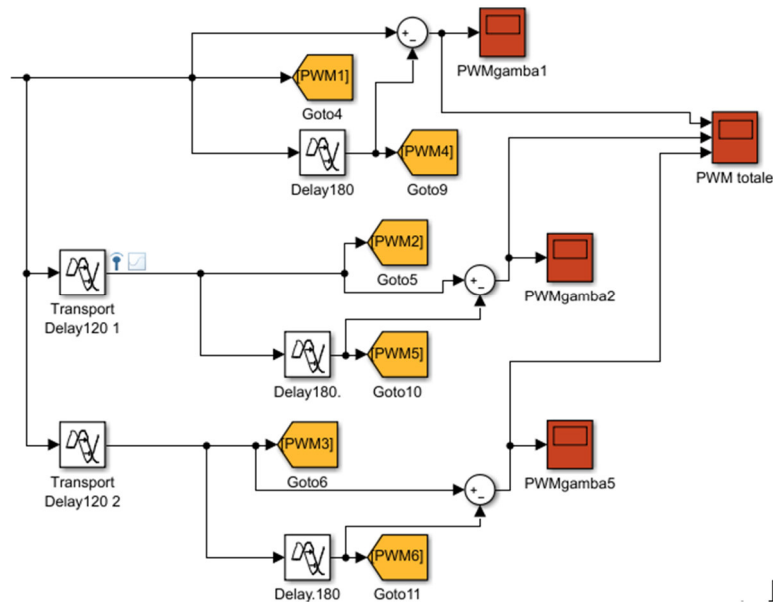


Figura 54, creazione della modulazione

Dopo le prime simulazioni è risultato evidente che il principio di ridurre l'ampiezza di un'onda quadra concettualmente molto semplice è di ben più complicata applicazione. Il principale problema risultato dai primi tentativi è stato la mancanza di tensione in uscita per duty cycle compresi tra 0 e 0.3 circa. Dopo aver osservato il problema la spiegazione è risultata abbastanza evidente, cioè finché il duty cycle è inferiore a 0.33 viene attivato un componente alla volta, perciò non c'è richiusura per la corrente e di conseguenza la potenza trasferita è zero.

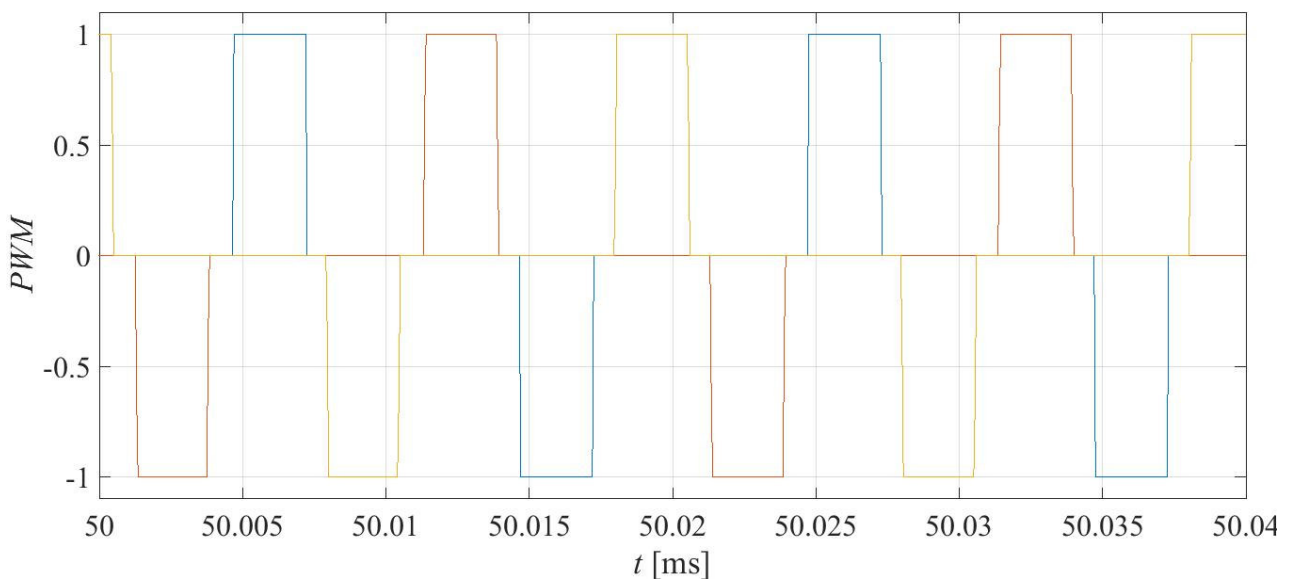


Figura 55, PWM con Ma 0.25

Da 0.33 a 1 invece attraverso una simulazione in cui l'inverter è stato collegato a un circuito analogo a quello che si vuole utilizzare per il convertitore, si è osservato l'andamento della tensione di uscita su un carico ohmico di resistenza $10\ \Omega$, in presenza di una piccola capacità di filtro da $1\ \mu\text{F}$. La tensione che si misura

istantaneamente in uscita è proporzionale alla potenza trasferibile dall'inverte per quel dato Ma secondo la legge:

$$P = \frac{V^2}{R}$$

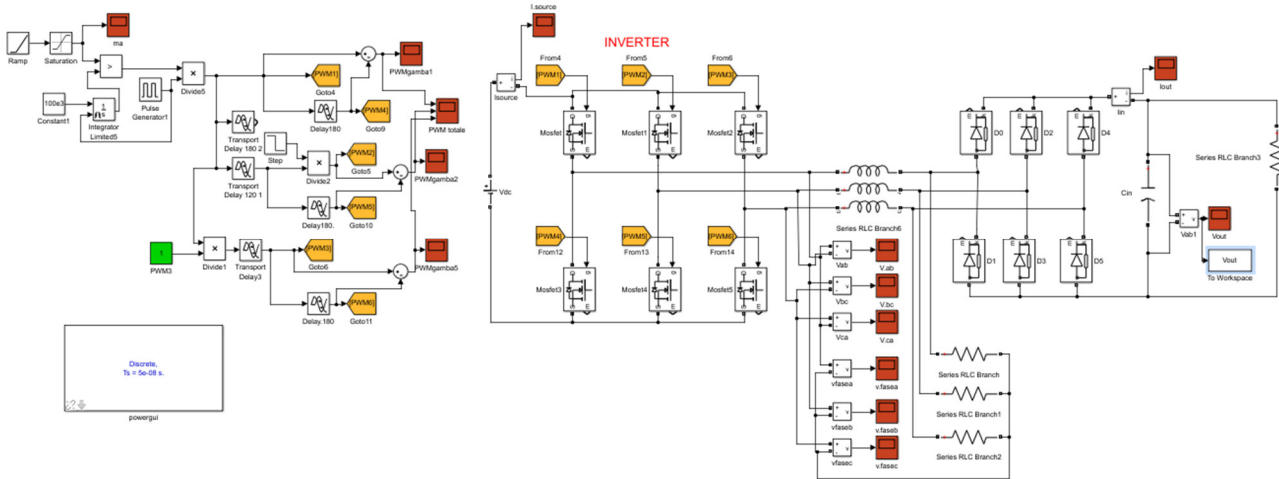


Figura 56, circuito di prova della modulazione

La simulazione ha evidenziato che il comportamento dell'inverte è abbastanza lineare in funzione di Ma in particolare per quanto riguarda la potenza erogata sebbene la forma d'onda non sia quella immaginata, quindi scalando il duty-cycle tra 0.33 e 1 è possibile ottenere un buon controllo del convertitore.

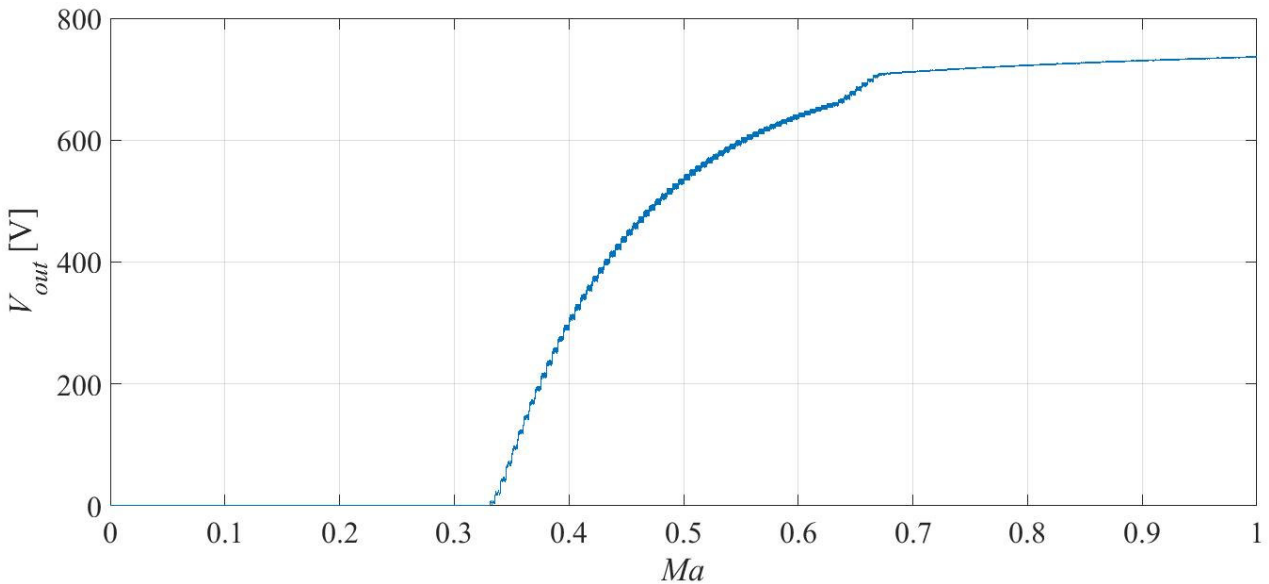


Figura 57, $V_{out}(Ma)$ per $R=10\text{ ohm}$ e $C=10\text{ }\mu\text{F}$

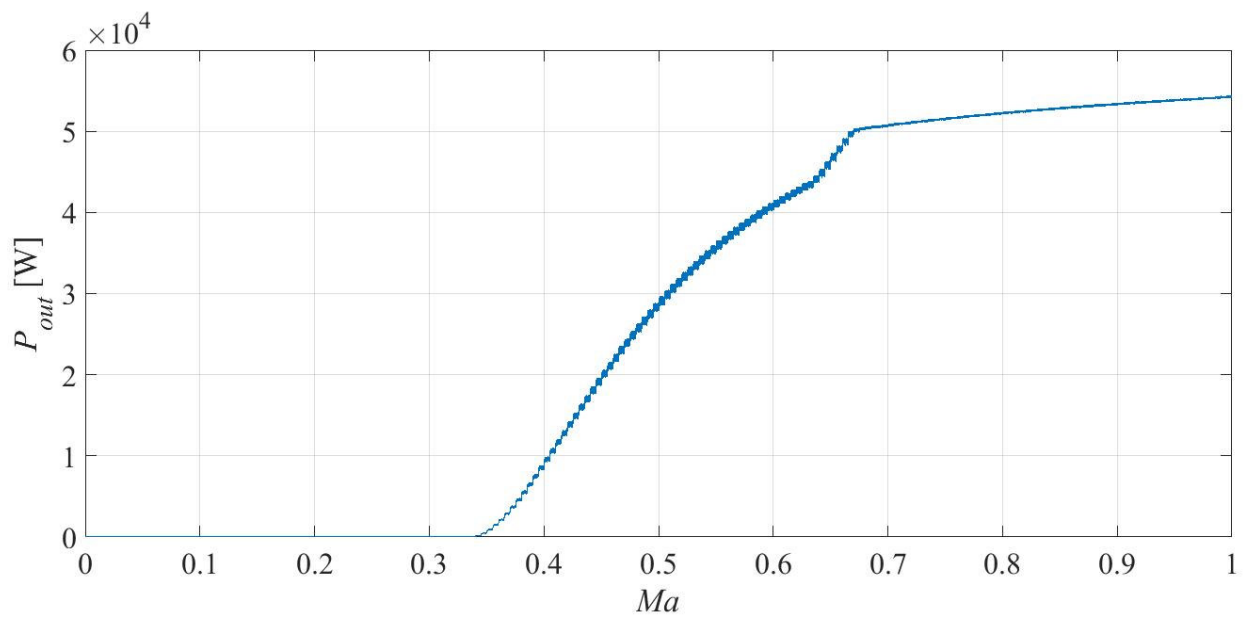


Figura 58, $P_{out}(Ma)$ per $R=10\ \Omega$ e $C=10\ \mu F$

La forma d'onda di tensione concatenata che si ottiene è la seguente:

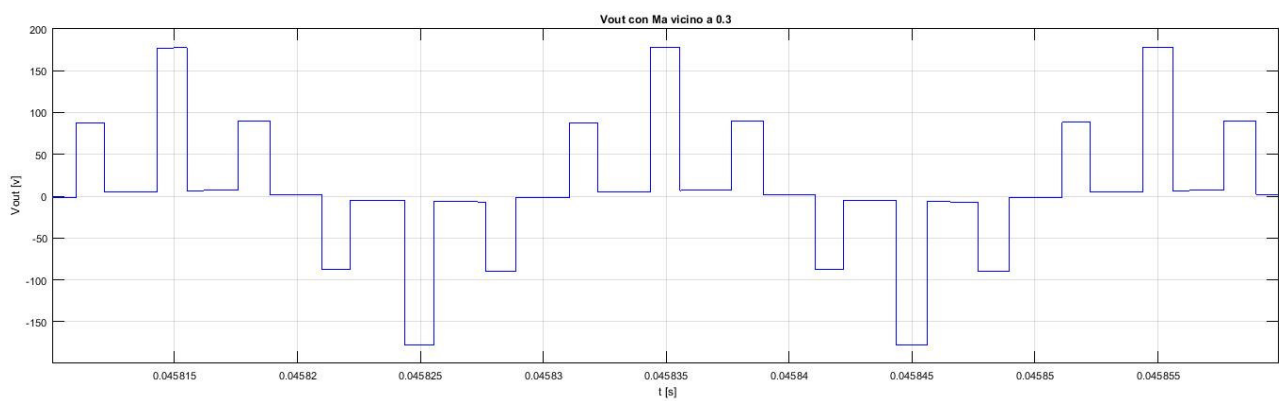


Figura 59, V_{out} con Ma prossimo a 0.3

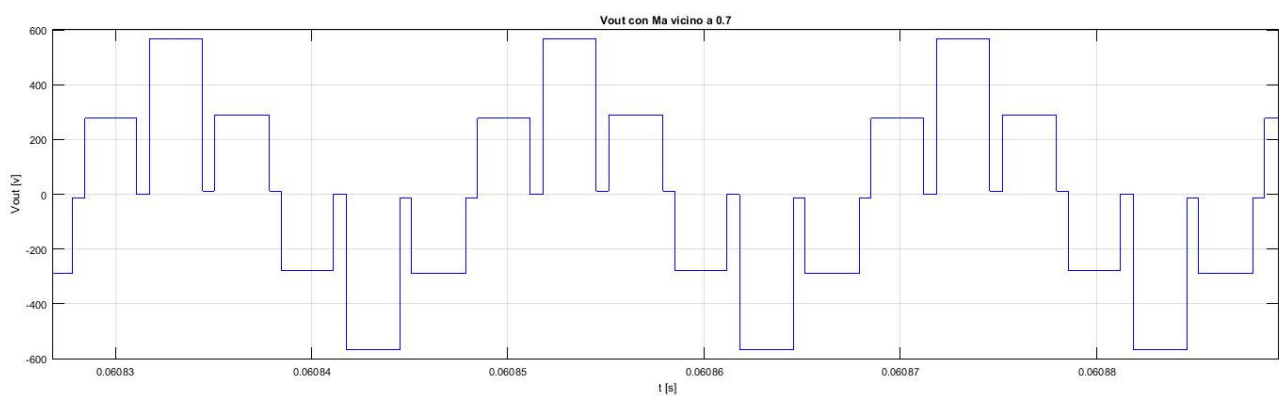


Figura 60, V_{out} con Ma prossimo a 0.7

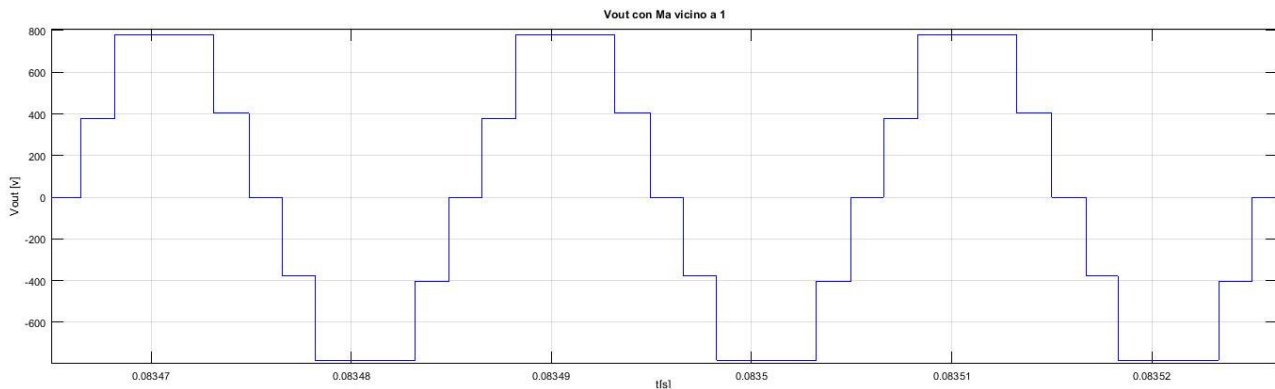


Figura 61, Vout con Ma prossimo a 1

Come si può vedere l'andamento è ben diverso dalla forma d'onda immaginata in principio, il motivo è sempre legato a quanti componenti sono accesi contemporaneamente. Infatti anche al di sopra del già citato valore critico del rapporto di modulazione 0.33 le correnti possono circolare solo negli istanti in cui le modulanti si sovrappongono e quindi sono accesi più componenti, in tutti gli altri istanti è acceso un solo componente e pertanto la corrente non ha richiusura. Ecco che risultano spiegati i buchi che si possono osservare nelle forme d'onda riportate, molto evidenti con Ma prossimo a 0.3 e via via più ridotti al crescere di quest'ultimo.

Ai fini pratici la differenza tra la forma d'onda immaginata e la forma d'onda reale non pregiudica il funzionamento del convertitore. L'apparizione di questi "buchi" infatti porta ad avere un'uscita di valore inferiore al valore che si otterrebbe con l'onda immaginata ma comunque con un andamento monotono e lineare a tratti nel range 0.33-1. Perciò se si gestisse il convertitore in catena aperta con molta probabilità l'uscita non sarebbe mai del valore desiderato, ma gestendo il convertitore in anello chiuso la regolazione è in grado di portare la tensione al valore scelto.

Funzione di trasferimento

Per controllare il convertitore e quindi determinare istante per istante l'Ma per creare la PWM è necessario risalire alla funzione di trasferimento dei singoli anelli di controllo, è quindi necessario trovare le equazioni che descrivono il sistema. In questa fase di taratura ai fini del controllo Ma si considera lineare tra zero e uno, dopo di che verrà riscalato nel range 0.3-1 determinato precedentemente. Anche se la funzione di trasferimento del sistema non è lineare tra 0.3 e 1, essendo la funzione monotona e lineare a tratti, per il controllo in anello chiuso la linearizzazione funziona bene.

Per l'anello di tensione serve la relazione tra la corrente che si controlla e la tensione di uscita, per questo è sufficiente considerare la legge di ohm tra la corrente di uscita del ponte raddrizzatore e l'impedenza di uscita composta da condensatore di filtro e resistenza equivalente di carico.

$$V_{out} = I_{rad} \cdot Z_{out} \quad \text{dove} \quad Z_{out} = \frac{R_L}{1 + R_L C S}$$

Per l'anello di corrente invece bisogna considerare la funzione di trasferimento tra la tensione che esce dall'inverter, cioè $Ma \cdot V_{dc}$, e la corrente raddrizzata. Per determinarla si utilizza la legge di Kirchhoff di tensione tra tensione di uscita dell'inverter, caduta sull'impedenza serie del trasformatore e tensione di uscita riportando tutte le grandezze al secondario del trasformatore e tenendo in conto che per la presenza del ponte a diodi si trovano in conduzione due fasi alla volta.

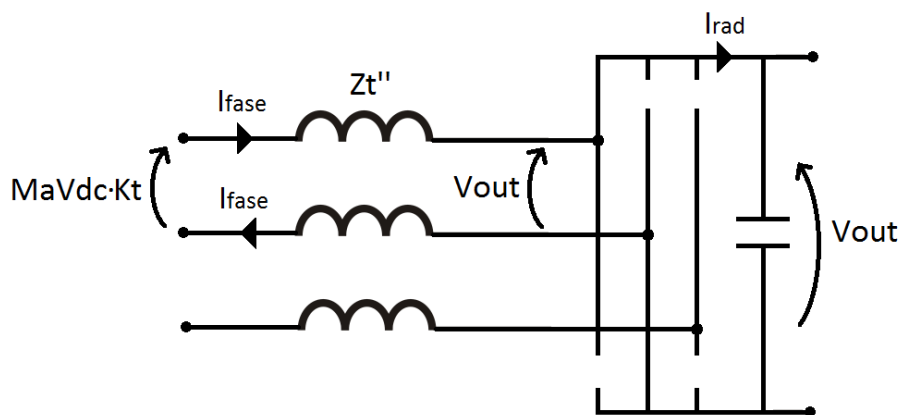


Figura 62, percorso della corrente con D1 e D4 in conduzione.

$$V_{dc} \cdot Ma \cdot K_{trasf} - V_{out} - 2 \cdot I_{fase} \cdot Z_{trasf} = 0$$

A questo punto nasce un problema, la corrente necessaria per l'anello di controllo di tensione e che si può facilmente misurare è la corrente raddrizzata che però è il modulo della corrente di fase e cioè quella che appare nell'equazione appena scritta. Perciò per chiudere l'anello di corrente è necessario tenere in conto la forma d'onda della corrente di fase rispetto alla corrente raddrizzata e trattare la corrente di fase come se si fosse in regime sinusoidale.

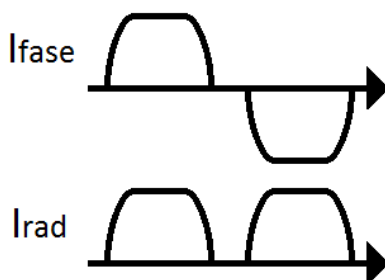


Figura 63, forma d'onda della corrente di fase e della corrente a valle del ponte raddrizzatore.

Questo modo di ragionare di per sé molto strano ha senso in questo contesto a patto che la frequenza di taglio dell'anello di corrente sia molto minore della frequenza della corrente di fase che è uguale alla frequenza di switching del convertitore; così facendo a conti fatti ciò che viene gestito dal regolatore è la corrente raddrizzata di un sistema "pseudo-sinusoidale" a regime.

In questo modo chiaramente si compie una approssimazione sulle forme d'onda, però si consente una taratura semplice del regolatore semplicemente secondo l'equazione:

$$V = Z(j\omega) \cdot I$$

Calcolo dei regolatori

L'anello di corrente è indipendente dalle variazioni di carico, però data la strategia scelta e la compensazione della prima armonica della reattanza induttiva con condensatori non è semplice determinare la Z complessiva. Il valore di miglior compromesso è stato trovato considerando un'induttanza non compensata al 40% e pertanto con un valore di z pari a:

$$Z = R_{teq} + 0.4 \cdot \omega L$$

La funzione di trasferimento dell'anello di corrente è un po' anomala ai fini del controllo, infatti per come è stato posto il problema è come se si stesse regolando la corrente esclusivamente su una resistenza.

Utilizzando le equazioni di taratura in anello chiuso ovviamente si ottiene un regolatore che porta la frequenza di taglio al valore imposto però, mancando un polo naturale del sistema, non si ha un diagramma decrescente in direzione delle alte frequenza ma bensì costante. Questo implica una troppo lieve attenuazione di tutto ciò che sta al di sopra della frequenza di taglio fino almeno a 50 kHz da dove poi gli effetti dell'induttanza del trasformatore, che in questa taratura scompaiono a causa dell'approssimazione compiuta usando Z, ritornano determinanti. Perciò si sceglie una strategia di taratura differente: si tara il sistema in anello aperto in modo che la frequenza di taglio sia quella desiderata e che lo zero del regolatore sia distante una decade da questa frequenza in modo da ottenere un'attenuazione accettabile. La frequenza di taglio del sistema in anello aperto sarà tanto più vicina alla frequenza di taglio in anello chiuso tanto più la fase del primo in corrispondenza del guadagno unitario è vicina a zero, e come mostreranno i diagrammi di bode in seguito la vicinanza può ritenersi sufficiente.

Per tarare quindi, data la funzione di trasferimento in anello aperto di regolatore+sistema, è sufficiente porre tutta la costante pari alla pulsazione di taglio scelta e il polo una decade sopra:

$$GL_i = \frac{ki}{s} \left(1 + \frac{kp}{ki} s \right) \left(\frac{V_{dc} \cdot Kt}{2 \cdot Z_{teq}} \right)$$

$$ki = 2\pi f_{ci} \left(\frac{2 \cdot Z_{teq}}{V_{dc} \cdot Kt} \right)$$

$$kp = 2\pi f_{ci} \cdot ki$$

Per quanto riguarda la frequenza di taglio si è detto che per ritenere valida l'approssimazione di regime sinusoidale deve essere molto inferiore alla fsw di 50 kHz, perciò si decide di porre 3 kHz. Con questi valori dei parametri a si giunge al seguente regolatore e ai successivi diagrammi di Bode:

$$PLi(s) = 6.062 \cdot 10^{-5} + \frac{11.43}{s}$$

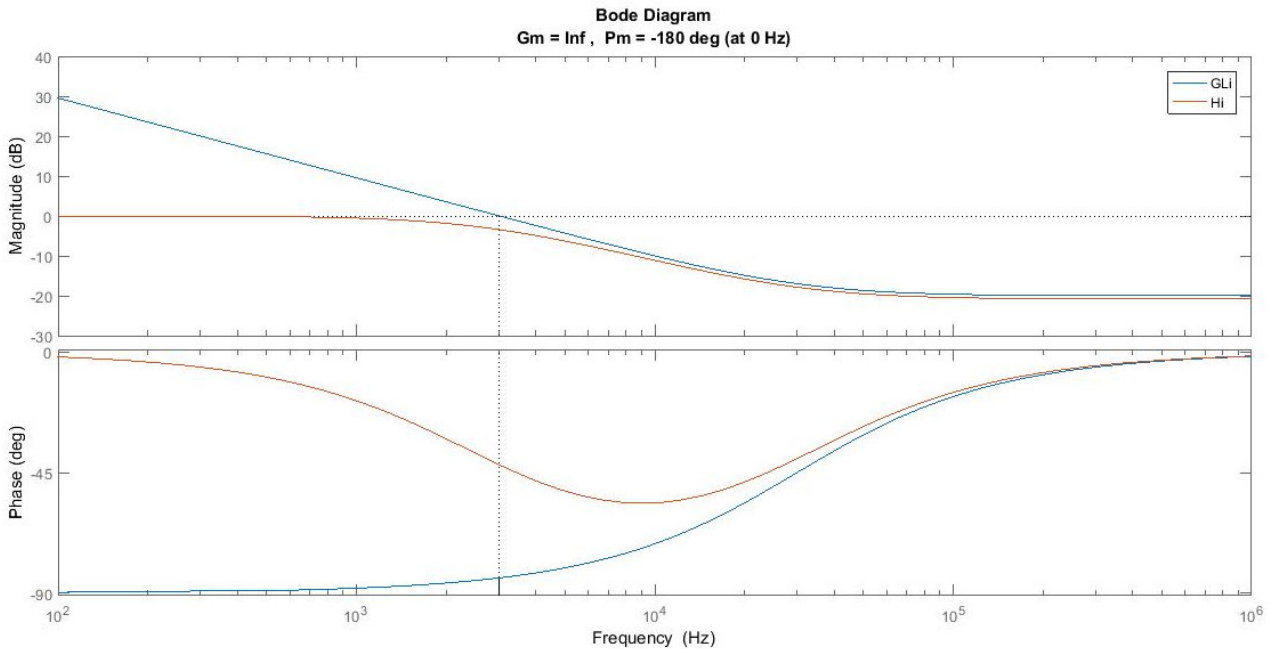


Figura 64, f.d.t. dell'anello di corrente aperto e chiuso, bode.

L'anello di tensione dipende dal carico e il range da coprire è piuttosto ampio. In questo si utilizzano le equazioni di taratura in anello chiuso usate nel controllo del convertitore Buck della soluzione A proposta in questa tesi e analogamente si cerca una soluzione di compromesso tra la rapidità della risposta a pieno carico

e la stabilità del sistema a vuoto. Questo compromesso è stato trovato tarando con il 10% del carico massimo a una frequenza di taglio di 150 Hz. Così facendo si sono ottenuti il regolatore e i conseguenti diagrammi di Bode:

$$PIv(s) = 7.625 + \frac{1883}{s}$$

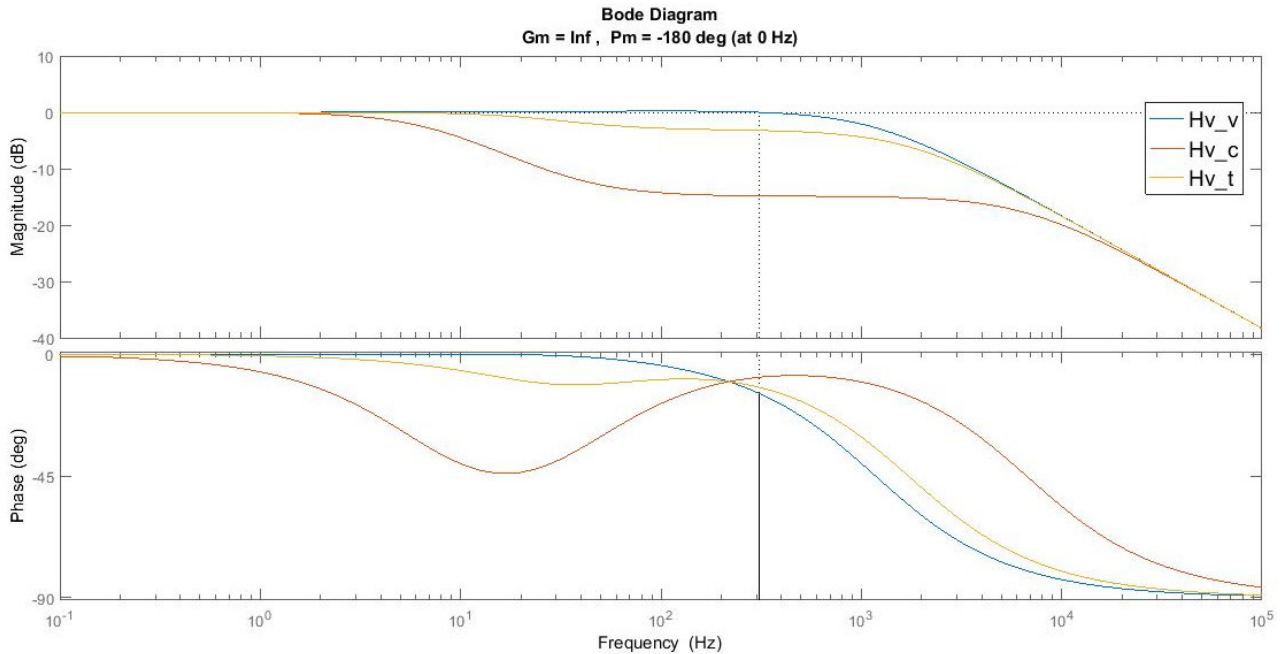


Figura 65, diagramma di bode della f.d.t. dell'anello chiuso di tensione a vuoto (Hv_v), a pieno carico (Hv_c) e nel punto di taratura (Hv_t)

Accorgimenti per l'anello di tensione

Dato l'ampio range di funzionamento del sistema anche qui, come nell'anello di tensione utilizzato per il convertitore Buck della soluzione A, si utilizza una saturazione dinamica in grado di determinare in base al carico la soglia di saturazione dell'anti wind-up della componente integrale del regolatore. La realizzazione è identica al caso già descritto.

Altra considerazione importante è che data la bassa frequenza di taglio dell'anello e dato che la misura è già mediata dal condensatore non è necessario nessun filtro per il rumore di commutazione sulla tensione misurata e anzi metterlo causerebbe solo un peggioramento delle prestazioni.

Accorgimenti per l'anello di corrente

Oltre alle particolarità del procedimento di taratura descritto ai fini pratici per il funzionamento dell'anello di corrente, altro aspetto importante è la riscalatura dell'uscita, l'Ma che esce dal regolatore infatti per il modo in cui è stato calcolato va da 0 a 1 proporzionalmente alla tensione desiderata in uscita, però per quanto detto precedentemente sui risultati della modulazione utilizzata questo risultato va riscalato tra 0.3 e 1.

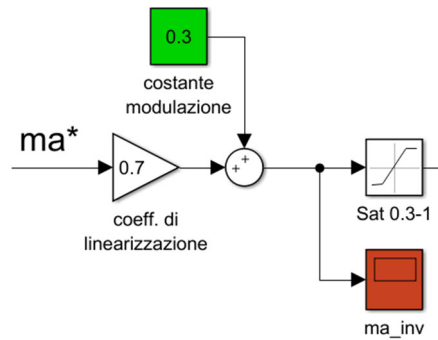


Figura 66, riscalatura dell'uscita del regolatore di corrente

Sebbene la corrente da portare in retroazione sia misurata prima del condensatore e porti con sé tutto il rumore della commutazione, non è necessario porre alcun filtro in quanto la frequenza di taglio del sistema regolato permette già una sufficiente attenuazione del rumore.

Un ultimo accorgimento da commentare è che data la forma dell'equazione di corrente verrebbe naturale pensare ad una regolazione con PI più compensazione del termine $V_{out}/(V_{dc} \cdot K_t)$. In questo caso però aggiungere una compensazione non solo non è utile ma risulta addirittura controproducente in quanto la funzione di uscita dell'inverter è non lineare per M_a vicino a 0.3 e a 1. Questa non linearità non pregiudica il funzionamento dell'anello chiuso però aggiungendo un termine non lineare direttamente sull'uscita, come di fatto è una compensazione, si creano malfunzionamenti, in particolare vicino alla condizione di vuoto.

4.4 Metodo di gestione dei guasti

Anche in questa configurazione di convertitore sempre per raggiungere il requisito di specifica di resistenza al guasto singolo viene illustrata la metodologia di gestione del singolo guasto che si possa presentare.

In caso di guasto al ponte raddrizzatore la situazione è identica a quella già analizzata per la soluzione A e pertanto anche la gestione, simile è anche il guasto al trasformatore che però ha delle implicazioni che verranno descritte in dettaglio. Discorso a parte è la gestione del guasto dell'inverter che in questa soluzione è il componente chiave ai fini del controllo e verrà perciò descritta nel dettaglio.

4.4.1 Trasformatore

Analogamente alla soluzione A il guasto del trasformatore deve essere gestito escludendo dal funzionamento la fase guasta e riducendosi a un funzionamento monofase il che implica di sfasare i due rami sani rimanenti di 180° .

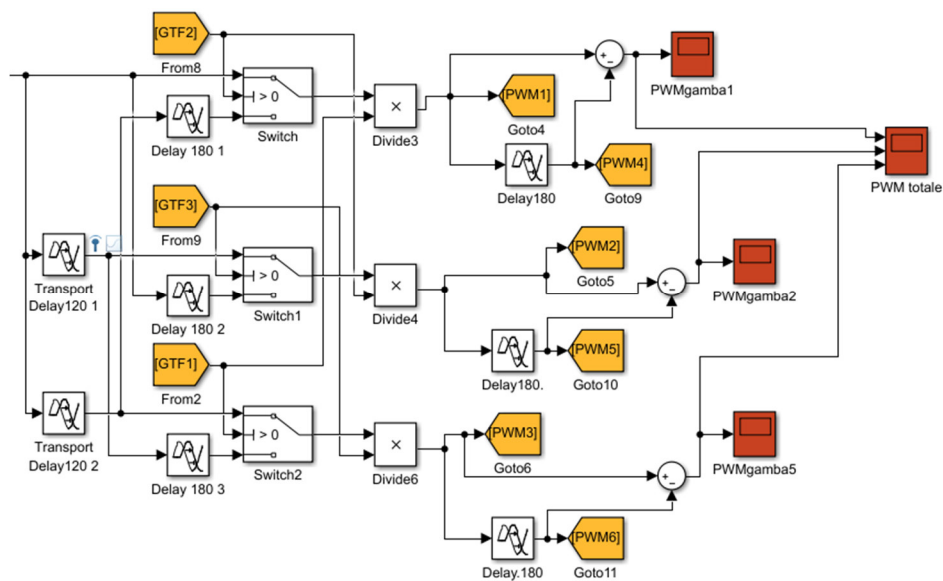


Figura 67, modifica della modulazione in risposta a un guasto al trasformatore

Questo cambia in modo sostanziale l'esito della modulazione, infatti ora quando un componente è acceso, sarà acceso anche il componente opposto dell'altra gamba garantendo sempre una via di richiusura alla corrente e perciò un range di duty cycle che torna ad essere lineare tra 0 e 1. Come per il caso trifase viene riproposto il grafico che lega la tensione raddrizzata di uscita e quindi la potenza trasferibile al variare di M_a .

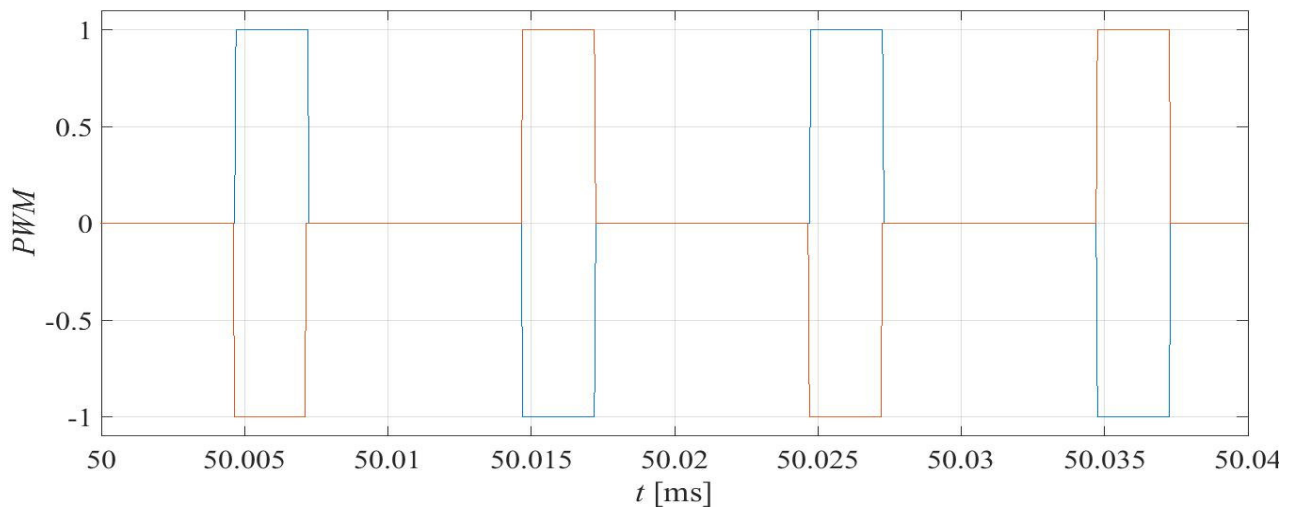


Figura 68, PWM con inverter monofase

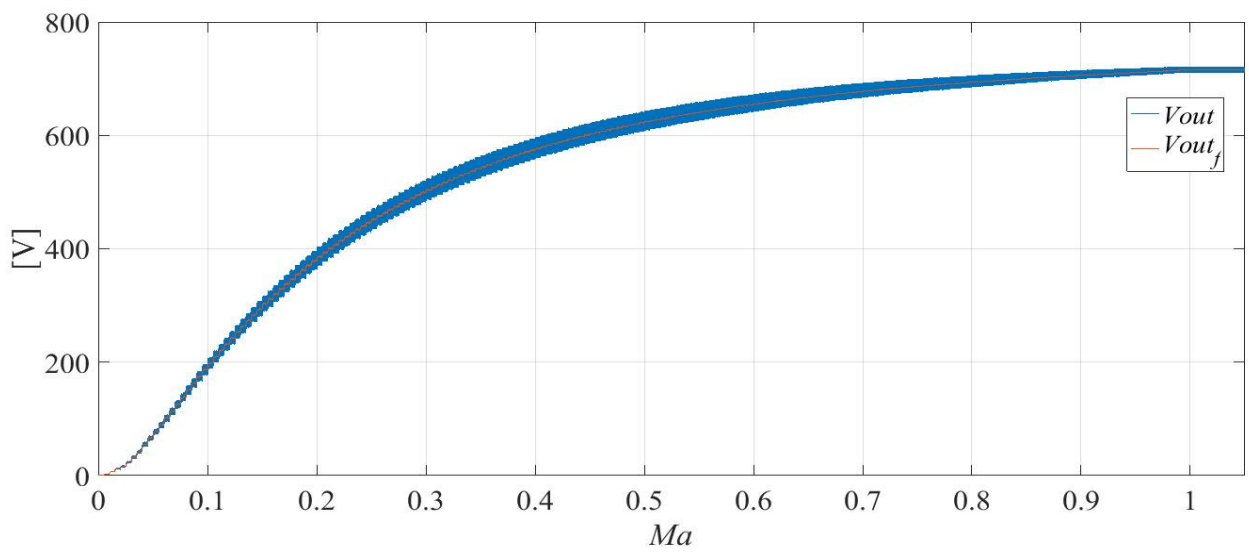


Figura 69, $V_{out}(Ma)$ con $R=10 \text{ ohm}$ e $C=10 \mu F$

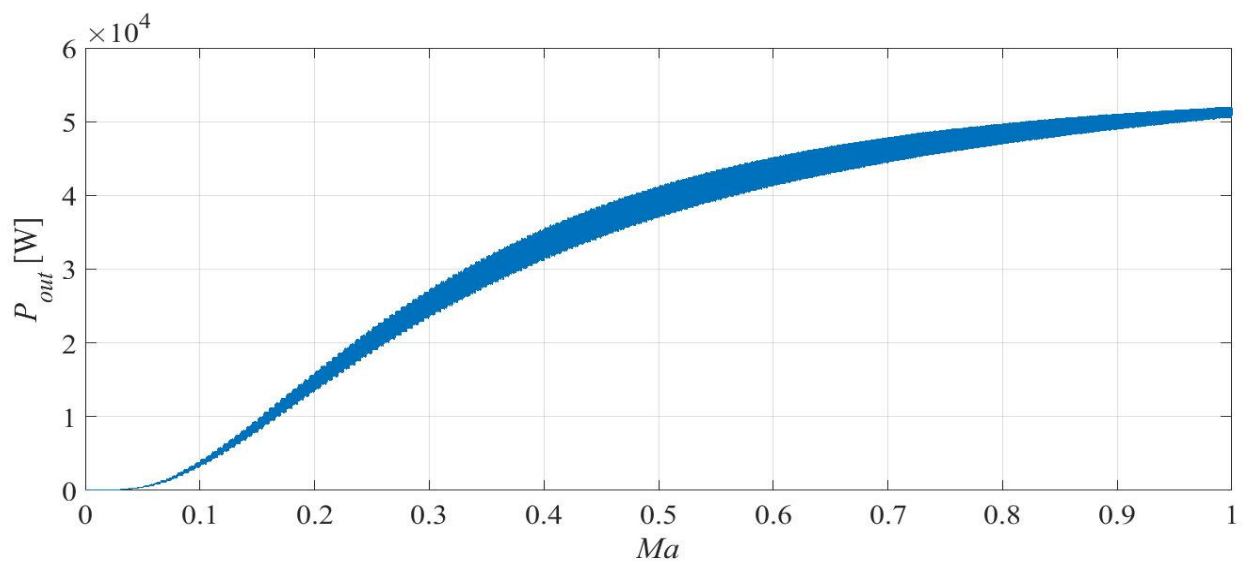


Figura 70, $P_{out}(Ma)$ con $R=10 \text{ ohm}$ e $C=10 \mu F$

Quindi nella parte di controllo è necessario modificare la linearizzazione di M_a e limitare la corrente massima esigibile a 290 A ossia i 3.5 kW massimi che le due fasi del trasformatore possono sopportare.

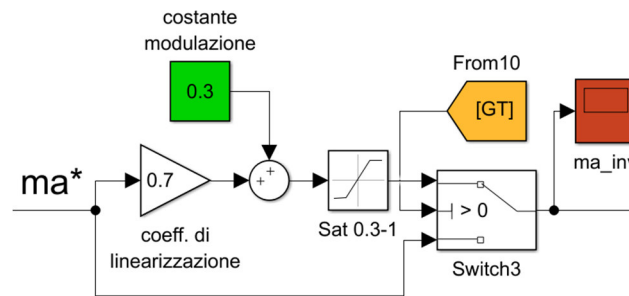


Figura 71, scelta della linearizzazione per funzionamento trifase o monofase

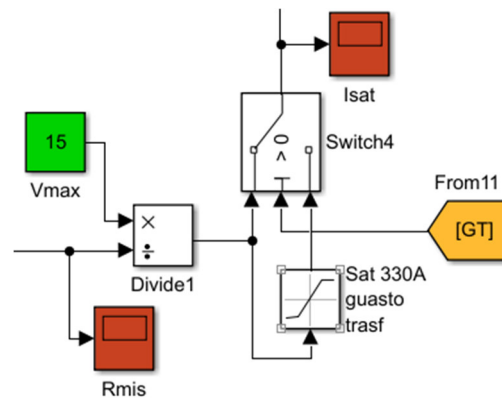


Figura 72, limitazione della corrente in seguito a un guasto sul trasformatore

4.4.2 Inverter

In caso di guasto dell'inverter la situazione è leggermente più complessa, è necessario decidere se utilizzare l'inverter con cinque componenti come fatto nella soluzione A oppure utilizzarlo in funzionamento monofase, opzione praticabile e facile da implementare come appena visto per il guasto al trasformatore.

Data la modulazione usata non è semplice predire attraverso un'analisi circuitale il comportamento e la potenza trasferibile dall'inverter quando si trova in regime di guasto a dover funzionare con cinque componenti su sei. Intuitivamente però è facile immaginare che, poiché quando il duty cycle tende a uno le forme d'onda sono praticamente identiche a un inverter in onda quadra classica già studiato per la soluzione A, il convertitore sarà in grado di trasferire i 5 kW di questa applicazione.

A conferma di quanto detto si è verificato cosa si ottiene attraverso simulazione. In un sistema analogo allo schema del convertitore durante un funzionamento a 8 kW con M_a tenuto fisso a 1, all'istante 0.4 viene guastato un componente dell'inverter e il risultato è il seguente:

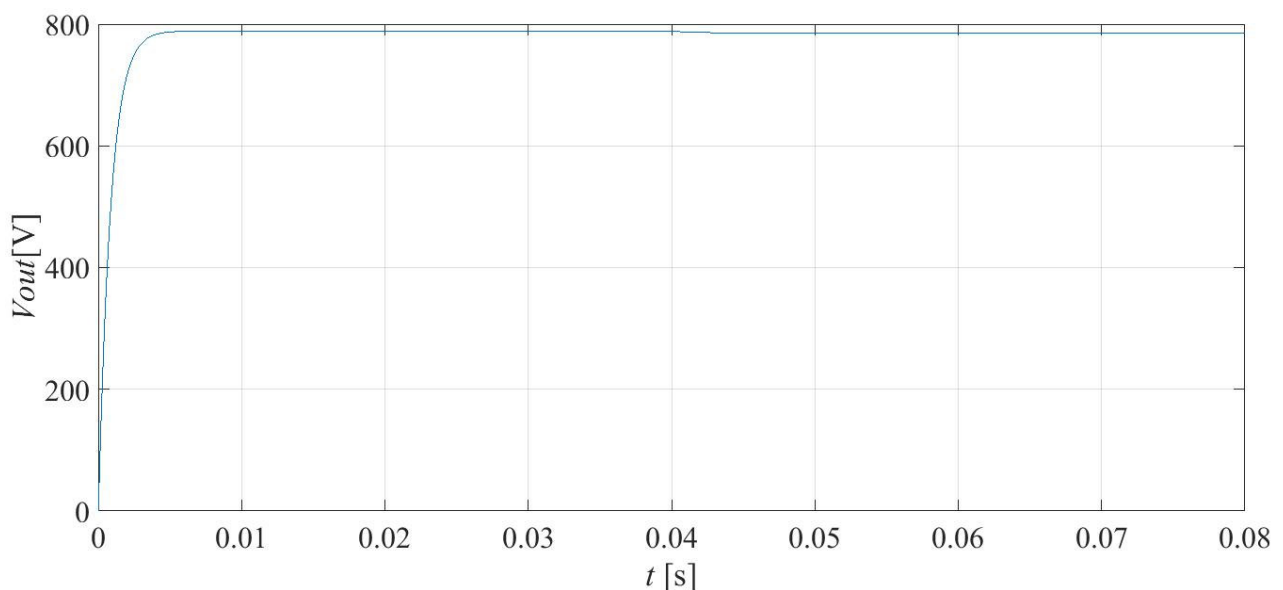


Figura 73, Simulazione di un circuito analogo a quello del convertitore B dove si verifica la capacità dell'inverter di erogare 8 kW con un componente guasto.

Visto l'esito della simulazione si può ritenere l'inverter in grado di assolvere il suo compito anche con un componente guasto, pertanto in caso di guasto non si attua nessuna modifica al controllo.

4.5 Simulazione di funzionamento

Come per la soluzione A avvalendosi del software di simulazione Simulink si sono simulate diverse condizioni di funzionamento sia con circuito sano che guasto per verificare il comportamento del sistema.

4.5.1 Normale funzionamento

Funzionamento con variazioni di carico

Prova effettuata facendo variare il carico da 1 W a 5000 W e vice versa. Anche in questo caso il valore di 1 W è peggiorativo in quanto già solo considerando l'autoconsumo del convertitore stesso il carico minimo si può supporre 10 W.

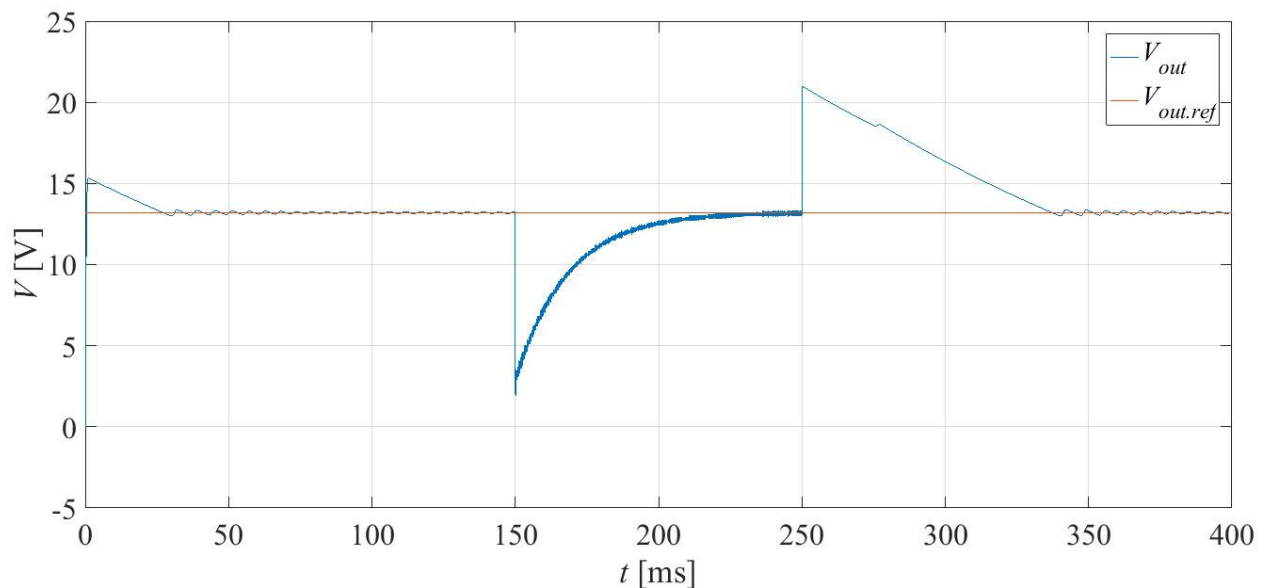


Figura 74, Soluzione B, normale funzionamento, Andamento della tensione con variazione di carico.

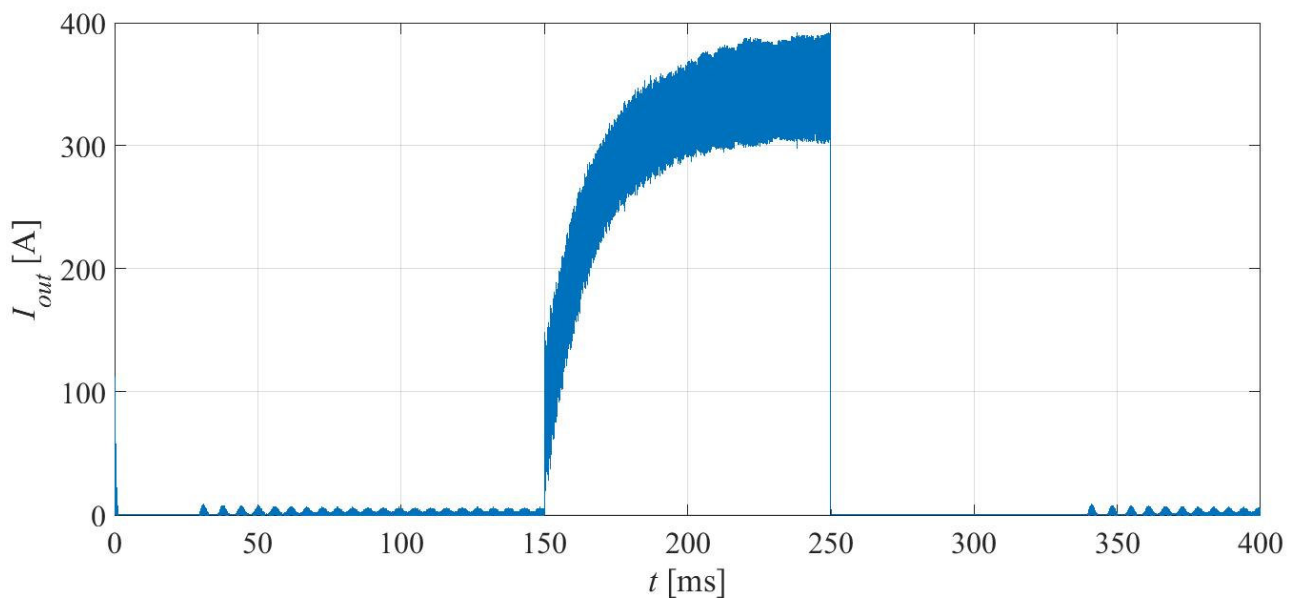


Figura 75, Soluzione B, normale funzionamento, Andamento della corrente con variazione di carico.

Come mostrano le immagini il regolatore permette un buon funzionamento sia a basso carico che a carico elevato con una buona rapidità di risposta.

L'oscillazione smorzata che si può notare a basso carico nel grafico della tensione è certamente accettabile ed è dovuta alla forte non linearità che presenta il sistema così vicino alla condizione di vuoto, inoltre lo smorzamento che si avrebbe con il carico di 10 W, ritenuto il minimo possibile, sarebbe ancora superiore. Accelerare il regolatore di corrente in modo da smorzare maggiormente tale oscillazione sarebbe controproducente perché peggiorerebbe notevolmente le prestazioni del sistema a carico elevato.

Nel grafico della corrente è possibile notare che a basso carico è presente un rumore ad alta frequenza decisamente elevato rispetto al valor medio della corrente circolante. Tale fenomeno è mostrato con maggiore dettaglio nell'immagine seguente:

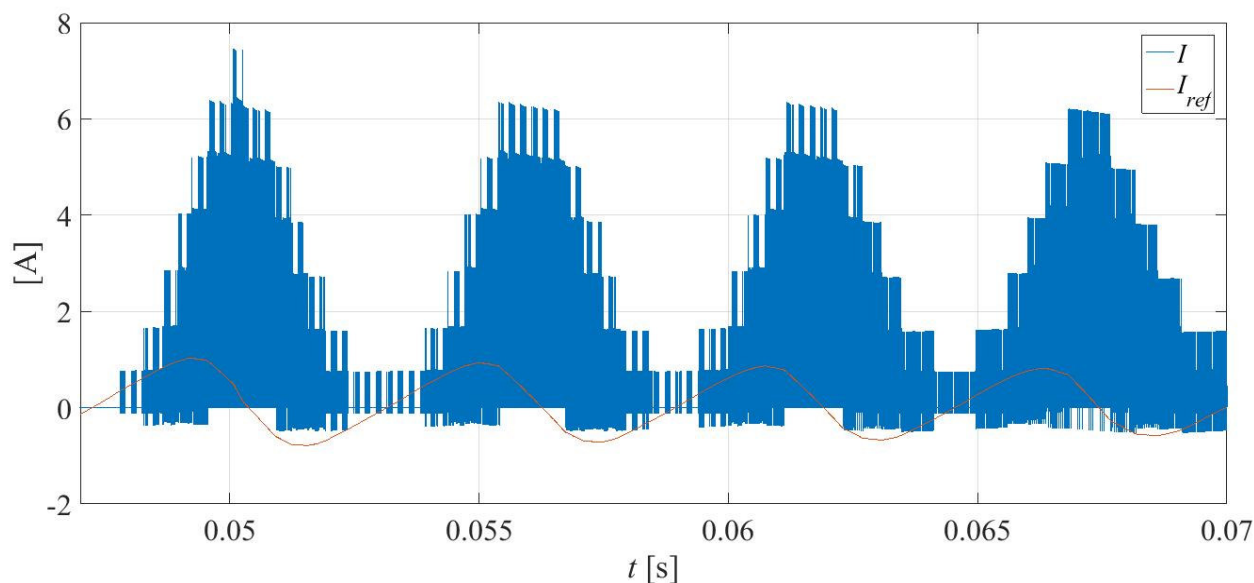


Figura 76, particolare della corrente in uscita e il suo riferimento a basso carico.

Se si prova a valutare la frequenza di questo rumore si scopre che non è legato allo switching perché ha una frequenza intorno ai 250 kHz. La causa di questo rumore è da ricercarsi nella forma d'onda di tensione in uscita dall'inverter per cui così bassi, la quale presenta notevoli picchi proprio durante i quali entrano in conduzione i diodi del ponte.

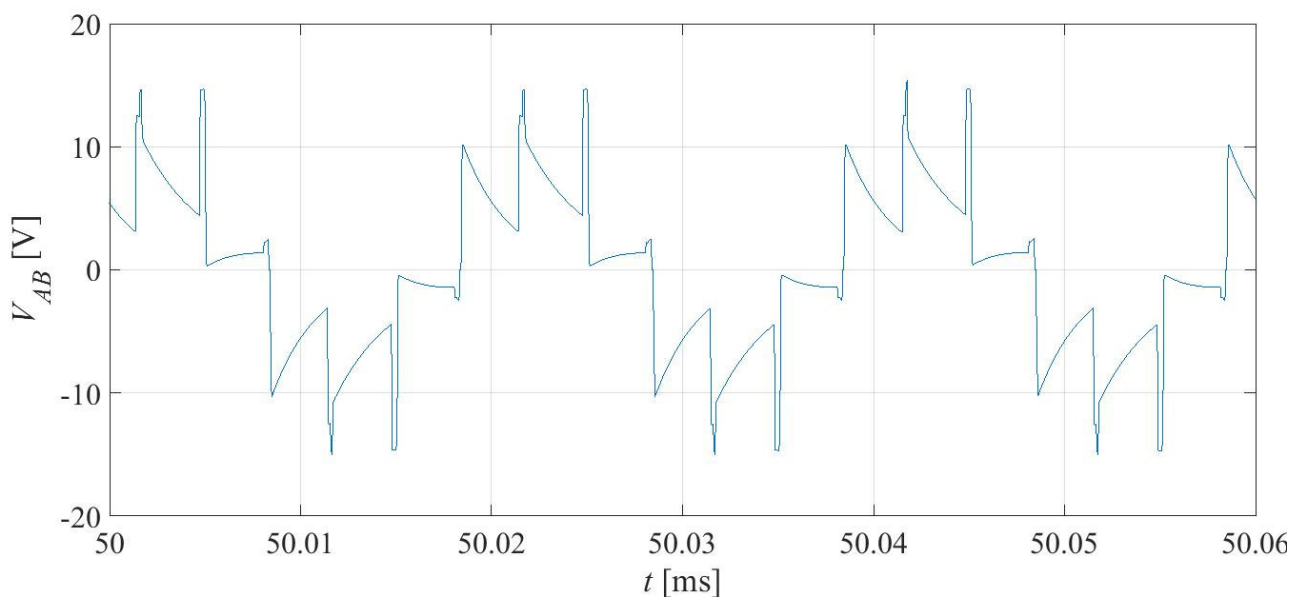


Figura 77, forma d'onda della tensione a basso carico.

Nel grafico seguente sono riportate le stese grandezze a cui è stato applicato un filtro passa basso di tipo Butterworth a 100 kHz e come si può vedere il rumore praticamente scompare. Si è scelto Butterworth perché è il filtro con la risposta più piatta dal punto di vista del modulo a parità di banda passante ma non per la fase che però nel nostro caso non è di primaria importanza. Il filtro è stato applicato sia alla corrente misurata che al riferimento così da non visualizzare ritardi aggiuntivi dovuti al filtro. È importante sottolineare che nessun filtro è stato aggiunto per la regolazione in quanto la frequenza di taglio dell'anello di regolazione è abbastanza bassa da attenuare il disturbo.

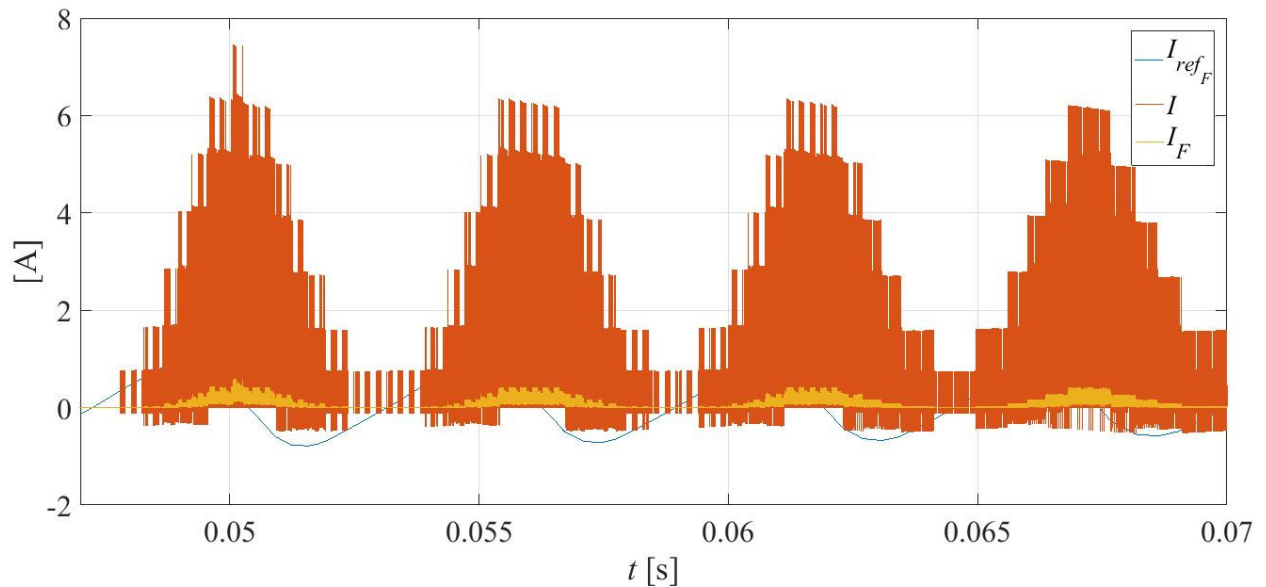


Figura 78, corrente di uscita normale e filtrata a 100 kHz con relativo riferimento a basso carico.

Funzionamento con tensione di ingresso variabile

La prova è stata effettuata in condizioni di massimo carico ponendo un'oscillazione sinusoidale della tensione di ingresso tra 640 V e 800 V ad una frequenza di 5 Hz.

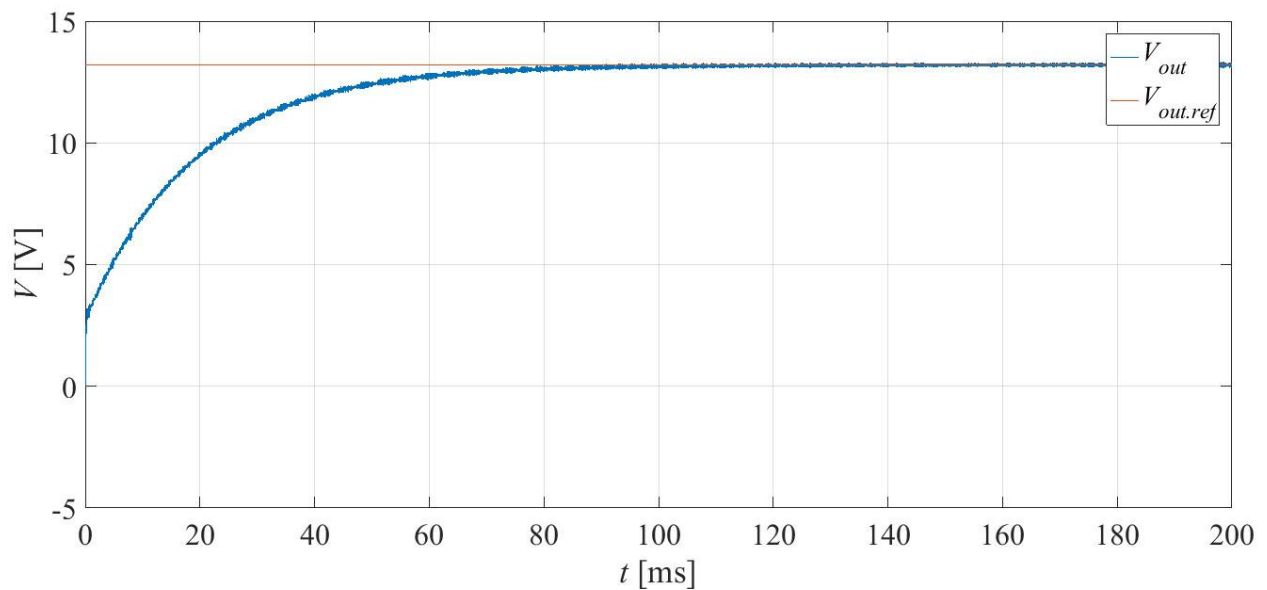


Figura 79, Soluzione B, normale funzionamento, Andamento della tensione con variazione della tensione di ingresso.

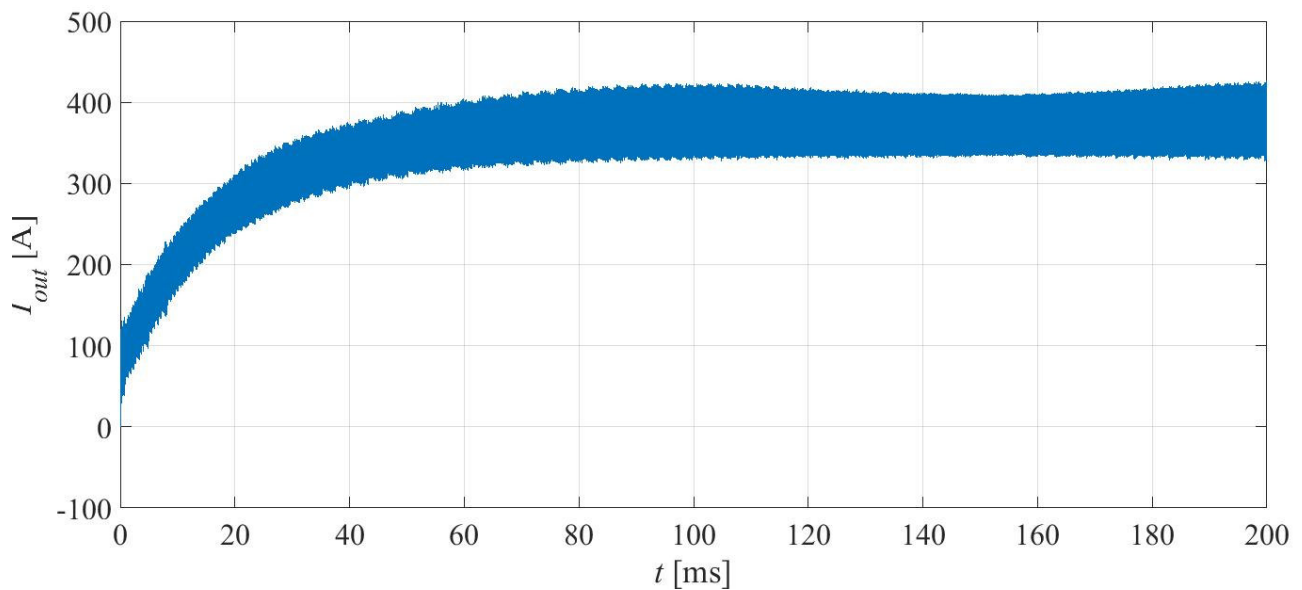


Figura 80, Soluzione B, normale funzionamento, Andamento della corrente con variazione della tensione di ingresso.

Il convertitore riesce a mantenere stabile la tensione di uscita in tutto il range considerato.

Funzionamento con batteria in uscita

Si simula ora il funzionamento del convertitore quando è presente una batteria in uscita di tensione 13.2 V e resistenza interna 5 mΩ e viene fatto variare il carico da 1 W a 5 kW e ritorno.

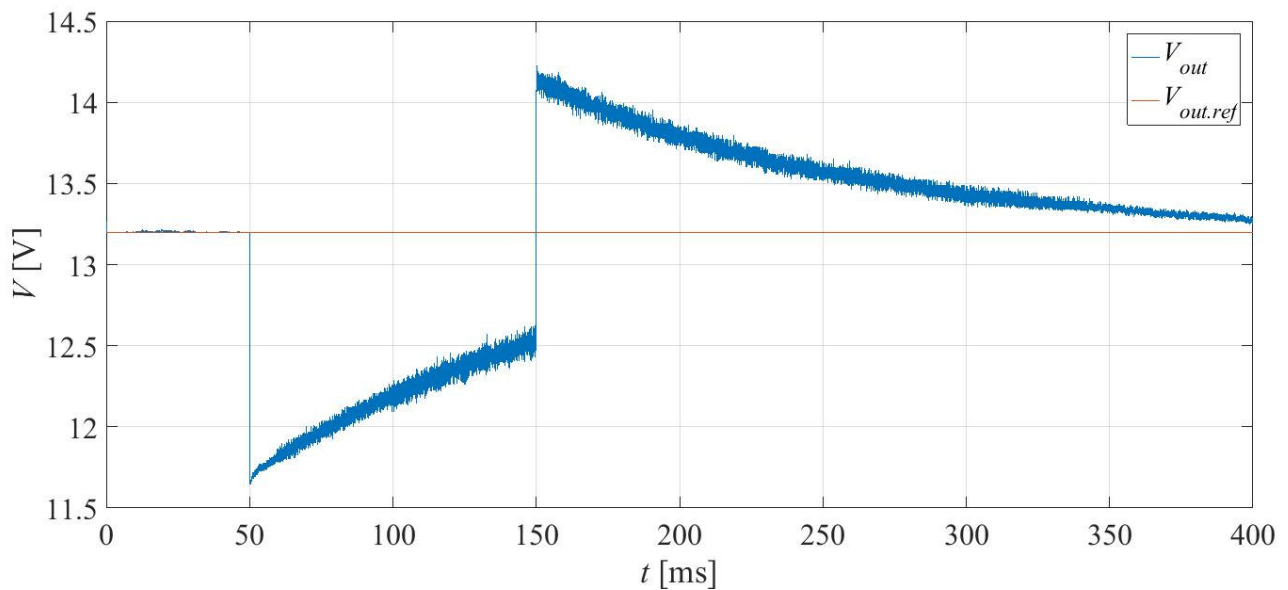


Figura 81, Soluzione B, normale funzionamento, Andamento della tensione con variazione di carico e in presenza di batteria in uscita.

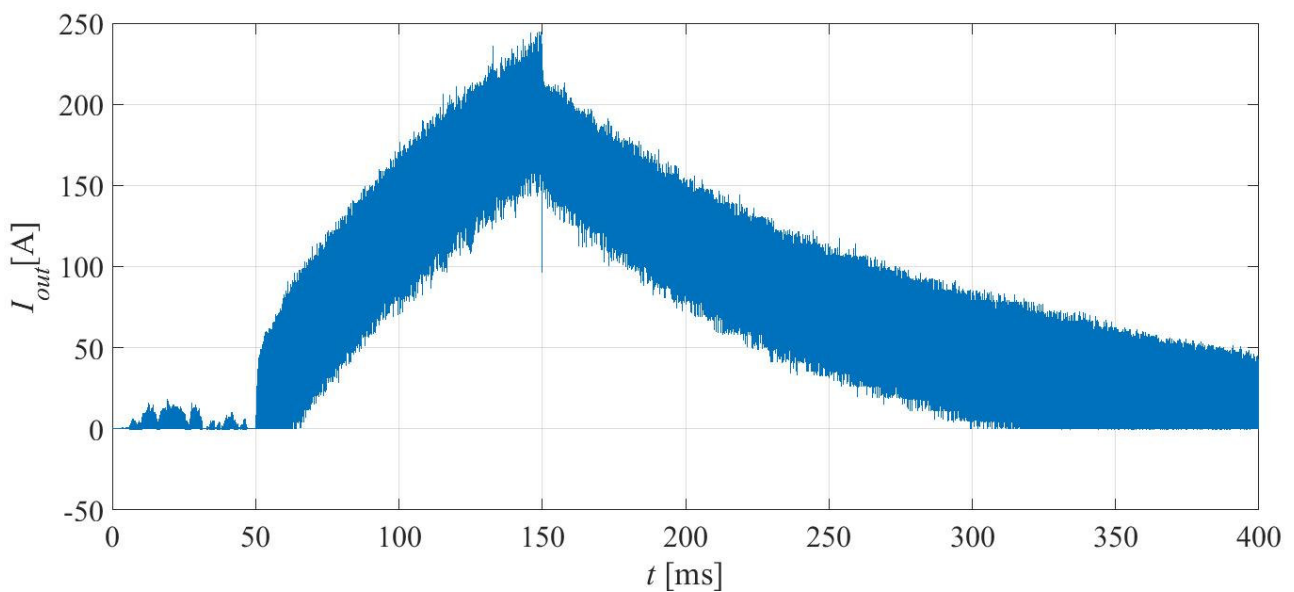


Figura 82, Soluzione B, normale funzionamento, Andamento della corrente con variazione di carico e in presenza di batteria in uscita.

Come si vede nel grafico della tensione il convertitore beneficia della presenza della batteria, infatti durante avviamento, presa di carico e distacco di carico le tensioni si mantengono molto più vicine al valore di setpoint.

Funzionamento in presenza di rumore sulle misure

Anche per questo convertitore si vuole dare un'indicazione per quanto riguarda la robustezza e pertanto si svolge la stessa prova realizzata per il convertitore con variazione di carico in presenza di rumore sulle misure delle grandezze retroazionate. Anche in questo caso si aggiunge sulla misura di tensione un rumore di ± 1.5 V e sulla misura di corrente ± 2 A, entrambi a distribuzione uniforme tra 0 e 50 kHz.

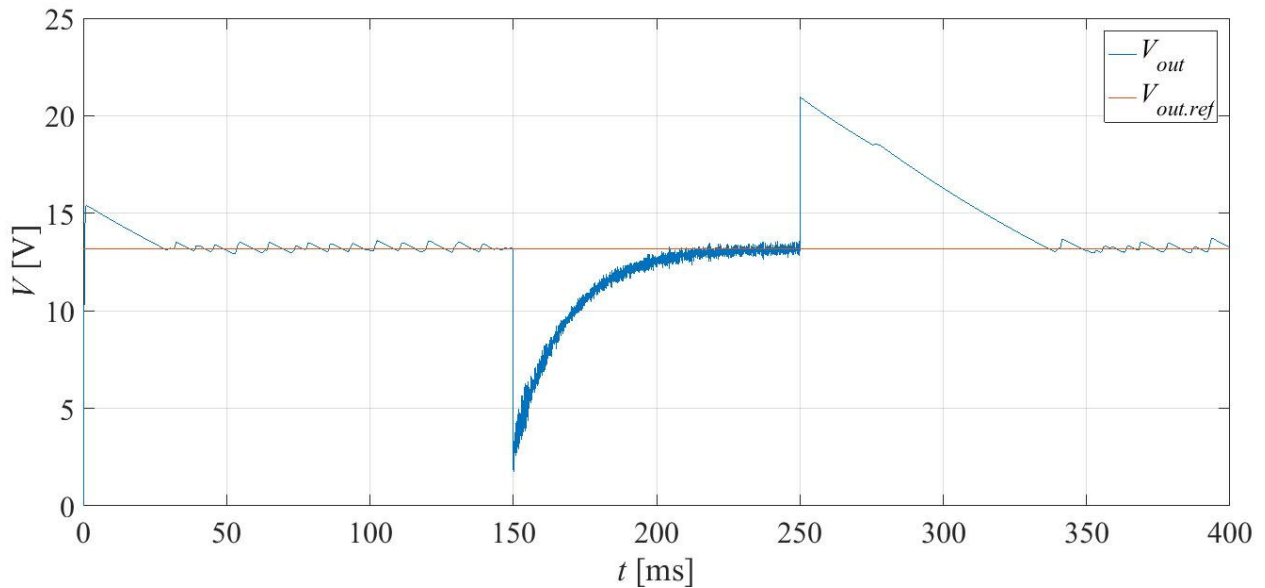


Figura 83, Soluzione B, normale funzionamento, andamento della tensione con variazione di carico in presenza di rumore sulle misure di tensione e corrente.

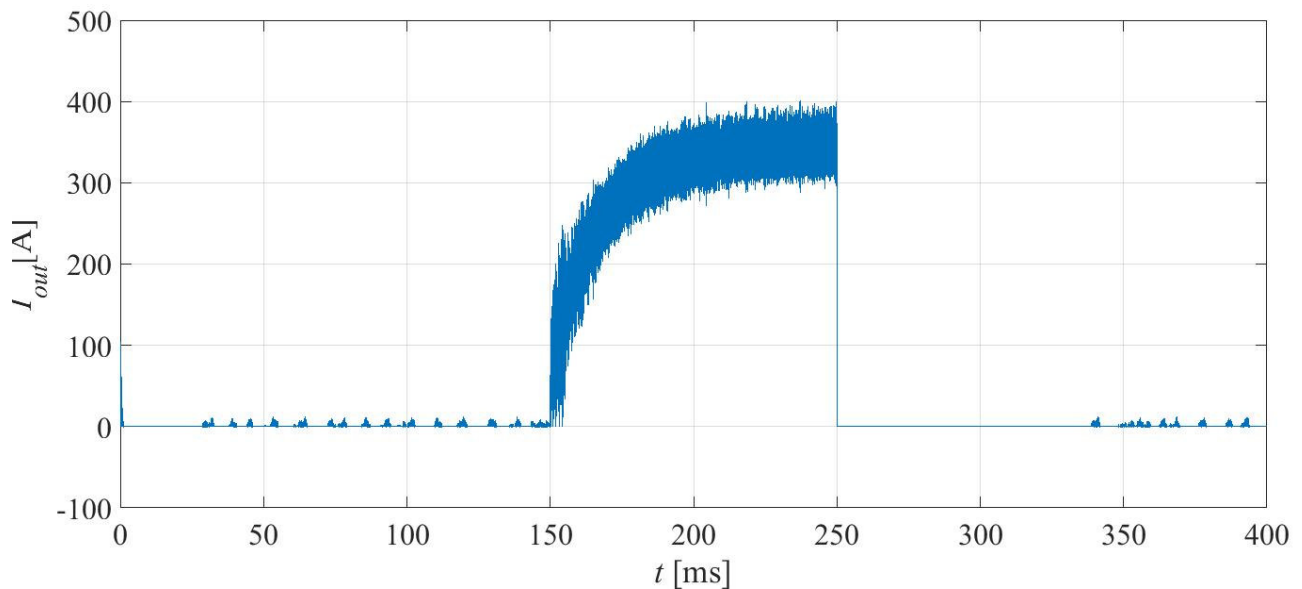


Figura 84, Soluzione B, normale funzionamento, andamento della corrente con variazione di carico in presenza di rumore sulle misure di tensione e corrente.

4.5.2 Funzionamento durante guasto

Guasto dell'inverter

In questa simulazione si è verificato il funzionamento a pieno carico del convertitore in seguito al guasto di uno dei componenti dell'inverter.

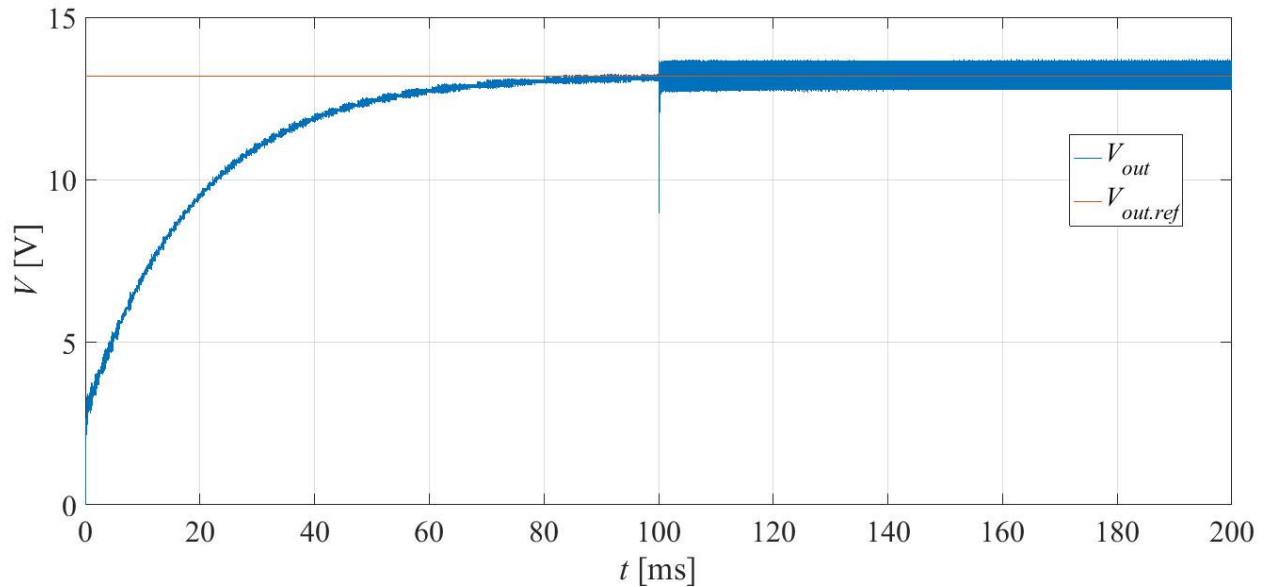


Figura 85, Soluzione B, guasto dell'inverter, andamento della tensione con carico massimo.

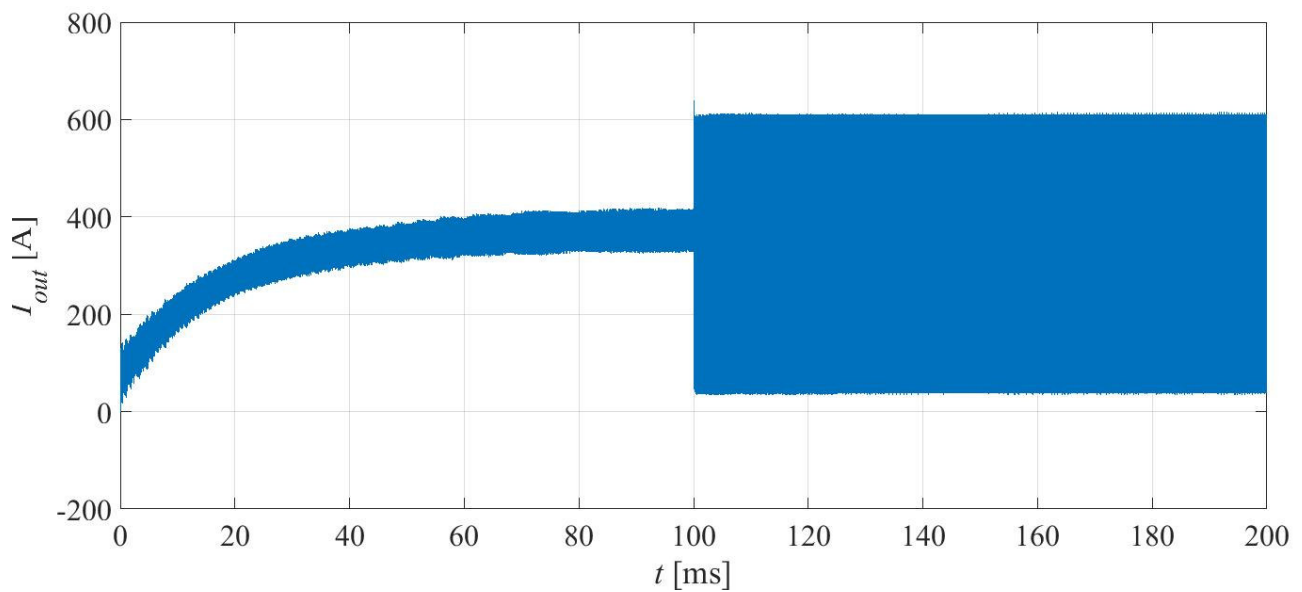


Figura 86, Soluzione B, guasto dell'inverter, andamento della corrente con carico massimo.

La tensione riesce a mantenersi al valore di setpoint con un ripple accettabile di ± 0.4 V, la corrente invece ha un notevole peggioramento dal punto di vista dell'oscillazione, che supera i ± 250 A.

Guasto del trasformatore

In questa simulazione si verifica il funzionamento del convertitore in caso di guasto a una fase del trasformatore. Per il dimensionamento della macchina il funzionamento con due fasi viene verificato a 3500 W.

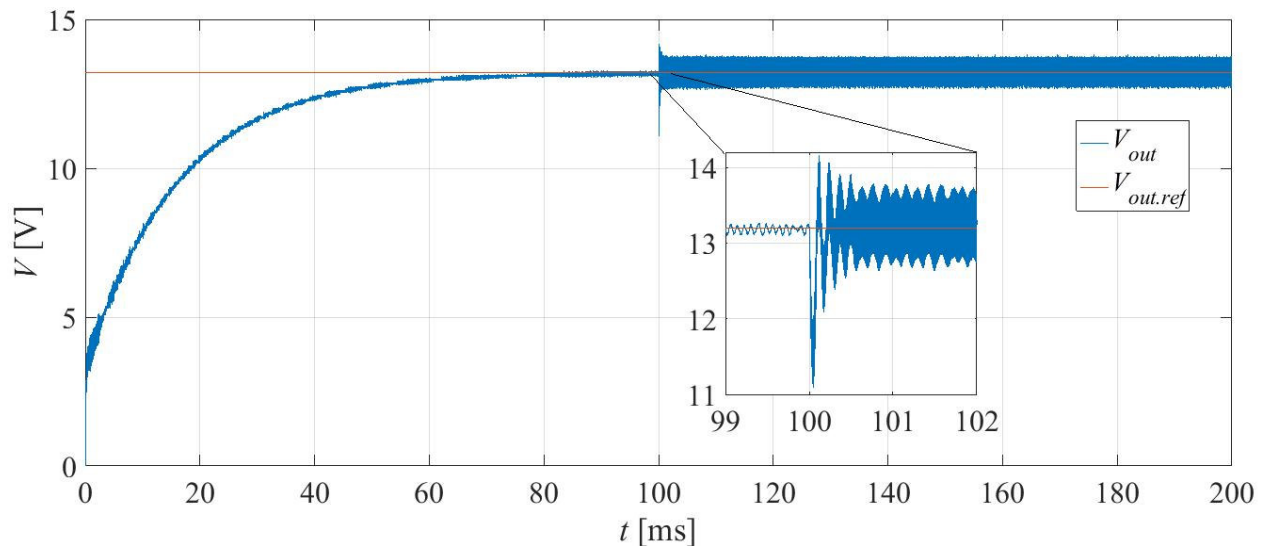


Figura 87, Soluzione B, guasto del trasformatore, andamento della tensione con carico massimo.

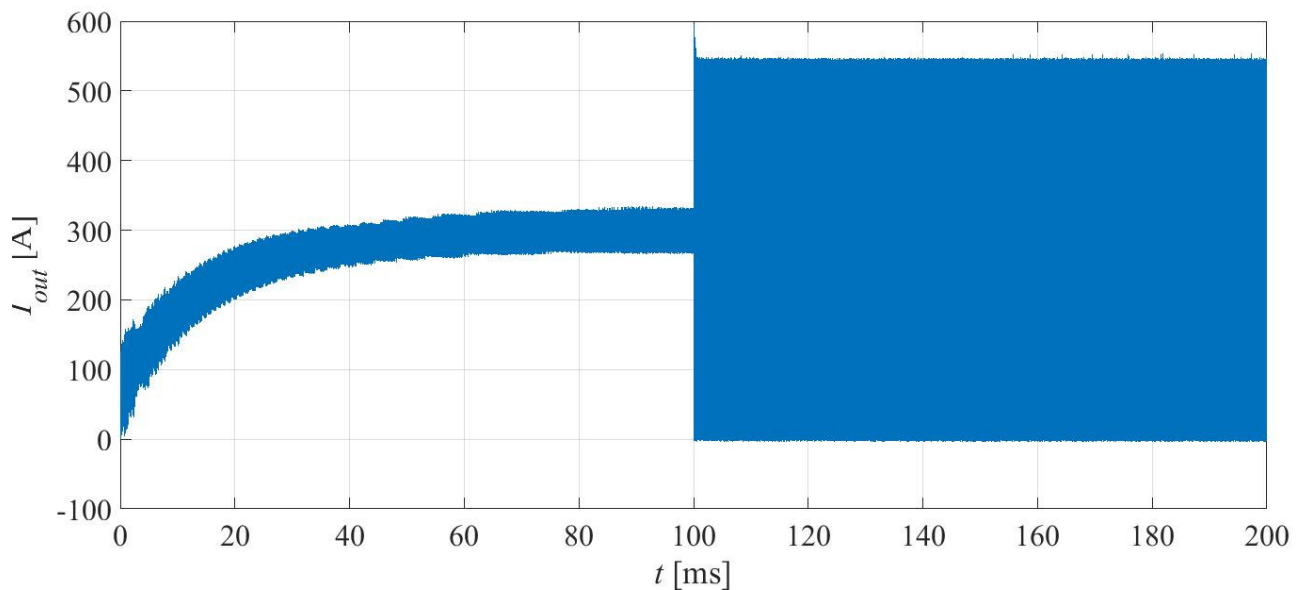


Figura 88, Soluzione B, guasto del trasformatore, andamento della corrente con carico massimo.

Anche in quest'ultima simulazione il controllo riesce a mantenere la tensione al valore desiderato e si registra un'oscillazione di ± 0.5 V. Anche qui la corrente presenta un notevole peggioramento dell'oscillazione che vale ± 270 A.

Il peggioramento così importante dell'oscillazione della corrente rappresenta un problema da non sottovalutare poiché implica un aumento notevolmente del valore RMS della corrente, valore dimensionante per i diodi. Per non sovradimensionare i componenti si presentano due possibili alternative: la prima può essere agire sul controllo per limitare a valori inferiori la potenza durante il guasto e quindi anche la corrente, la seconda è, se compatibile con l'applicazione, rilassare il vincolo sull'oscillazione di tensione così da aumentare la larghezza degli impulsi di corrente riducendone conseguentemente il valor massimo.

Guasto del ponte raddrizzatore

Nella seguente prova è stato verificato il funzionamento a pieno carico del convertitore in seguito al guasto di uno dei diodi che compongono il ponte raddrizzatore.

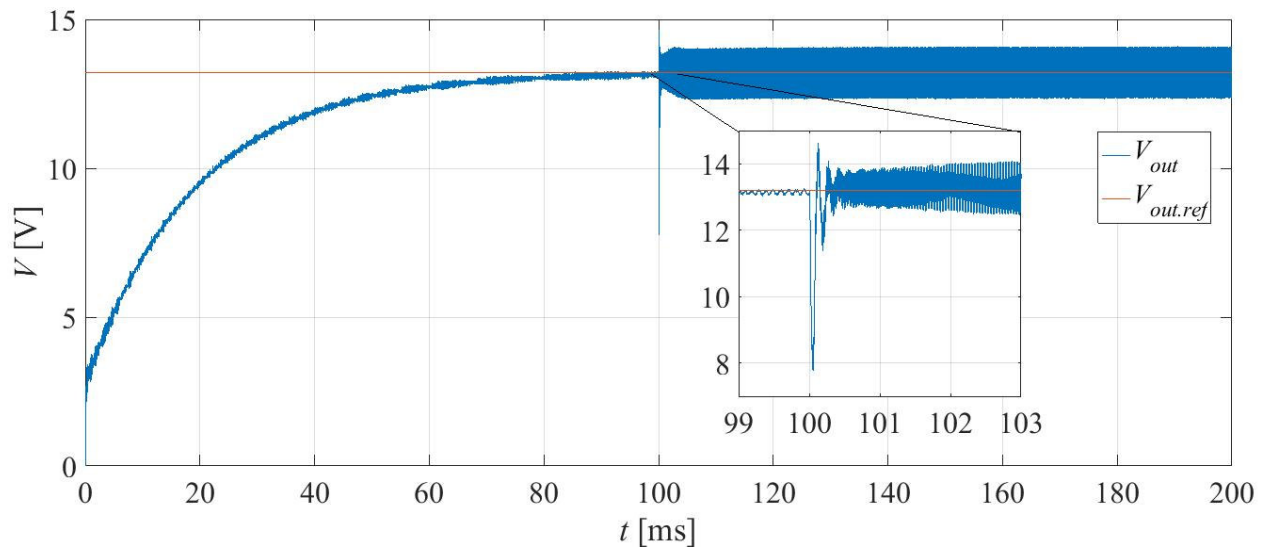


Figura 89, Soluzione B, guasto del ponte raddrizzatore, andamento della tensione con carico massimo.

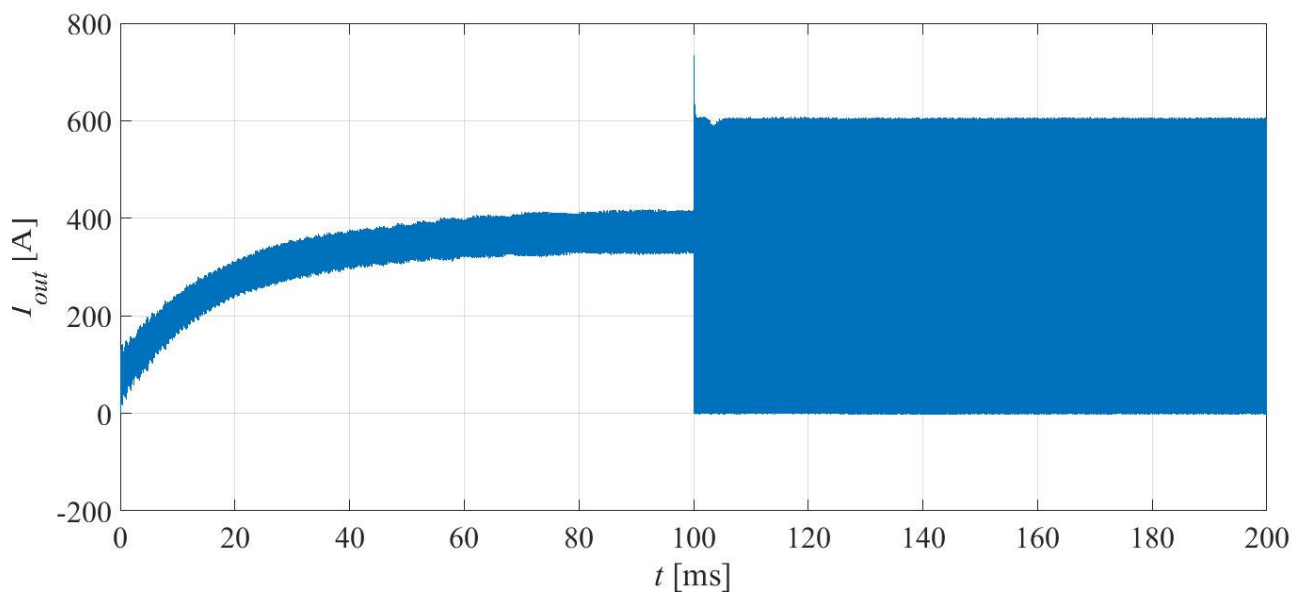


Figura 90, Soluzione B, guasto del ponte raddrizzatore, andamento della corrente con carico massimo.

Anche in questo caso la tensione si mantiene al valore prefissato di 13.2 V con un aumento dell'oscillazione che raggiunge i ± 0.8 V, e ancora una volta si può osservare un notevole incremento del ripple della corrente che raggiunge i ± 300 A per cui valgono le stesse considerazioni fatte in precedenza.

5. Confronto delle due soluzioni

Dopo aver studiato le due differenti architetture di convertitore è utile fare un confronto sotto diversi punti di vista per valutare vantaggi e svantaggi delle due soluzioni.

5.1 Prestazioni

Entrambi i convertitori compiono le specifiche richieste in modo soddisfacente seppur con qualche differenza per ciò che riguarda dinamiche, oscillazioni e rendimenti che verranno dettagliati caso per caso.

Dinamica

La prestazione a pieno carico è ottima per entrambi ma leggermente a favore della soluzione A che ha un tempo di raggiungimento del regime di 80 ms contro i 90 ms della B. La prestazione vicino alla condizione di vuoto ha un comportamento migliore per la soluzione B dove l'avvicinamento al setpoint è molto più rapido, 30 ms contro circa 60 ms della A.

Al fine di alimentare i carichi ha maggior rilievo il comportamento a pieno carico perciò si può dire che dal punto di vista dinamico sia leggermente migliore la soluzione A.

Ripple di tensione

Per entrambe le configurazioni l'oscillazione di tensione in normale funzionamento è praticamente trascurabile, però è doveroso precisare che il convertitore A ha una prestazione leggermente migliore in quanto a pieno carico ha un'oscillazione di ± 0.05 V contro il ± 0.1 V della soluzione B. Diverso il discorso in caso di guasto dove, mentre la soluzione A mantiene identiche le prestazioni sul ripple, la soluzione B ha un significativo peggioramento, raggiungendo un'oscillazione di ± 0.8 V nel caso peggiore, cioè quello di guasto al ponte raddrizzatore. Bisogna specificare che queste considerazioni riguardano il funzionamento senza batteria in uscita, in presenza della quale le oscillazioni diventano trascurabili.

Ripple di corrente

Per la presenza del Buck gestito in interleaving che compensa le oscillazioni dei singoli convertitori, la soluzione A presenta un ripple di corrente decisamente più ridotto rispetto alla soluzione B. A pieno carico il ripple picco-picco nella soluzione A è circa 10 A e si mantiene anche in tutte le situazioni di guasto meno nel guasto del buck dove l'oscillazione cresce fino a 15 A; nella B il ripple a pieno carico è circa 80 A ma in caso di guasto può raggiungere i 600 A.

È importante sottolineare che la corrente che si sta considerando è quella a monte del condensatore di uscita, pertanto il ripple effettivo visto dal carico è inferiore.

Sovratensioni

La sovratensione che si genera per il distacco di carico è notevolmente inferiore nel convertitore B dove si raggiungono circa 20 V, rispetto al convertitore A dove si arriva a 45 V. Probabilmente perché, oltre ai tempi di reazione del controllo che non sono nulli, in quest'ultimo sono presenti gli induttori del Buck che richiedono di essere scaricati a discapito della tensione sul condensatore che quindi cresce. A conferma di ciò se si fa un confronto tra la variazione di energia negli induttori e nel condensatore si vede che i valori sono vicini e la differenza sta proprio nell'energia trasferita durante il tempo di reazione del controllo.

$$2 \cdot \frac{1}{2} L (I'^2 - I''^2) = 2 \cdot \frac{1}{2} 5e^{-6} (190^2 - 0.1^2) = 0.181 \text{ J}$$

$$\frac{1}{2} C (V'^2 - V''^2) = \frac{1}{2} 300e^{-6} (45^2 - 13.2^2) = 0.278 \text{ J}$$

Va precisato che il valore di sovratensione che si raggiunge è determinante ai fini del dimensionamento, anche se in normale funzionamento con la presenza della batteria in uscita il problema della sovratensione viene notevolmente ridimensionato.

Rendimenti

Dalle simulazioni in normale funzionamento con diverse condizioni di carico in modo da coprire l'intero range di funzionamento, sono state estratte la potenza in ingresso e in uscita come prodotto delle rispettive tensioni e correnti, preventivamente passate attraverso un filtro numerico di Butterworth del secondo ordine per estrarne il valore medio. È stato quindi fatto il rapporto tra potenza in uscita e in ingresso ottenendo il rendimento.

Calcolo rendimento

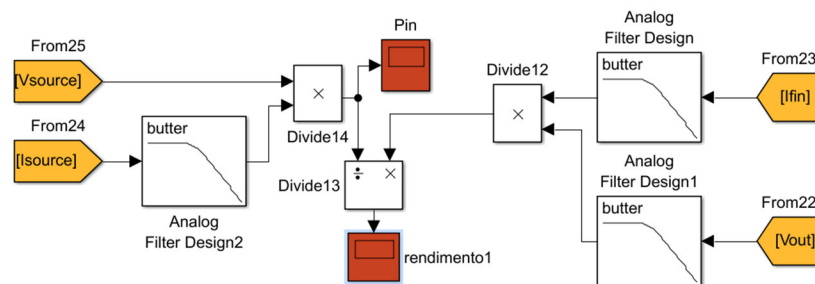


Figura 91, schema Simulink per il calcolo del rendimento

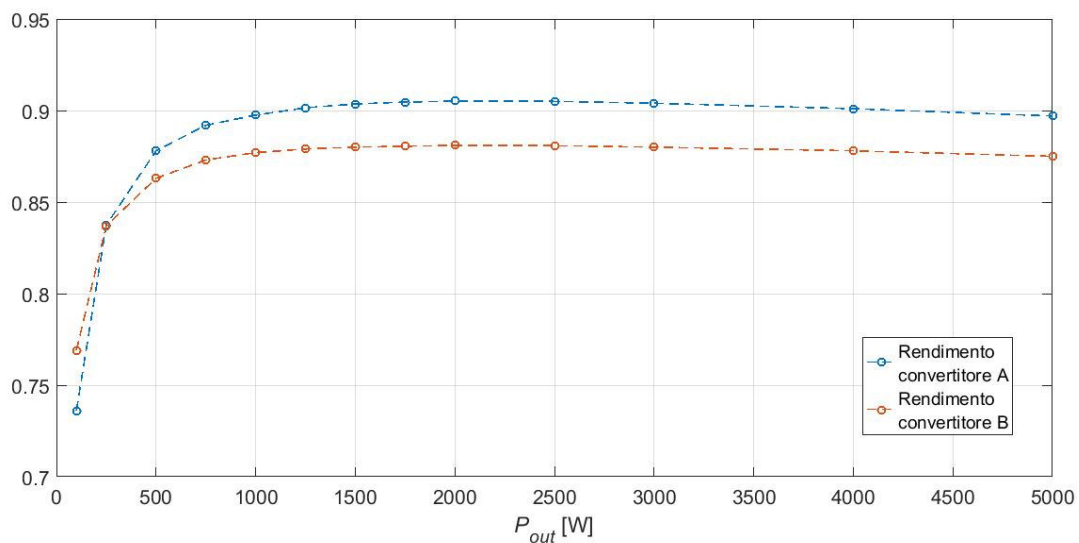


Figura 92, Andamento del rendimento dei due convertitori in funzione della potenza erogata.

Questi valori non tengono però in conto delle perdite di switching non modellizzate nella simulazione.

Le perdite per commutazione dell'inverter si possono considerare uguali per entrambi i convertitori in quanto tra le due soluzioni non cambia il numero di commutazioni per periodo. Considerando il valore di datasheet di $70 \mu J$ e la frequenza di 50 kHz, risultano 3.5 W per componente che moltiplicati per i 6 componenti ammontano complessivamente a 21 W e a pieno carico hanno quindi un'incidenza di circa lo 0.4% sul rendimento.

Le perdite del Buck invece riguardano solo la soluzione A e non essendo fornito direttamente il valore nel datasheet vengono calcolate nel seguente modo:

$$P_{sw} = \frac{1}{2} VI(t_{on} + t_{off}) \cdot f_{sw} = \frac{1}{2} \cdot 5000(109ns) \cdot 50000 = 27.24 W$$

Quindi anche le perdite per commutazione hanno un'incidenza a pieno carico di circa lo 0.4% sul rendimento ma solo della soluzione A.

Nella valutazione per capire quali fossero le principali fonti di perdita è emerso che la maggior parte della perdita si ha sul ponte raddrizzatore. Avendo utilizzato in simulazione un valore tipico di caduta di tensione sui diodi di 0.75 V è stato calcolato che a carico massimo il ponte può essere sede di 200 W di perdita (circa 4% del rendimento) per la soluzione A, e addirittura 580 W di perdita (circa il 10% del rendimento) per la soluzione B.

Per questo motivo al momento della realizzazione è importante ricercare, specie per la soluzione B, dei diodi con bassa caduta, tenendo conto che ogni 0.1 V di caduta in meno significa un incremento di rendimento di circa l'1.5%.

Per la soluzione B si può anche ipotizzare un cambio di strategia, ovvero la realizzazione del ponte raddrizzatore utilizzando Mosfet. Questo complicherebbe la logica e aumenterebbe le dimensioni della scheda elettronica, ma considerando che i mosfet a bassa resistenza possono avere una $R_{ds(on)}$ vicino a 1 mΩ, le perdite di conduzione si ridurrebbero a circa 150 W, a cui andrebbero poi sommate le perdite di switching, ma comunque si avrebbe un notevole miglioramento.

Ad ogni modo con i valori dei parametri dissipativi fissati in simulazione il convertitore A presenta un rendimento migliore per gran parte del range di funzionamento, solo a basso carico il convertitore B ha delle performance migliori perché presenta un basso numero di stadi e quindi perdite "fisse" inferiori.

5.2 Affidabilità

Essendo la soluzione B composta da un minor numero di elementi si può affermare che abbia una probabilità inferiore di guastarsi. Bisogna però considerare che a causa della particolare modulazione scelta per impulsare l'inverter sono presenti transitori e armoniche che potrebbero incidere sulla durata di vita degli elementi che costituiscono il sistema e quindi potenziale fonte di guasti.

Detto questo come verificato nelle simulazioni entrambe le soluzioni presentano una risposta soddisfacente a fronte di un singolo guasto.

5.3 Robustezza

Dalle simulazioni effettuate si può dire che entrambi i convertitori non risentano in maniera significativa della presenza di rumore sulle misure di tensione e corrente, pertanto sono equivalenti sotto il profilo della robustezza.

5.4 Dimensioni

Da un punto di vista dimensionale la soluzione B risulta senza alcun dubbio vincente sulla soluzione A, infatti essendo priva dell'ultimo stadio, ossia il Buck, non necessita dei due induttori di filtro che sono notevolmente ingombranti e che insieme hanno un peso di circa 2.3 kg.

L'inverter e il trasformatore a livello dimensionale non hanno differenze significative, tant'è che possono essere usati gli stessi componenti e i medesimi nuclei salvo che il secondario del trasformatore necessita due spire in più.

Per entrambe vale la considerazione che qualora le specifiche future limitassero in durata l'erogazione della potenza massima sarebbe possibile ridurre le dimensioni, in particolare dei componenti magnetici che sono quelli preponderanti su peso e volume totale.

Nemmeno la scheda varierebbe significativamente le sue dimensioni, in quanto per la soluzione B le piste del ponte a diodi risulterebbero più larghe ma in compenso sparirebbero i connettori per l'entrata e l'uscita degli induttori.

Altro aspetto da non sottovalutare per la soluzione B sarebbe più semplice realizzare due schede separate consentendo una miglior gestione degli spazi. Questo perché separando in una scheda la parte di segnale e l'inverter e nell'altra il ponte a diodi, nella seconda si avrebbero solo componenti non comandati e di conseguenza sarebbe solo necessario portare un'alimentazione per il lem di misura della corrente e estrarre le uscite di misura da portare al microprocessore.

5.5 Costi

Essendo i componenti utilizzati nelle soluzioni A e B analoghi ma essendo la soluzione B priva dello stadio Buck, quest'ultima avrà un costo inferiore. Il risparmio riguarda induttori, diodi, componenti e il necessario per pilotarli, perciò si può stimare un risparmio intorno ai 150 € su un costo totale del convertitore A di circa 1500 €.

5.6 Flessibilità

La soluzione A essendo composta da due stadi in cascata permette il funzionamento in un range molto più ampio di tensione in ingresso, seppur a potenza limitata per non aumentare troppo le correnti circolanti. Avendo dimensionato il trasformatore con rapporto 20/1 considerando le cadute di tensione dei diversi componenti è comunque possibile lavorare con tensioni di ingresso fino a 350 V.

5.7 Riassunto del confronto

In tabella vengono riassunti i principali vantaggi e svantaggi delle soluzioni proposte:

		Convertitore A	Convertitore B
Prestazioni	Dinamica	v	
	Ripple di tensione	v	
	Ripple di corrente	v	
	Sovratensioni		v
	Rendimenti	v	
Affidabilità			v
Robustezza		=	=
Dimensioni			v
Costi			v
Flessibilità		v	

Tabella 8: confronto tra i due convertitori

Considerazioni

Dal confronto fatto entrambe le soluzioni presentano punti di forza e di debolezza di rilievo comparabile, pertanto non è possibile decidere quale sia migliore secondo un criterio assoluto. Solo delineando esattamente il contesto operativo sarà possibile decidere quali caratteristiche saranno chiave e quindi quale dei due convertitori scegliere per l'applicazione.

6. Realizzazione della soluzione A

In un contesto in cui le specifiche di funzionamento non sono ancora totalmente delineate è stato preferito per il primo prototipo del convertitore realizzare la soluzione A.

Come analizzato nel paragrafo precedente la A è la soluzione dotata di maggiore elasticità per quanto riguarda il range di tensione in ingresso, presenta dei ripple delle grandezze di uscita decisamente più contenuti e ha un rendimento attualmente maggiore a carico. Contrariamente, in questa fase, le dimensioni, le sovratensioni e i costi sono requisiti importanti ma non prioritari.

6.1 Scelta dei componenti

6.1.1 Inverter

Dimensionare l'inverter significa decidere le caratteristiche dei componenti di cui si costituisce. Innanzitutto il tipo di transistor, data la tensione di lavoro notevole di 800 V la prima opzione possibile è di utilizzare degli IGBT in quanto specificamente sviluppati per applicazioni ad alta tensione. Il difetto principale degli IGBT sta però nella alta caduta di tensione nella fase di conduzione, dovuta proprio alla loro struttura, che è fonte di perdite che vanno a intaccare il rendimento e necessitano di essere smaltite; per questa ragione si è optato per l'applicazione di transistor di tipo MOSFET, dotati di bassissima resistenza nel canale di conduzione, ma di tipo SiC, cioè costruiti in carbonato di silicio che permettono di lavorare a tensioni maggiori rispetto ai Mosfet classici.

Gli altri fattori tenuti in conto per la selezione sono la corrente nominale maggiore di 4 A, la frequenza di switching massima maggiore di 50 kHz, la tensione massima ammissibile maggiore di 1000 V e il packaging classico a 3 pin di modo che il componente fosse saldabile con la strumentazione a disposizione in laboratorio.

Date le caratteristiche elencate per costruire l'inverter si è scelto di utilizzare dei Mosfet Sic C2M0280120D.



Figura 93, SiC package TO-247

6.1.2 Ponte raddrizzatore a diodi

Diodi

Per la scelta dei diodi che costituiscono il ponte le grandezze principali di cui tener conto sono la tensione e corrente massime e di lavoro e la frequenza di funzionamento. Per quanto riguarda tensione e corrente non ci sono accorgimenti particolari, la tensione è 40 V con massimo fino a 60 mentre la corrente massima è 150 A. È importante invece data l'applicazione in alta frequenza che i diodi abbiano un Reverse Recovery Time sufficientemente ridotto. Per questo motivo si è scelto di utilizzare dei Fast Diode VS-150EBU02HF4 che tra le altre caratteristiche presentano un RRT massimo 88 nS, ampiamente compatibile con l'applicazione a 50 kHz.



Figura 94, diodi VS-150EBU02HF4

Capacità

Il dimensionamento della capacità ha portato alla ricerca di un condensatore di almeno 100 μF con una tensione nominale di 40V e una massima di 60V. Avendo inoltre necessità di affidabilità del sistema complessivo è anche necessario che il condensatore garantisca un elevato numero di ore si è cercato di optare per condensatori non elettrolitici.

Questi fattori hanno portato alla scelta di un condensatore a film da 100 μF Kemet-R60EW61005000K

6.1.3 Buck

Mosfet

La scelta dei mosfet utilizzati nello stadio abbassatore è stata effettuata tenendo in considerazione tensione e corrente di lavoro, frequenza di funzionamento e caratteristiche di accensione e spegnimento. La tensione di lavoro si è considerata uguale alla tensione di uscita dal ponte, e quindi 40V con massima 60; la corrente di normale funzionamento è circa 210 A (corrispondente a 5 kW ripartiti tra i due Buck in parallelo), per il dimensionamento però è stata considerata una situazione di guasto, dove il singolo convertitore possa comunque erogare 4 kW a una tensione di 13.5 V, per questo motivo si è scelto di considerare una corrente di almeno 300 A. Deve essere in grado di lavorare a una frequenza di switching di 50 kHz e infine da un punto di vista temporale, i tempi di accensione e spegnimento devono essere trascurabili rispetto al tempo per cui rimane acceso o spento il componente.

Tenendo in conto tutti questi aspetti si è scelto di utilizzare dei Mosfet IXFH320N10T2, di cui notiamo in particolare che la somma tra $t_{d(on)}$, t_{rise} e $t_{d(off)}$ risulta circa 160 nS, minore quindi dell'1% del periodo di switching di 20 μs e quindi ampiamente compatibile, e la corrente di lavoro che per il silicio sarebbe 320 A ma che il case limita a 160 A, pertanto per ogni ramo si decide di utilizzare due componenti in parallelo.

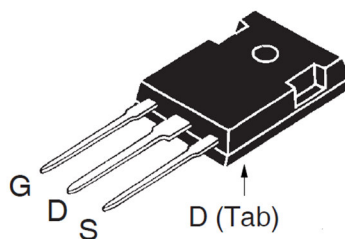


Figura 95, Mosfet IXFH, package TO-247

Diodo

Con ragionamento analogo a quello illustrato per la scelta dei diodi del ponte raddrizzatore, considerando una corrente di normale funzionamento di 210 A e una corrente che in guasto come spiegato nella scelta del mosfet deve essere almeno 300 A, si è scelto per lo stadio Buck di utilizzare gli stessi diodi utilizzati nel ponte raddrizzatore, cioè i VS-150EBU02HF4 doppiati in modo da ottenere 300 A di corrente continuativa. In realtà questo valore di corrente è decisamente conservativo perché il diodo è chiamato a far circolare la corrente di uscita solo nel momento in cui il mosfet è aperto e cioè per un tempo pari a $T_{sw}(1 - D)$, perciò in realtà la corrente media circolante nel diodo è $I_{out}(1 - D)$. Considerando che il duty cycle per il range di tensioni di uscita è almeno 0.3, la portata dei diodi di 300 A di cui si è parlato precedentemente in realtà consentono la circolazione di una corrente di uscita di 420 A.

Condensatore

Il dimensionamento ha portato a una capacità di almeno 300 μF con una tensione di funzionamento di 20 V e massima di 60 V. Per una questione di affidabilità si è cercato di optare per condensatori non elettrolitici, però per ragioni di dimensioni e di costo alla fine si è optato per una particolare varietà di questi. Si è infatti deciso di utilizzare dei condensatori ai polimeri di alluminio Panasonic- EEH-ZA1V271V, notevolmente compatti e garantiti fino a 10000 ore di funzionamento, e per rendere la cosa ancora più sicura pensando alla futura applicazione si è scelta la tipologia resistente alle vibrazioni. Se ne montano due in parallelo in quanto da 270 μF ciascuno, arrivando così a una capacità complessiva di 540 μF . Si sarebbe potuto decidere di montarne uno solo ammettendo un ripple leggermente maggiore, ma viste le dimensioni ridotte si è optato per montarne due.

6.1.4 Driver

Per poter pilotare i componenti è necessario fornire la quantità di carica necessaria per attuare i comandi inviati dal microprocessore in un tempo trascurabile rispetto ai tempi di utilizzo del componente. Il segnale di comando in uscita dal microprocessore di norma è troppo debole per assolvere questo compito, di conseguenza è necessario utilizzare dei driver, cioè degli amplificatori isolati. Per selezionarli è necessario valutare quanta corrente sia necessaria per accendere e spegnere i componenti, e il livello di tensione in entrata e in uscita.

Driver Sic

I Sic dell'inverter necessitano 20.4 nC di carica totale sul gate per essere pilotati che considerando un tempo massimo di comando di 200 nS, cioè 1% del periodo di switching, significa 0.1 A. Hanno una tensione massima di soglia di 4 V e una V_{gs} massima di 25.

Con questi dati si è scelto di utilizzare dei driver isolati IXIS IX-3108 al quale però sono necessari degli elementi aggiuntivi:

- Come indicato nel datasheet per questo tipo di driver è necessario prevedere un condensatore per supportare i picchi di corrente. Dovendo fornire 20.4 nC e ipotizzando di non voler perdere più di 1 V sul condensatore significano una capacità di almeno 20.5 nF, per questo si sono utilizzati dei condensatori a film EPCOS-B32529C0223J289 da 22 nF.
- L'uscita del driver è in grado di maneggiare una corrente massima di 2.5 A, per questo motivo viene inserita una resistenza per limitare la corrente di scarica del gate del componente calcolata come rapporto tra V_{gs} e I_{max} . Si inserisce una resistenza di 2 Ω Ohmite-ON10G5E-R58.

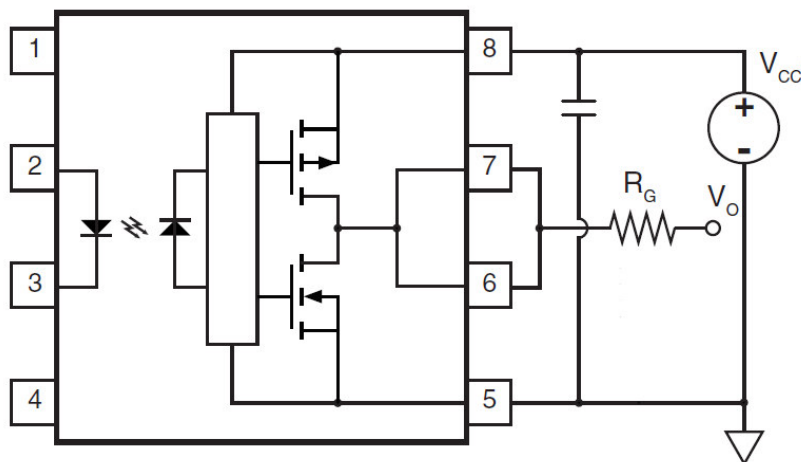


Figura 96, schema di collegamento dei driver.

Driver mosfet

I Mosfet del Buck necessitano 430 nC di carica totale sul gate che sempre considerando 200 nS significano 2.15 A che in realtà sono 4.30 A avendo doppiato i componenti, considerando una tensione massima di soglia di 4 V e una V_{gs} massima di 20 V. Si decide di utilizzare gli stessi driver scelti per i SiC nonostante non possano gestire la corrente richiesta, in quanto un ritardo dell'accensione di 400 nS non crea problemi in quanto compensato dall'anello chiuso.

6.2 Realizzazione dei componenti magnetici

6.2.1 Realizzazione del trasformatore

Nonostante quanto descritto nel paragrafo superiore sulle scelte di avvolgimento del nucleo, per questioni puramente pratiche si è avvolto sul nucleo innanzitutto il primario lungo tutta la circonferenza su due piani sovrapposti ed in seguito il secondario sovrapposto al primario.

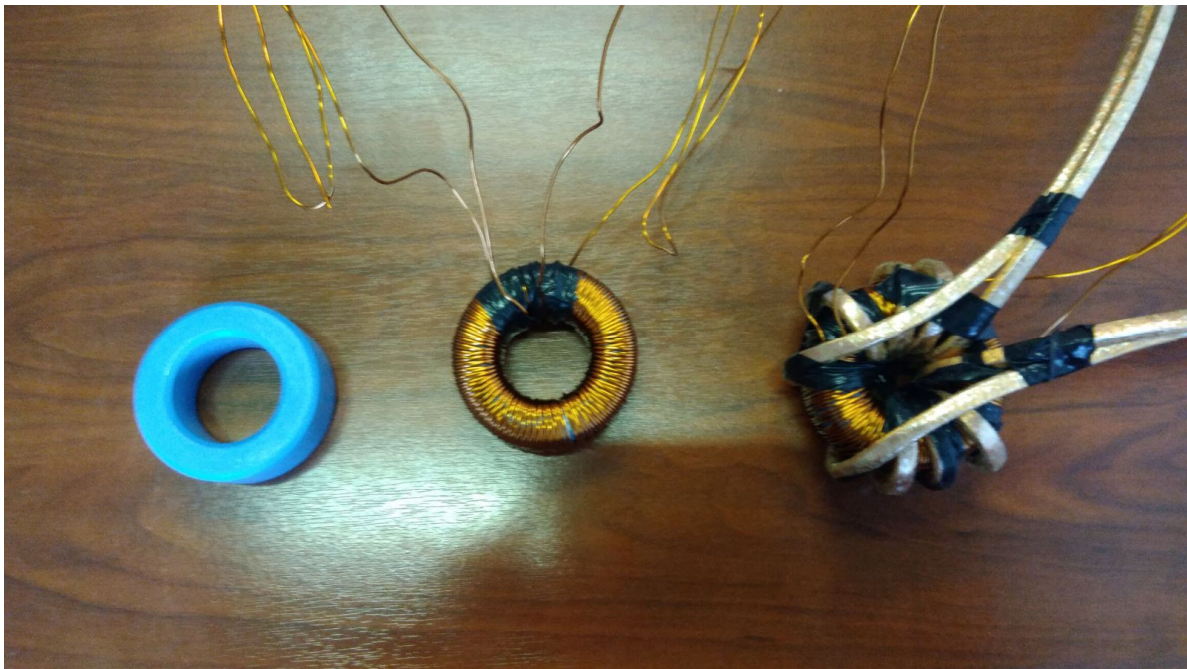


Figura 97, foto del trasformatore: core, avvolgimento primario e nucleo avvolto.

Una volta avvolto è stato possibile misurare i parametri reali di macchina attraverso un ponte di misura Agilent E4980A.

La misura di resistenza è molto semplice e consta semplicemente nel misurare attraverso un ohm-metro la resistenza di ogni singolo avvolgimento.

Per misurare l'induttanza di dispersione degli avvolgimenti si effettuano due prove, si alimenta una volta il primario cortocircuitando il secondario e viceversa; così facendo si ottiene la misura della serie delle due induttanze di dispersione riportata una volta al primario e una volta al secondario. Le due misure riportate al medesimo lato differiscono considerevolmente per questioni di precisione della misura effettuata, pesantemente dipendente dalla bontà del contatto tra i conduttori e le pinze di misura essendo i cavi di tipo Litz e perciò isolati tra loro. È importante considerare che per gli scopi a cui servirà tale parametro descritti in seguito non è necessaria una elevata accuratezza.

L_d''	500	nH
L_d'' riportata al primario	200	uH
L_d'	170	uH

Tabella 9: parametri longitudinali misurati del trasformatore

Per misurare i parametri trasversali, cioè la resistenza e l'induttanza di magnetizzazione, si alimenta un avvolgimento lasciando l'altro aperto. Si effettua la prova al secondario e la misura in realtà fornisce la serie tra parametri trasversali e parametri longitudinali del lato alimentato, ma tale contributo come dimostreranno i valori è ampiamente trascurabile.

Lm''	270	uH
Lm riportata al primario	108	mH
Ro''	330	Ω
Ro riportata al primario	132	kΩ

Tabella 10: parametri trasversali reali misurati

Come si può osservare i valori ottenuti differiscono dai valori stimati via software ma sono abbastanza vicini da ritenere valide le simulazioni effettuate. Inoltre una verifica della bontà del dimensionamento effettuato sta nel calcolo delle perdite nel ferro con i parametri reali che devono essere minori o uguali al valore di progetto:

$$P_{fe} = \frac{V_{in}^2}{R_o} = \frac{533^2}{132k} = 2.15 \text{ W} < 3.4 \text{ W}, \quad ok!$$

Con i parametri misurati viene anche ricalcolato il valore della capacità di compensazione necessario per contenere la caduta di tensione sull'induttanza di dispersione. Avendo il valore della somma tra le dispersioni al primario e al secondario a rigore bisognerebbe compensare circa la metà del totale al primario e al secondario, in modo che il trasformatore possa funzionare a vuoto in entrambi i versi. Essendo il trasformatore di questa applicazione seguito da un ponte a diodi, non c'è alcuna necessità di avere un funzionamento reversibile, inoltre una capacità posta in serie all'avvolgimento secondario dovrebbe lavorare con correnti molto elevate, fino a 70 A, pertanto sarebbero di notevoli dimensioni e di difficile reperibilità, per questo motivo la compensazione della dispersione viene fatta completamente al primario con capacità dai seguenti requisiti:

$$C_{serie} = \frac{1}{\omega^2 L_d} = \frac{1}{(2\pi \cdot 5 \cdot 10^4)^2 \cdot 180 \cdot 10^{-6}} = 56.3 \text{ nF} \quad | V_n = 800 \text{ V}, I_n = 5 \text{ A}$$

6.2.2 Realizzazione dell'induttore

Come deciso nella fase di dimensionamento nel core l'avvolgimento di 4 spire è stato creato avvolgendo tre cavi litz in parallelo e il risultato ottenuto è il seguente:



Figura 98, foto dell'induttore: core e induttore avvolto

Misurando attraverso il medesimo multimetro impiegato precedentemente si sono misurati il valore di induttanza e di resistenza e si sono ottenuti i seguenti risultati:

$$L = 5.25 \mu H$$

$$R = 0.8 m\Omega$$

6.3 Strumenti di misura

Per retroazionare le misure necessarie al fine di compiere il controllo è necessario selezionare i trasduttori di misura opportuni.

6.3.1 Misure di corrente

Dato che l'inverter viene gestito in catena aperta non sono necessarie misure della corrente in ingresso al trasformatore o in uscita dal ponte raddrizzatore. L'unica corrente che è necessario misurare è la corrente in uscita dagli induttori di filtro del Buck. La corrente da misurare può essere elevata ed arrivare fino a 420 A e la tensione in quel punto del circuito è intorno ai 12-15 V con un massimo di 40 V, con questi dati si è scelto di utilizzare dei trasduttori LA 205-S posti in uscita a ciascun induttore dello stadio Buck. Tali amperometri restituiscono una lettura in corrente, che secondo i valori del nostro range di applicazione può raggiungere i 150 mA, è stato quindi necessario riportare questa lettura a una tensione di 3 V leggibile da microprocessore attraverso una resistenza da 20 Ω .

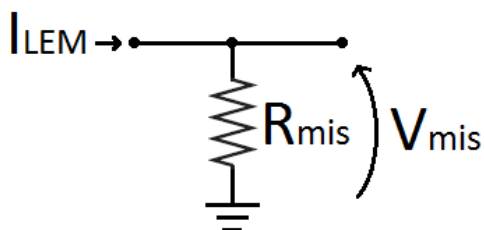


Figura 99, collegamento uscita Lem

Alimentazione driver Sic

I driver che comandano i Sic per funzionare hanno bisogno di un'alimentazione tra i 10 V e i 20 V, non necessitando alimentazione al primario a livello di corrente bisogna solo soddisfare le necessità del condensatore posto per i picchi di corrente di 0.1 A durante il comando, da cui risulta 1.05 mA calcolati secondo la seguente formula:

$$I_{source} = \frac{\hat{I} \cdot t_{discharge}}{t_{charge}}$$

In totale i driver sono 6, i 3 che pilotano i componenti inferiori possono essere alimentati dalla stessa alimentazione in quanto il pin di source è allo stesso potenziale mentre i 3 superiori hanno bisogno di una alimentazione separata. Con questi dati si è scelto di utilizzare degli alimentatori Tracopower TRN 1-2413 con uscita a 15 V e fino a 70 mA.



Figura 101, Tracopower serie TRN-1

Driver Mosfet

Analogamente ai driver dei Sic anche quelli dei mosfet hanno bisogno da 10 V a 20 V ma questa volta la corrente necessaria al condensatore è almeno 23 mA. Anche in questo caso sono necessarie due alimentazioni separate.

Si è scelto di utilizzare degli alimentatori Tracopower TMH 2415S con uscita 15 V e fino a 133 mA.

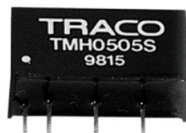


Figura 102, Tracopower serie TMH

Strumenti di misura e Microprocessore

Per quanto riguarda l'alimentazione degli strumenti di misura è necessario utilizzare dei convertitori lineari perché gli alimentatori utilizzati per i driver hanno un'uscita troppo rumorosa e la misura ne risentirebbe. Perciò si è scelto di utilizzare un alimentatore Tracopower THN 15-2423 da 15 W per ottenere ± 15 V, da lì poi diramare due linee di amplificatori lineari LM7812 e LM7912 per ottenere ± 12 V, una per l'alimentazione degli amperometri di valle che possono necessitare fino a 220 mA e l'altra a sua volta abbassata tramite LM7805 e LM7905, per ottenere ± 5 V da cui alimentare i due Lem lato HV e il microprocessore. Per l'optoisolatore per la misura di tensione si è utilizzata la +15 V proveniente dal Traco principale.

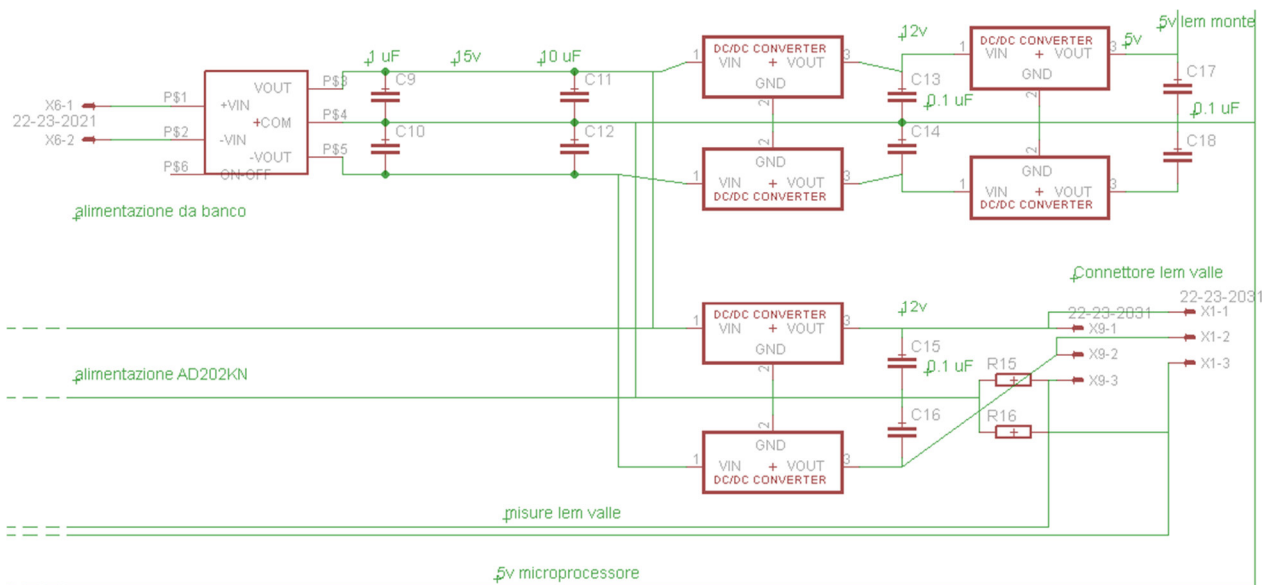


Figura 103, schema di alimentazione degli strumenti di misura

Da osservare che per ottenere l'alimentazione a 5 V si è passati attraverso la conversione a 12 nonostante il componente a livello di datasheet ne sarebbe stato in grado, questo perché il salto in tensione è direttamente proporzionale alle perdite e dunque alla potenza che il componente deve poi dissipare e dunque è bene che i salti siano contenuti. Analogamente lo stadio di conversione 15/12 V è stato doppiato in modo da suddividere il carico di corrente e di conseguenza le perdite.

Inoltre, come indicato negli application notes, sono state aggiunte delle capacità per permettere il corretto funzionamento dei convertitori:

- THN 15, due capacità da 1 μF MKS2C041001F00JC00 e da 10 μF R60DN51005030J.
- LM7812, LM7912, LM7805, LM7905, capacità in ingresso e in uscita da 0.1 μF MKS2C031001A00MSSD.

Lo schema di alimentazione risultante è riportato in figura 103.

6.5 Disegno della PCB

Dopo la scelta dei componenti e la consultazione di datasheet e application notes per decidere i collegamenti ottimali è stato necessario realizzare il disegno della scheda elettronica su cui montare il tutto. Il disegno è stato realizzato mediante il software di disegno elettronico Eagle ed è suddiviso in schematico e board. Per la realizzazione visto la particolarità di molti componenti utilizzati è stato necessario creare appositamente i componenti sia per lo schematico che per il board, seguendo i disegni dei footprint riportati nei datasheet.

PCB footprint:

* = Pad design according to IPC 2222, IPC 2221

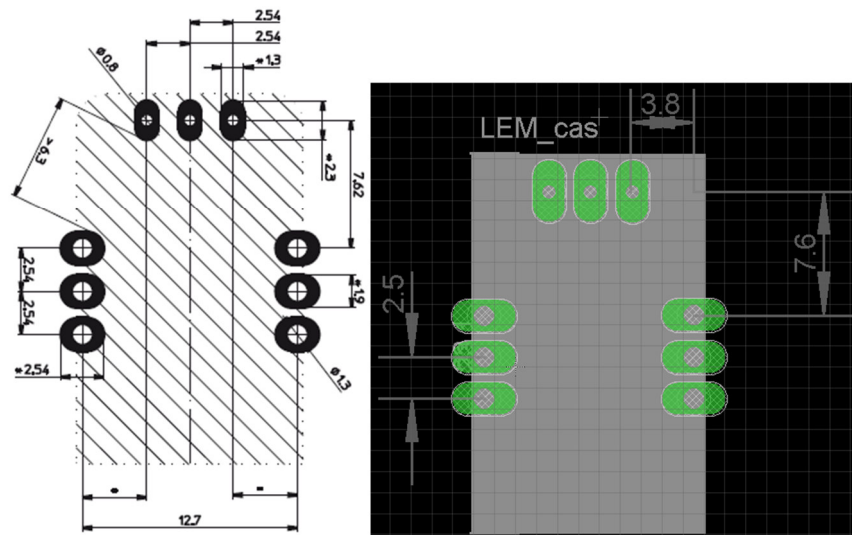


Figura 104, Esempio di footprint creato in Eagle a partire dal datasheet

6.5.1 Schematics

Per lo schematico non è necessario considerare particolari accorgimenti, il collegamento dei componenti segue esclusivamente il criterio funzionale. Unico particolare da notare è l'ordinamento di collegamenti dei pin della morsettiera di collegamento con il microprocessore, scelto in modo da semplificare i collegamenti sulla board.

6.5.2 Board

Criteria

Per la board il lavoro è stato decisamente più complesso. Anche in questo caso si è cercato di seguire il più possibile il criterio funzionale per ottenere uno schema seguibile visivamente in modo da semplificare eventuali operazioni di ricerca di errore.

Sempre cercando di rendere la scheda più “visibile” possibile si è voluta limitare la struttura a soli due layer, top e bottom, in modo da non avere piste in strati interni. Questa scelta ha delle conseguenze, la più immediata è che avendo a disposizione pochi strati è necessario disporre i componenti in modo da ridurre il più possibile gli incroci tra linee e da qui la necessità di ordinare ove possibile i pin dei connettori come spiegato precedentemente.

Altro aspetto su cui prestare attenzione è l'accoppiamento del rumore causato dalle piste di potenza sulle piste di segnale, per ridurre il più possibile questo effetto si è cercato di separare il più possibile potenza e segnale e dove la distanza è necessariamente ridotta si è cercato di ottenere incroci perpendicolari per evitare accoppiamento.

Dimensione delle piste

Per il calcolo della larghezza delle piste ci si è avvalsi del programma di calcolo disponibile sul sito www.baselectron.com, dove è richiesto di inserire:

- corrente nominale, diverso caso per caso;
- spessore delle piste, scelto del valore massimo di 105 μm ;
- temperatura ambiente, posta 25°;
- sovratemperatura ammissibile, posta 50°.

Per le piste a valle del trasformatore la larghezza delle piste è particolarmente critica per via dell'elevato valore di corrente. Dal secondario del trasformatore al buck la portata necessaria è 150 A per una larghezza di pista necessaria di 30 mm, dal buck in poi la portata per ciascuno dei due rami è 300 A e di conseguenza sono necessarie piste da 60 mm. Per non eccedere con le dimensioni della scheda tali piste sono state ripartite su entrambi i lati della board dimezzando così lo spazio necessario.

È inoltre importante tenere sufficiente distanza tra le piste per evitare fenomeni di scarica, in particolare nella parte di alta tensione dove visti gli 800 V presenti si è sempre mantenuta una distanza di almeno 5 mm.

6.5.3 Connettori per i diodi

Discorso a parte va fatto per come si è scelto di realizzare il collegamento dei diodi. Dato il particolare packaging dei diodi scelti di nome PowerTab, il collegamento tipico suggerito da application notes sarebbe tramite vite su piastre forate. Per permettere il montaggio su PCB e non usare eccessivamente spazio è stato deciso di collegare l'anodo tramite pin con normale saldatura mentre per il catodo sono stati disegnati e creati due connettori specifici, uno per diodi singoli e uno per i tre diodi superiori del ponte, tagliando delle piastre di rame.

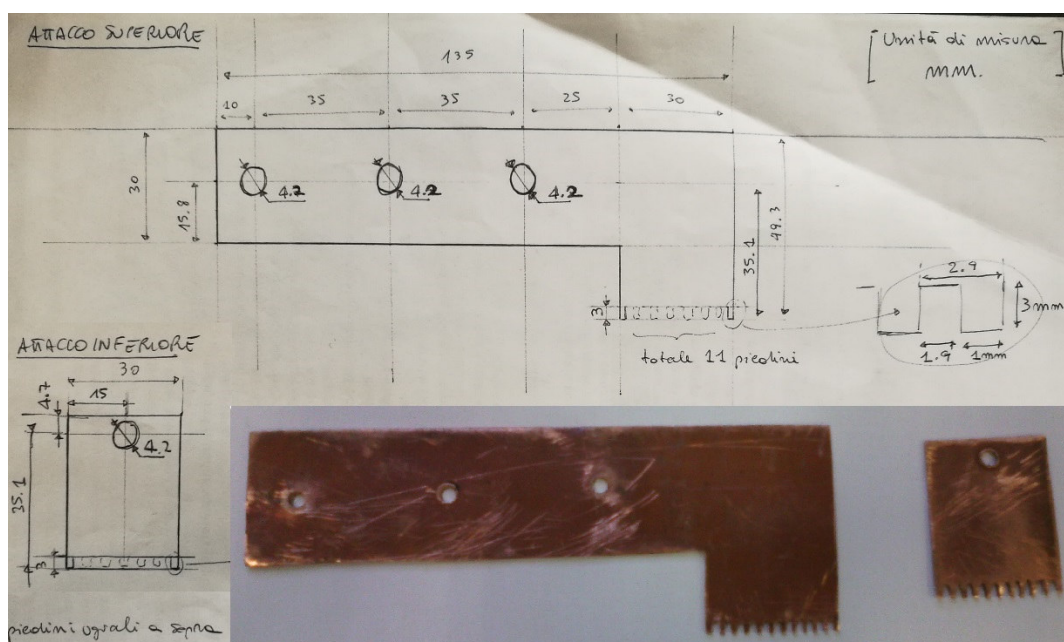


Figura 105, foto del disegno e dei connettori realizzati per i diodi

Il dimensionamento delle piastre è stato fatto fissando la larghezza di 30 mm, come le piste a cui va collegata in modo da avere una connessione comoda, e le perdite a 10 W, da cui si ottiene uno spessore di 1 mm. Data la disponibilità in laboratorio viene utilizzata una piastra di spessore 1.25.

6.5.4 Disegno finale.

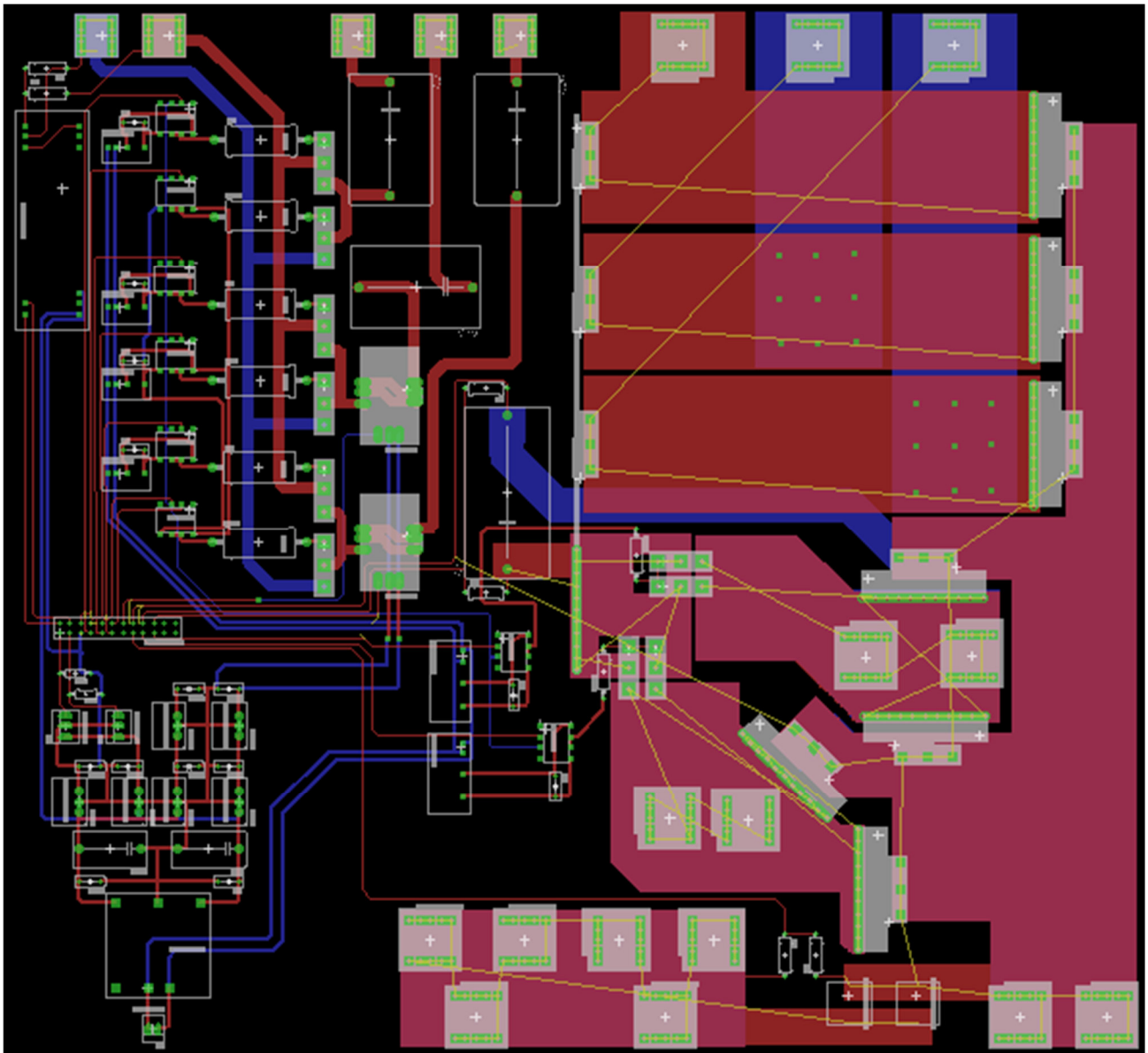


Figura 106, Disegno finale PCB

Seguendo i criteri descritti si è giunti al seguente disegno per una dimensione complessiva di 260x280 mm.

Prima di mandare in stampa il disegno ottenuto è stata fatta una prova per verificare che i componenti disegnati siano corrispondenti alla realtà, perciò è stato stampato su carta il layer contenente i fori in cui inserire i componenti ed è stata verificata la compatibilità coi componenti fisici. Effettuata la verifica con esito positivo è stata mandata in stampa la scheda.

Il risultato della stampa è il seguente:

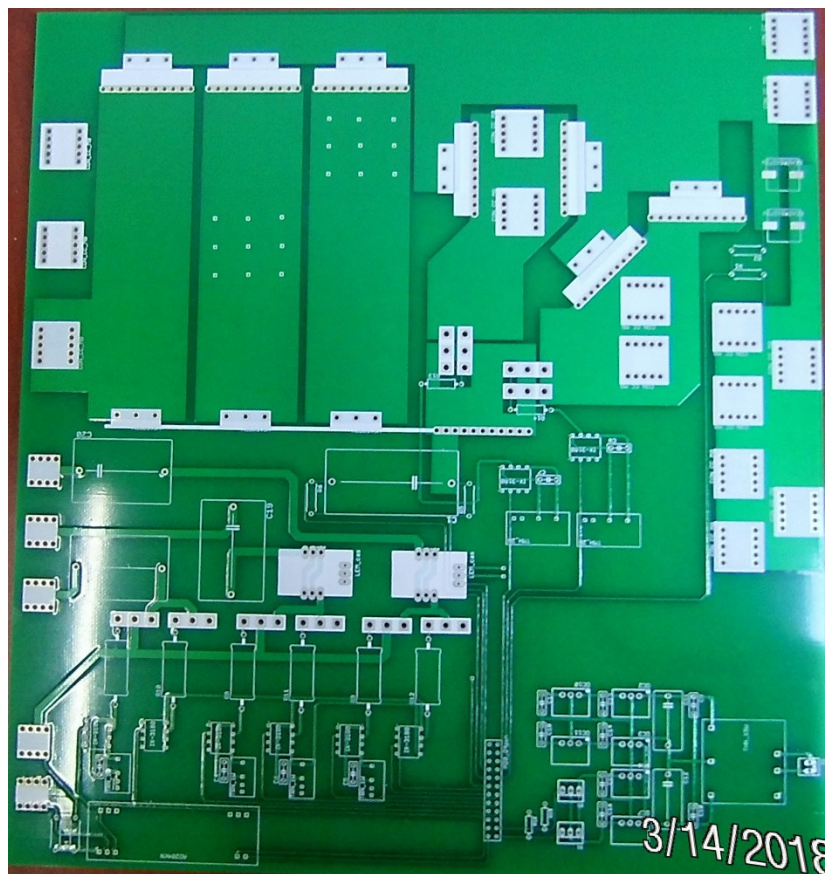


Figura 107, foto della PCB stampata, front.

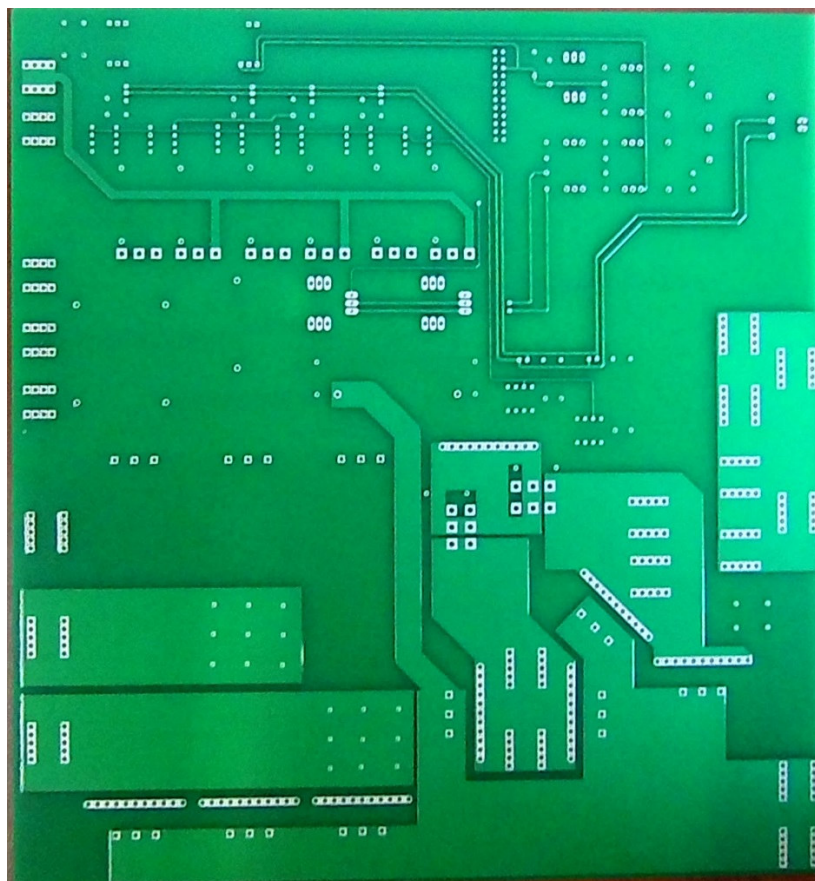


Figura 108, foto della PCB stampata, bottom.

6.6 Realizzazione della PCB

La PCB stampata è stata assemblata con tutti i suoi componenti:

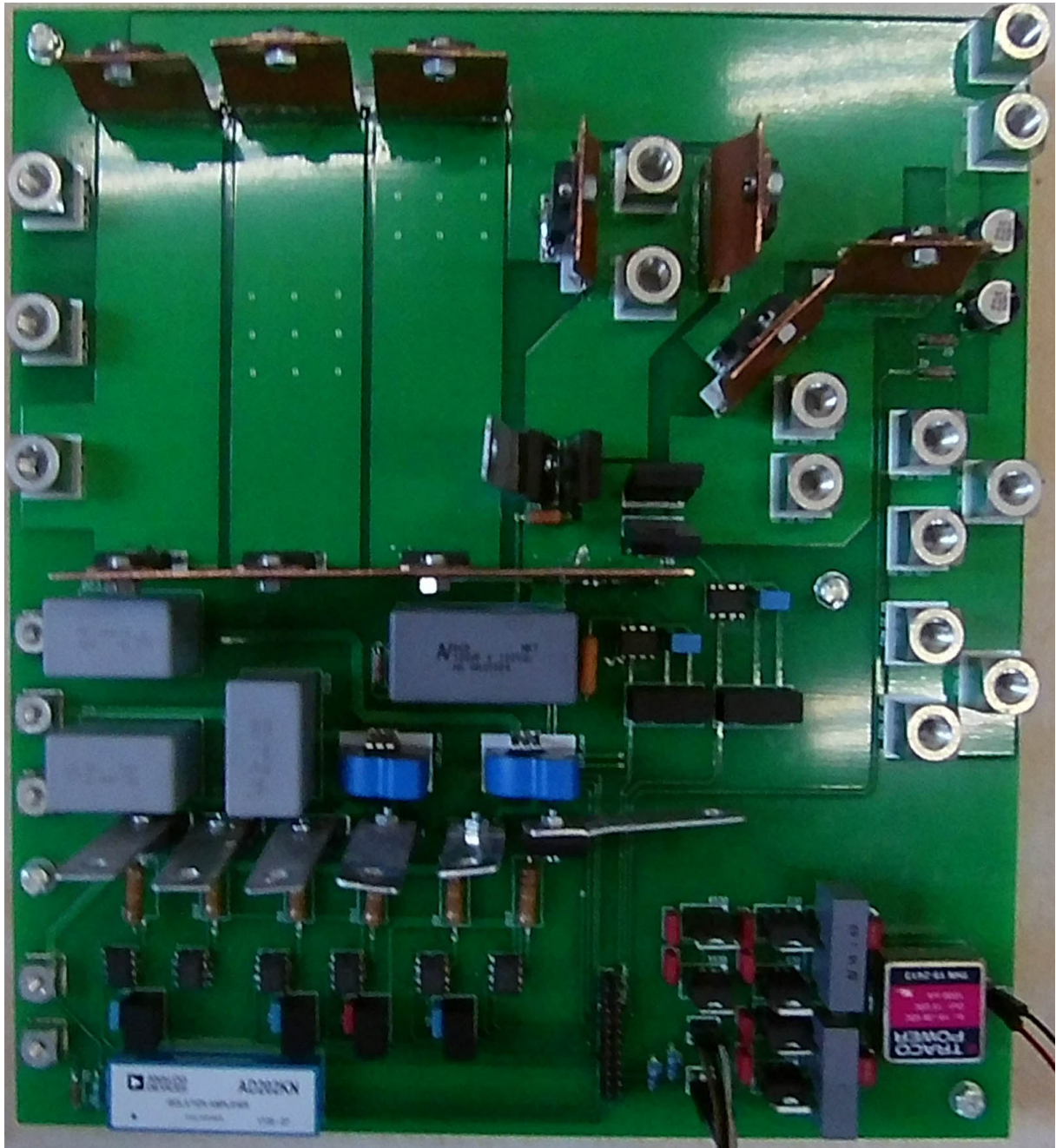


Figura 109, foto della PCB assemblata

Sono stati poi connessi il trasformatore e gli induttori e il convertitore completo, ora in fase di test, è il seguente:

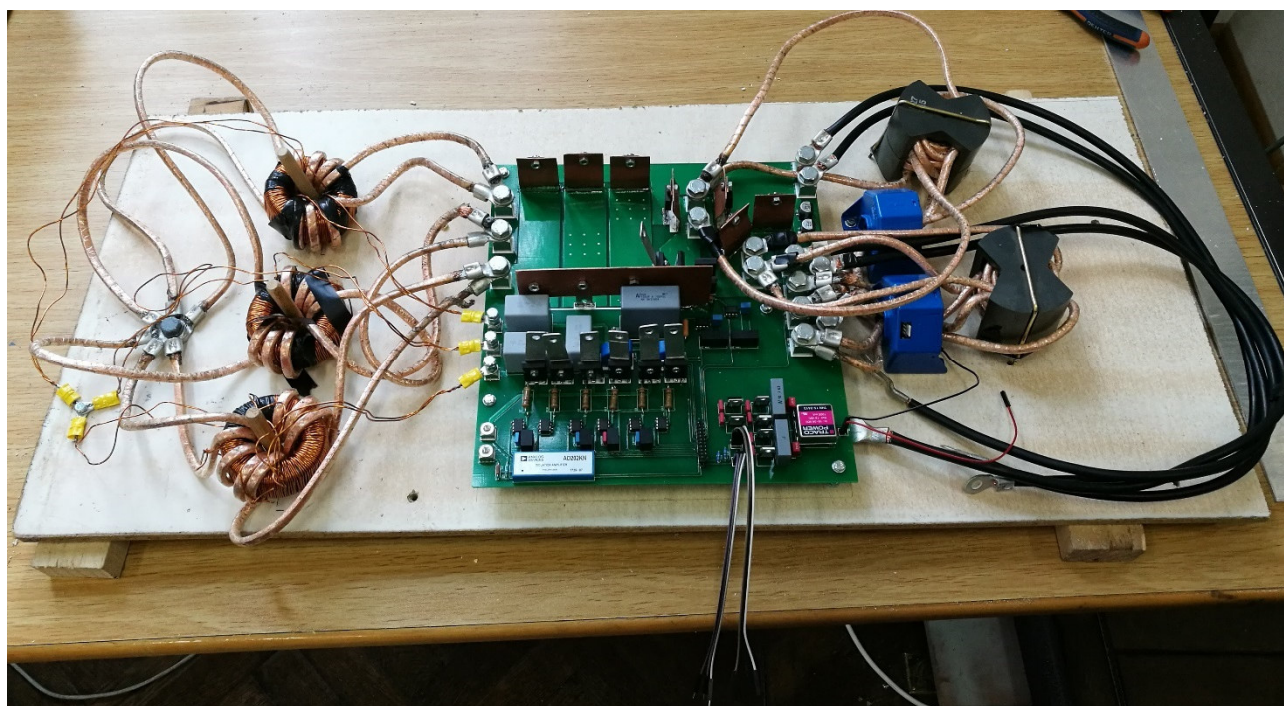


Figura 110, foto del convertitore completo

Riferimenti bibliografici

- [1] John Gerard Breslin - B.E., National University of Ireland, Galway – *“Optimisation of High Frequency Transformer Design with Arbitrary Current and Voltage Waveforms”*
- [2] AutoDrive project - AMENDMENT Reference No AMD-737469-8
- [3] TDK - Ferrites and accessories - SIFERRIT material N27
- [4] TDK - Ferrites and accessories - SIFERRIT material T65

Appendice 1: potenza trasmissibile da un inverter trifase in presenza di singolo guasto

Data l'ampia diffusione nell'elettronica di potenza dell'inverter e data la necessità di applicazioni in grado di funzionare in presenza di un singolo guasto si è voluto cercare di determinare l'andamento della potenza trasmissibile da un inverter trifase comandato con modulazione in onda quadra in cui uno dei sei transistor che lo compongono si guasta, al fine di valutare quanta potenza riesca a trasmettere in funzionamento stabile.

Metodologia di studio

La linea delle idee che si seguirà nei paragrafi seguenti per giungere al risultato sperato si basa sul calcolo della potenza mediante inserzione Aaron per il quale sono necessarie due correnti di fase e le tensioni concatenate tra quelle fasi e la terza.

Innanzitutto, analizzando le nuove configurazioni circuitali che si presentano durante un periodo, modificate dalla presenza del guasto che si supporrà sul componente superiore della seconda gamba (il calcolo ha comunque validità generale), si determinerà l'andamento delle tensioni concatenate e conseguentemente delle tensioni di fase. Determinate le tensioni sarà la volta delle correnti, che saranno calcolate considerando lo sfasamento tra la tensione a monte e a valle di un'induttanza generica posta sulla fase, e che perciò saranno funzione di questo ritardo

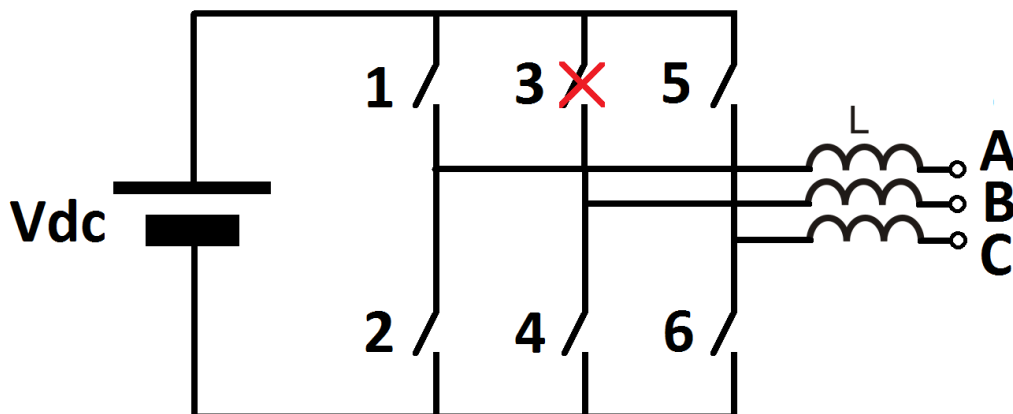


Figura 111, Circuito in analisi

Determinate le tensioni e le correnti funzioni dell'angolo di ritardo, si determinerà la potenza istante per istante e conseguentemente una formula per il calcolo della potenza media in un periodo, infine si discuterà l'andamento della funzione trovata e se ne trarranno delle conclusioni.

Determinazione delle tensioni

Considerando l'inverter in modulazione PWM in onda quadra si analizzano istante per istante i circuiti che si vanno a creare durante un periodo completo:

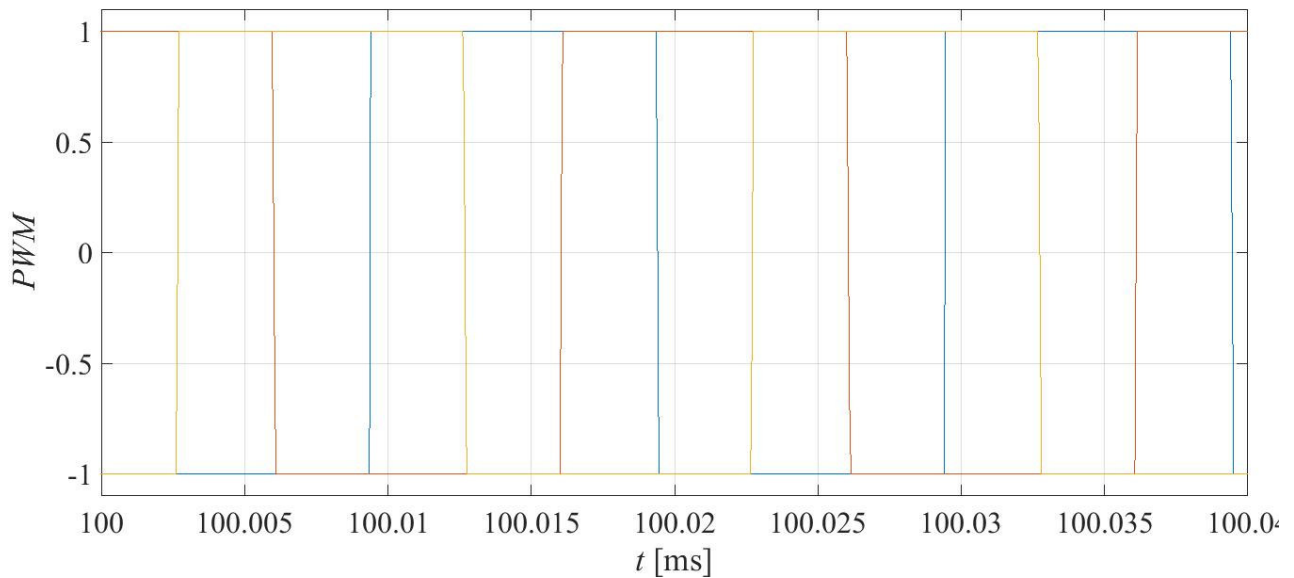
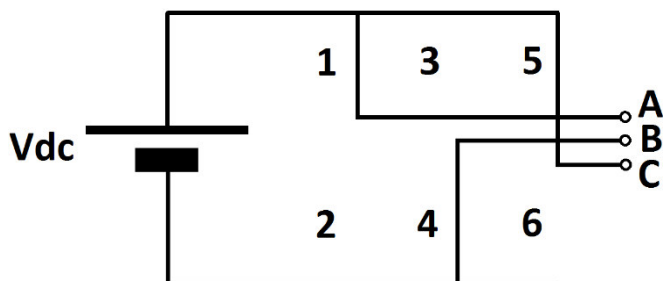


Figura 112, Esempio di modulazione PWM in onda quadra

Circuito 1

Intervallo $[0^\circ 60^\circ]$, si trovano in conduzione i componenti 1, 4, 5:



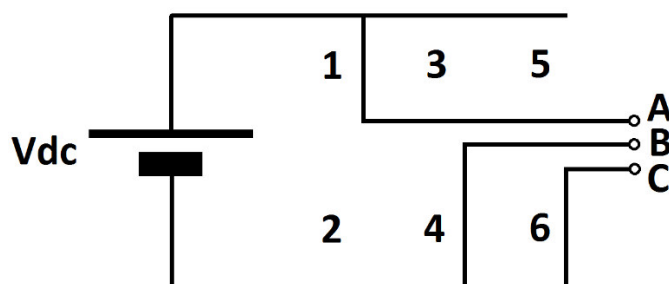
$$V_{ab} = V_{dc}$$

$$V_{bc} = -V_{dc}$$

$$V_{ca} = 0$$

Circuito 2

Intervallo $[60^\circ 120^\circ]$, si trovano in conduzione i componenti 1, 4, 6:



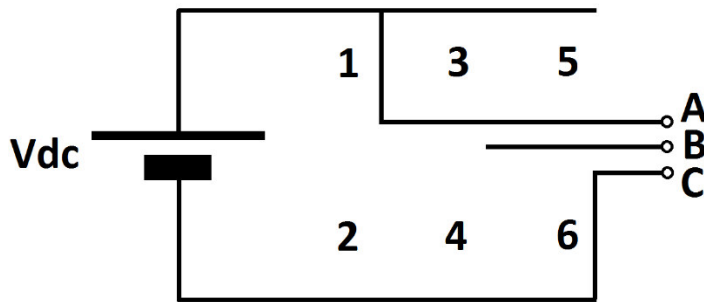
$$V_{ab} = V_{dc}$$

$$V_{bc} = 0$$

$$V_{ca} = -V_{dc}$$

Circuito 3

Intervallo $[120^\circ 180^\circ]$, si trovano in conduzione i componenti 1,3 (guasto), 6:



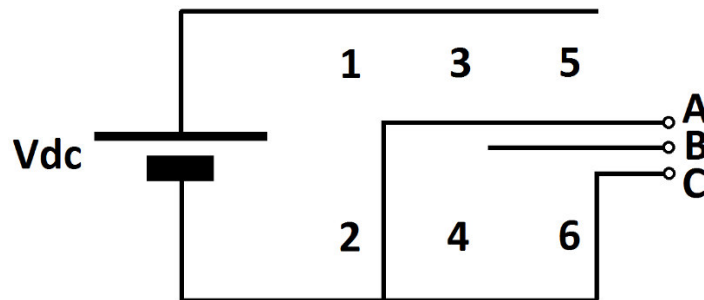
$$V_{ab} = \frac{V_{dc}}{2}$$

$$V_{bc} = \frac{V_{dc}}{2}$$

$$V_{ca} = -V_{dc}$$

Circuito 4

Intervallo $[180^\circ 240^\circ]$, si trovano in conduzione i componenti 2,3 (guasto), 6:



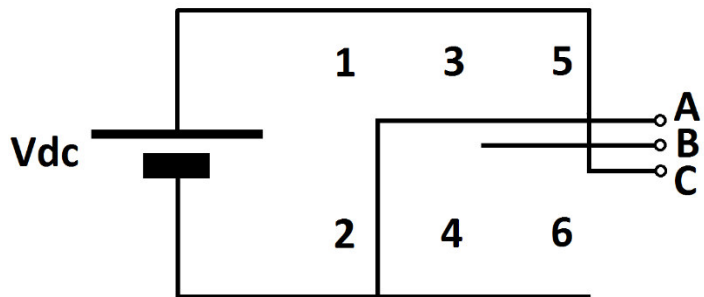
$$V_{ab} = 0$$

$$V_{bc} = 0$$

$$V_{ca} = 0$$

Circuito 5

Intervallo $[240^\circ 300^\circ]$, si trovano in conduzione i componenti 2,3 (guasto), 5:



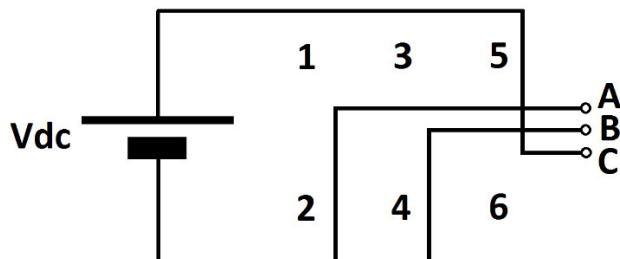
$$V_{ab} = -\frac{V_{dc}}{2}$$

$$V_{bc} = -\frac{V_{dc}}{2}$$

$$V_{ca} = V_{dc}$$

Circuito 6

Intervallo $[300^\circ 360^\circ]$, si trovano in conduzione i componenti 1, 4, 5:



$$V_{ab} = 0$$

$$V_{bc} = -V_{dc}$$

$$V_{ca} = V_{dc}$$

Tensioni concatenate

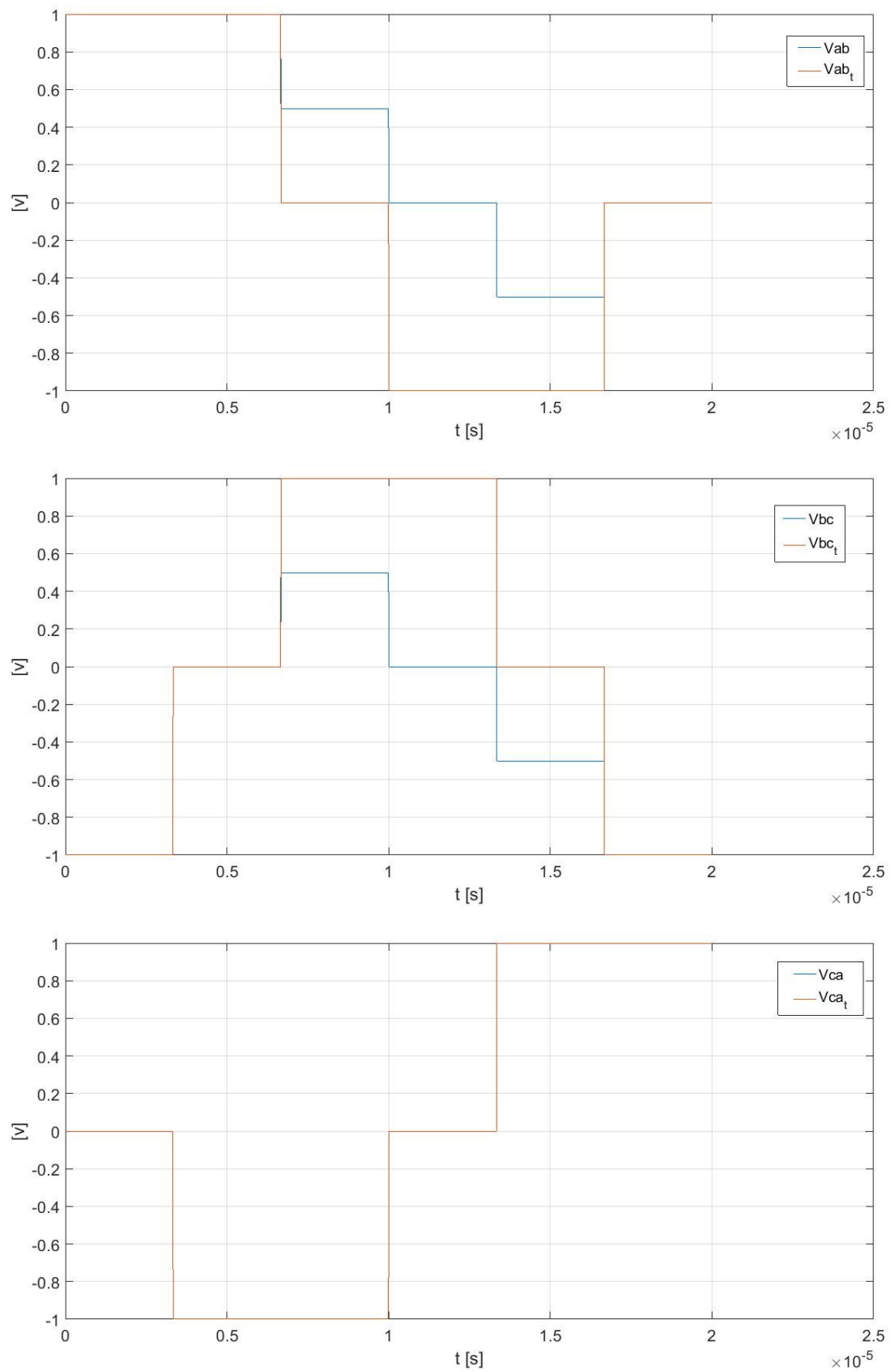


Figura 113, Tensioni concatenate, confronto tra guasto e normale funzionamento per $V_{dc}=1$

Da osservare che la tensione concatenata V_{ac} non risente del guasto poiché si trova tra due fasi sane.

Tensioni di fase

A partire dal seguente sistema di equazioni:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_a - V_b \\ V_{bc} = V_b - V_c \\ V_{ca} = V_c - V_a \\ V_a + V_b + V_c = 0 \end{cases}$$

Si ricavano le tensioni di fase:

$$\begin{cases} V_a = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \\ V_b = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \\ V_c = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \end{cases}$$

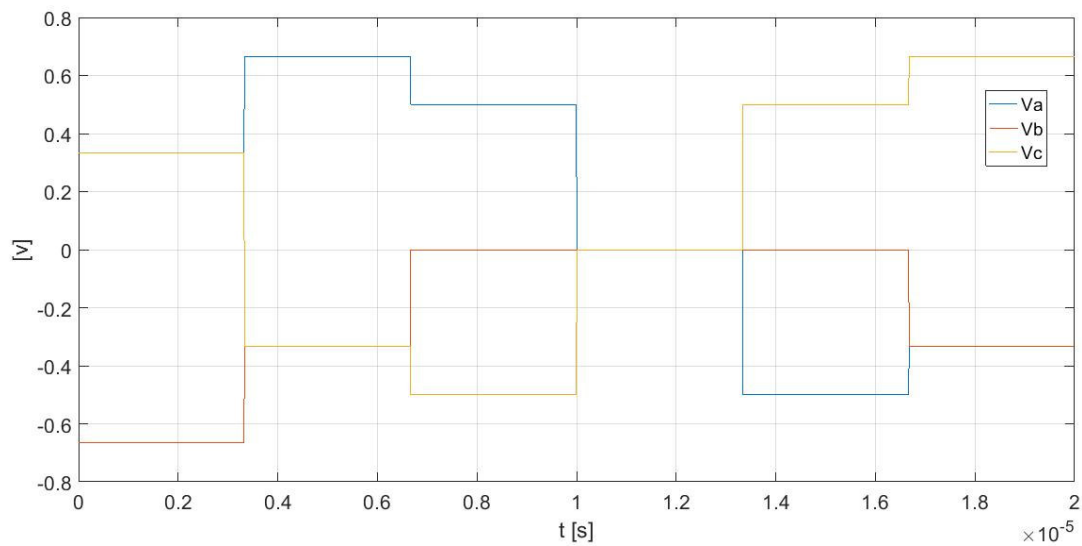


Figura 114, Andamento delle tensioni di fase

Determinazione delle correnti

Data la forma d'onda delle tensioni di fase che presenta degli scalini ogni 60° , il calcolo delle correnti di fase viene suddiviso in due, un primo calcolo per vedere cosa accade quando il ritardo della tensione di fase a monte e a valle dell'induttore è compreso tra 0 e 60° e un secondo tra 60° e 120° .

Corrente tra 0 e 60°

Fase A

Si sfasa la tensione di fase V_a di un generico angolo compreso tra 0 e 60° . La differenza tra la V_a e la V_a ritardata è la tensione applicata all'induttanza, da tale tensione, secondo la legge del componente e ammettendo una linearizzazione permessa ipotizzando Δt piccoli e cioè frequenze di switching elevate, è possibile risalire alla variazione di corrente in ciascun intervallo:

$$v = L \cdot \frac{di}{dt} \rightarrow \Delta i = \frac{v}{L} \Delta t$$

Trattandosi di forme d'onda periodiche si può affermare che l'escursione complessiva della corrente durante un periodo debba essere zero, ossia la variazione positiva e negativa hanno lo stesso valore. Conseguenza di ciò è che, esclusivamente per comodità di calcolo, come punto di partenza per il calcolo della corrente si può considerare che il minimo si trovi dove viene applicato l'ultimo valore negativo di tensione, e fissare lì la condizione $i=0$. Detto questo partendo dal punto scelto considerando ogni singolo Δt è possibile determinare la totale escursione di corrente e di conseguenza riscalarlo i valori rispetto a $D/2$ per determinare la componente variabile di corrente, e cioè quella associata al flusso di potenza (perché la tensione ha media nulla quindi una componente continua di corrente non dà nessun contributo).

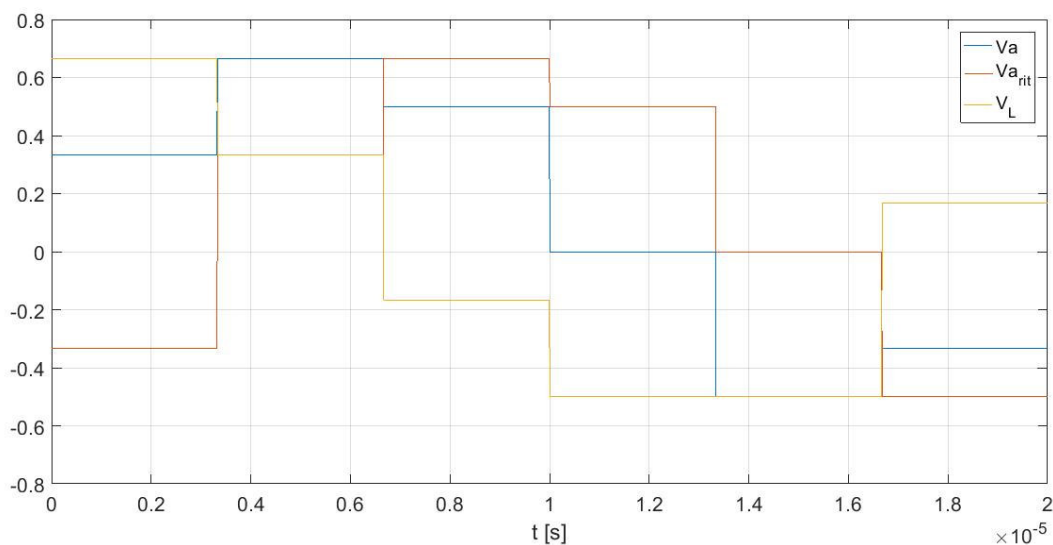


Figura 115, Esempio di tensione sull'induttanza della fase A con V_a in ritardo di 60°

Come si può vedere dall'immagine il punto che si considera come zero per la corrente è quello corrispondente a $300^\circ + \alpha$, qui viene riportato l'andamento della corrente calcolato come appena descritto.

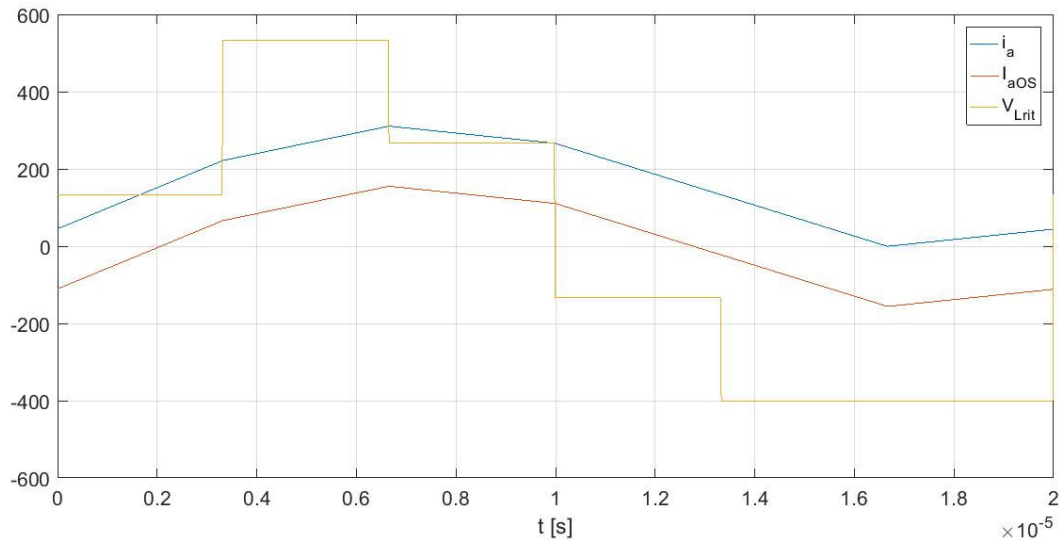


Figura 116, Corrente sulla fase A con ritardo 60° , $L=10 \mu H$, $V_{dc}=800 V$.

Il calcolo effettuato per determinare il ΔI è il seguente, dove i termini in parentesi quadra moltiplicati per il $V_{dc}/2$ rappresentano i valori degli scalini di tensione applicata all'induttore:

$$\Delta i_{tot} = \left[\frac{1}{6} + \frac{5}{6} + \frac{2}{3} + 1 + \frac{1}{3} + \frac{1}{6} \right] \frac{V_{dc}}{2} \cdot \frac{1}{L} \cdot \frac{T_{sw}}{6} = \Delta i_{tot} = \frac{19}{72} T \frac{V_{dc}}{L}$$

È di interesse sottolineare anche:

$$\Delta I_{offset} = \frac{19}{144} T \frac{V_{dc}}{L}$$

È ora fondamentale annullare il ritardo che si è inserito per comodità di calcolo al momento della traslazione di VL.

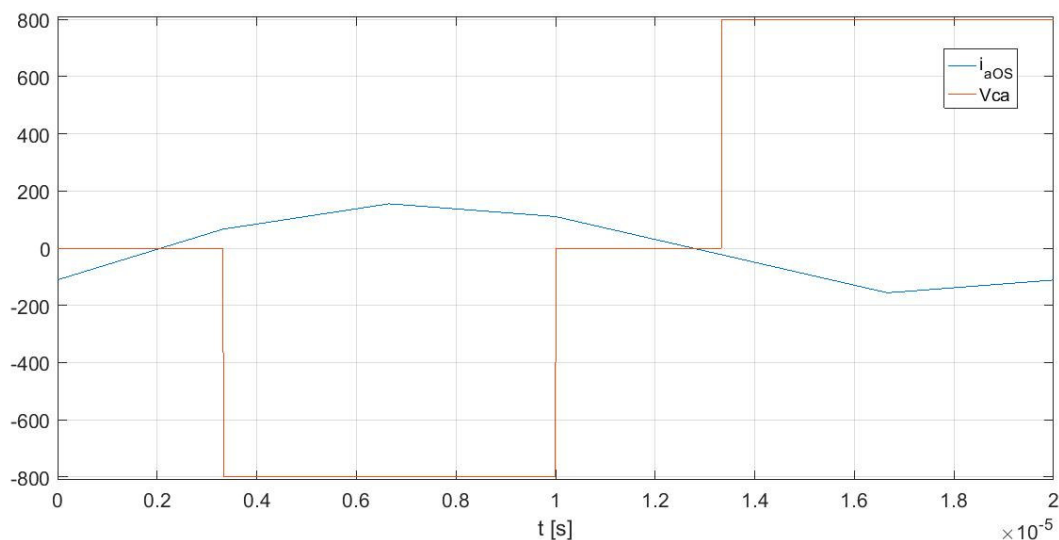


Figura 117, Grandezze per il calcolo della misura del primo wattmetro Aaron quando il ritardo è 60°

Svolgendo il prodotto istante per istante tra i_a e $-V_{ca}$ e mediando tale prodotto su un periodo si ottiene la prima parte dell'espressione della potenza, cioè ciò che segnerebbe il primo wattmetro di un'inserzione Aaron:

$$A_1 = T \frac{V_{dc}^2}{L} \left[-\frac{1}{4} \left(\frac{t\alpha}{T} \right)^2 + \frac{1}{3} \frac{t\alpha}{T} \right] \quad \text{per} \quad 0 \leq \frac{t\alpha}{T} \leq \frac{1}{6}$$

Fase B

Con analoghi passaggi si calcolano l'andamento della corrente I_b e della seconda parte dell'espressione della potenza, cioè quella corrispondente alla seconda lettura di Aaron:

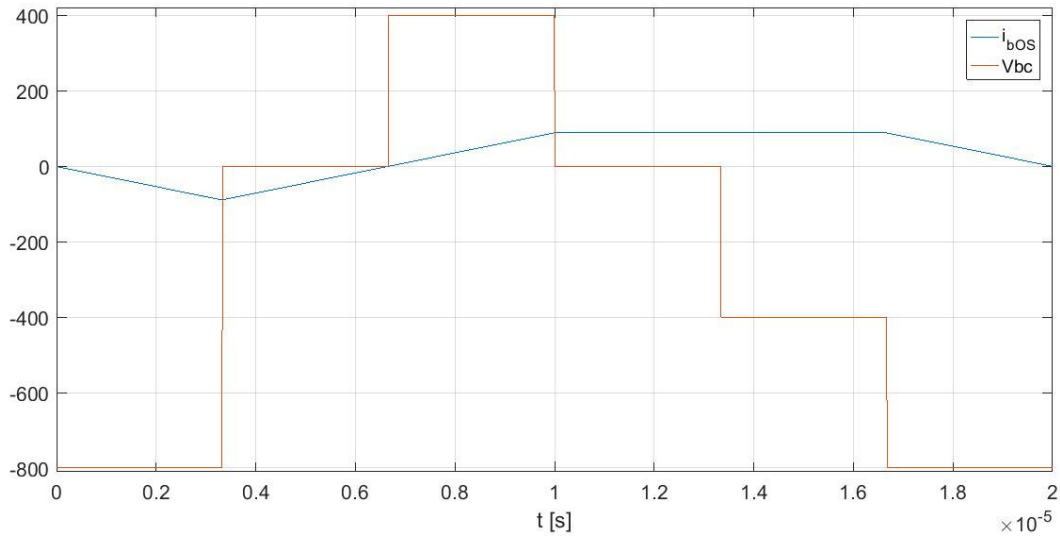


Figura 118, Grandezze per il calcolo della misura del secondo wattmetro Aaron quando il ritardo è 60°

$$\Delta I_{tot} = \frac{2}{3} T \frac{V_{dc}}{L} \quad e \quad \Delta I_{offset} = \frac{1}{3} T \frac{V_{dc}}{L}$$

$$A_2 = T \frac{V_{dc}^2}{L} \left[-\frac{5}{12} \left(\frac{t\alpha}{T} \right)^2 + \frac{1}{18} \frac{t\alpha}{T} \right] \quad \text{per} \quad 0 \leq \frac{t\alpha}{T} \leq \frac{1}{6}$$

Corrente tra 60° e 120°

Fase A

Secondo le stesse ipotesi adottate nel calcolo tra 0 e 60° e seguendo un'identica procedura si sfasa la tensione di fase Va di un generico angolo stavolta compreso tra 60° e 120° e si determina l'andamento della corrente nel nuovo intervallo.

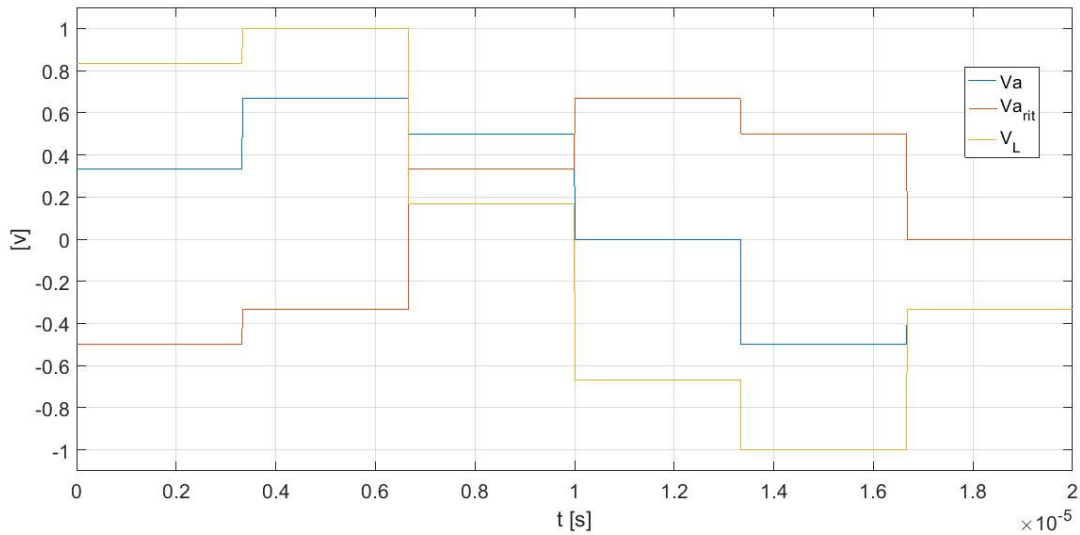


Figura 119, Esempio di tensione sull'induttanza della fase A con Va in ritardo di 120°

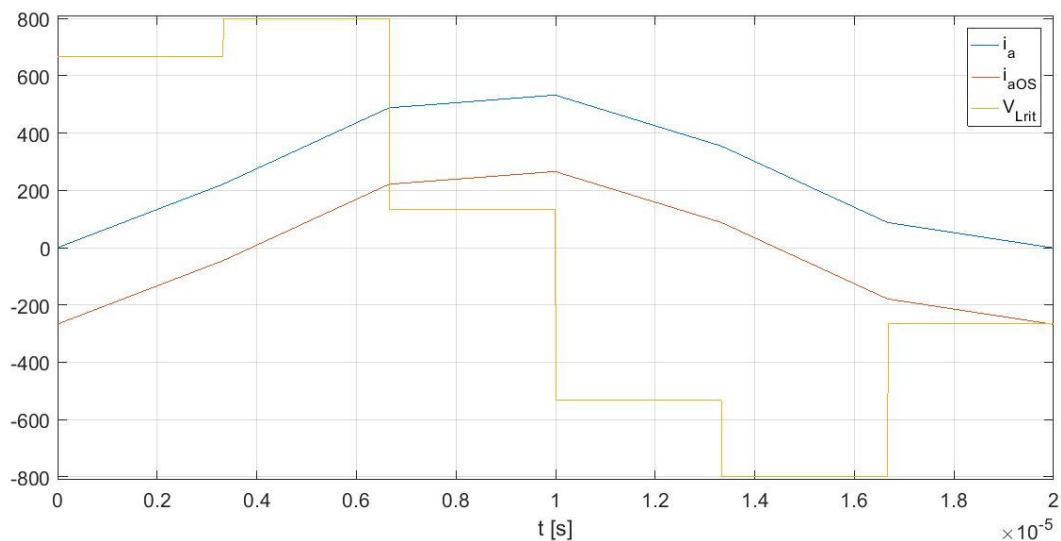


Figura 120, Corrente sulla fase A con ritardo 120°, L=10 uH, Vdc=800 V.

Da notare il valore della totale escursione di corrente e quindi della corrente di offset:

$$\Delta I_{tot} = \left(\frac{5}{6} t\alpha + \frac{1}{18} T \right) \frac{V_{dc}}{L} \quad e \quad \Delta I_{offset} = \left(\frac{5}{12} t\alpha + \frac{1}{36} T \right) \frac{V_{dc}}{L}$$

È ora fondamentale annullare il ritardo che si è inserito per comodità di calcolo al momento della traslazione di VL. Nel caso riportato di ritardo di 120° non avendo la VL subito alcun ritardo questa operazione non è necessaria.

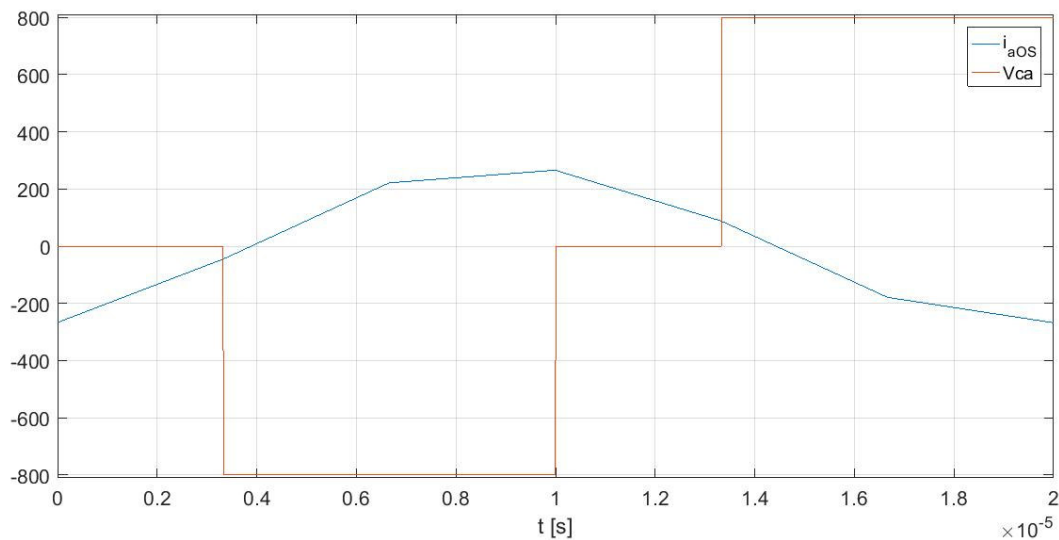


Figura 121, Grandezze per il calcolo della misura del primo wattmetro Aaron quando il ritardo è 120°

Moltiplicando queste forme d'onda e mediando in un periodo è possibile determinare anche questa volta la prima componente dell'espressione della potenza, corrispondente alla lettura del primo wattmetro di un'inserzione Aaron:

$$A1 = T \frac{Vdc^2}{L} \left[-\left(\frac{t\alpha}{T}\right)^2 + \frac{7}{12} \frac{t\alpha}{T} - \frac{3}{144} \right] \quad \text{per} \quad \frac{1}{6} \leq \frac{t\alpha}{T} \leq \frac{1}{3}$$

Fase B

Con analoghi passaggi si calcolano l'andamento della corrente Ib e della seconda parte dell'espressione della potenza, cioè quella corrispondente alla seconda lettura di Aaron:

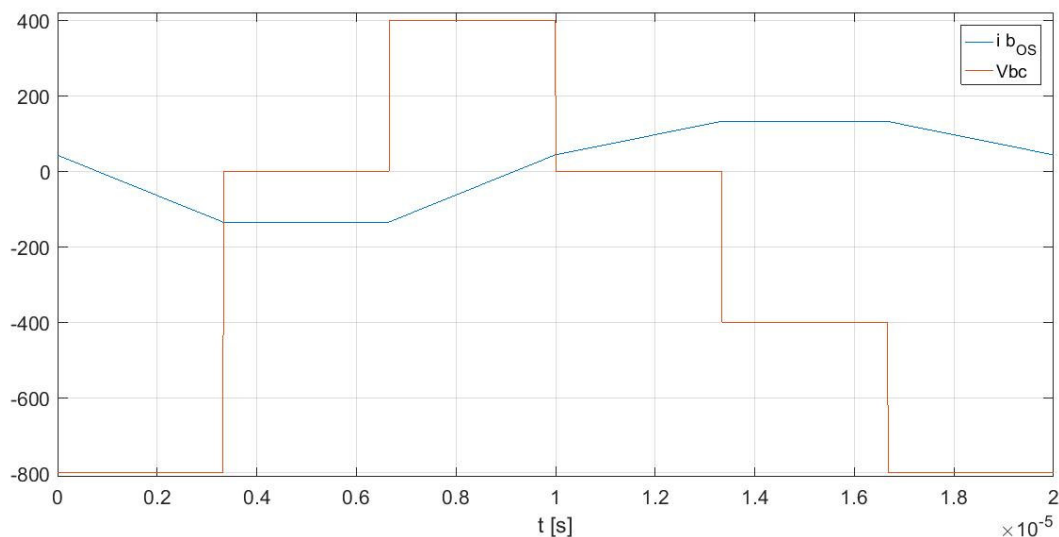


Figura 122, Grandezze per il calcolo della misura del secondo wattmetro Aaron quando il ritardo è 120°

$$\Delta I_{tot} = \left(\frac{1}{3}t\alpha + \frac{1}{18}T\right) \frac{Vdc}{L} \quad e \quad \Delta I_{offset} = \left(\frac{1}{6}t\alpha + \frac{1}{36}T\right) \frac{Vdc}{L}$$

$$A2 = T \frac{Vdc^2}{L} \left[-\frac{1}{4} \left(\frac{t\alpha}{T}\right)^2 + \frac{1}{18} \frac{t\alpha}{T} - \frac{1}{216} \right] \quad \text{per} \quad \frac{1}{6} \leq \frac{t\alpha}{T} \leq \frac{1}{3}$$

Potenza trasmissibile

Sommando le espressioni ottenute per A1 e A2 nei differenti intervalli si ottiene l'espressione della potenza trasmissibile:

$$P = T \frac{V_{dc}^2}{L} \begin{cases} -\frac{2}{3} \left(\frac{t\alpha}{T} \right)^2 + \frac{7}{18} \frac{t\alpha}{T} & \text{per } 0 \leq \frac{t\alpha}{T} \leq \frac{1}{6} \\ -\frac{5}{4} \left(\frac{t\alpha}{T} \right)^2 + \frac{23}{36} \frac{t\alpha}{T} - \frac{11}{432} & \text{per } \frac{1}{6} \leq \frac{t\alpha}{T} \leq \frac{1}{3} \end{cases}$$

Dall'analisi dei polinomi risulta il seguente grafico, di cui si mettono in rilievo i seguenti punti:

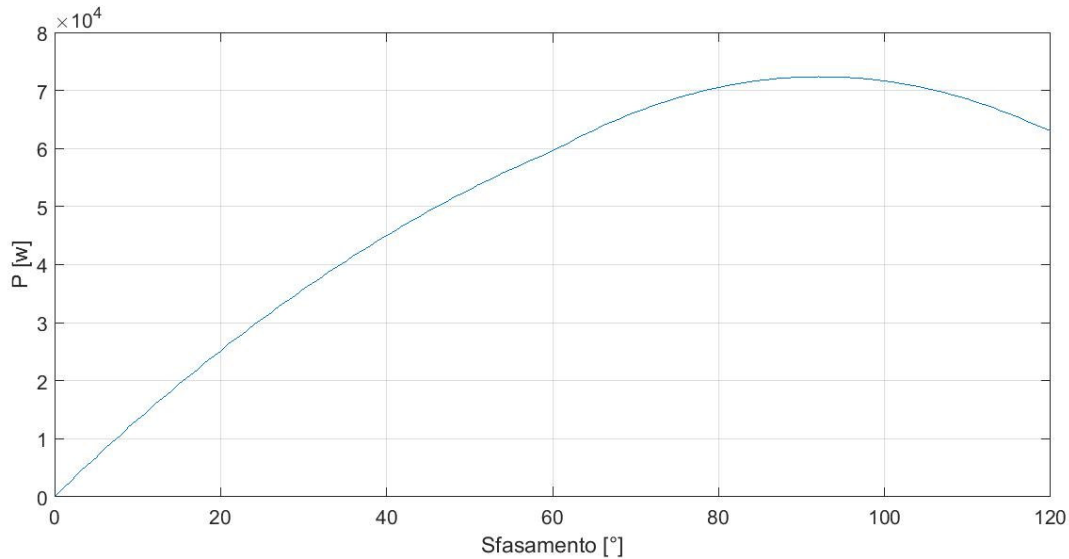


Figura 123, Potenza erogata in funzione dello sfasamento di tensione con $V_{dc}=800$ V e $L=10$ μ H

$$60^\circ : P = 0.0463 \cdot T \frac{V_{dc}^2}{L}$$

$$92^\circ : P = 0.0562 \cdot T \frac{V_{dc}^2}{L}$$

Il valore in 60° non è particolarmente significativo da un punto di vista operativo, ma il fatto che i rami della funzione si saldino perfettamente è segno della bontà del calcolo svolto, poiché trattandosi di una funzione che proviene dall'integrazione di una differenza di tensioni non può ammettere discontinuità.

Come mostra l'immagine in 92° il polinomio e quindi la potenza presenta il suo massimo. Per avere un'idea dell'ordine di grandezza del risultato, adottando V_{dc} 800 V, T 20 μ s e L 5 μ H si ottiene una potenza massima di 143.8 kW.

Limiti di validità

Le ipotesi considerate a inizio trattazione per rendere gestibile il calcolo della corrente hanno delle ripercussioni sul campo di validità della formula trovata.

La prima ipotesi è stata considerare la tensione a monte e valle dell'induttanza all'uscita dell'inverter uguali in modulo, così da rendere la corrente funzione solo dello sfasamento. Nella realtà la caduta di tensione sull'induttanza può essere molto grande e per alte potenze addirittura comparabile con V_{dc} . Questo implica che per potenze elevate la tensione a valle dell'induttanza è considerevolmente diversa da quella a monte, rendendo insensato il valore della corrente calcolato e di conseguenza della potenza trasmissibile. Si può ritenere che la formula approssimi il risultato in modo accettabile fino a quando la tensione a valle si discosta del 5% dalla tensione a monte, per cui considerando la prima armonica della tensione per semplificare i calcoli, vale la seguente espressione approssimata:

$$\begin{cases} X_L I = 0.05 \cdot V_{dc} \\ I \cong \frac{P}{0.95 V_{dc}} \end{cases} \rightarrow P \leq \frac{0.05 \cdot 0.95 \cdot V_{dc}^2}{2\pi f_{sw} L}$$

Questa espressione rapportata al punto di massima potenza calcolato precedentemente permette di affermare che l'equazione fornisce un risultato accettabile fino al 13.5% della potenza massima. Tale valore sembra molto basso ma assumendo dei valori dei parametri dello stesso ordine di grandezza di quelli che si presentano nella tesi per cui è stata sviluppata la trattazione, cioè V_{dc} 800 V, T 20 μ s e L 5 μ H, risulta una potenza massima di 143.8 kW. Di conseguenza la formula può essere ritenuta valida fino a 19.4 kW e dunque per un range ampiamente maggiore del campo in cui è stata applicata.

La seconda ipotesi utilizzata riguarda la forma dei transitori di corrente che si è considerata rettilinea. Questo è valido a patto che si prendano in considerazione degli intervalli di tempo sufficientemente piccoli, altrimenti il raggiungimento del regime per tempi considerevoli renderebbe l'ipotesi insensata. Questo significa che il 1/6 del periodo di switching deve essere confrontabile con $\Delta I/(V/L)$, se è trascurabile la componente resistiva rispetto a quella induttiva, o con L/R se R non è trascurabile.